

**TRABAJO ESPECIAL DE GRADO**

**ESTUDIO DE UN PROTOTIPO DE ANTENA PARABÓLICA  
QUE FUNCIONE EN BANDA C DE MICROONDAS PARA LA  
RECEPCIÓN DE COMUNICACIONES SATELITALES**

Presentado ante la ilustre  
Universidad Central de Venezuela  
por la Br. Neto D., Karina J.  
para optar al título de  
Ingeniero Electricista

Caracas, 2008

## **TRABAJO ESPECIAL DE GRADO**

# **ESTUDIO DE UN PROTOTIPO DE ANTENA PARABÓLICA QUE FUNCIONE EN BANDA C DE MICROONDAS PARA LA RECEPCIÓN DE COMUNICACIONES SATELITALES**

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

Presentado ante la ilustre  
Universidad Central de Venezuela  
por la Br. Neto D., Karina J.  
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, 08 de octubre de 2008

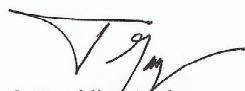
Los abajo firmantes, miembros del Jurado designado por el Consejo de Escuela de Ingeniería Eléctrica, para evaluar el Trabajo Especial de Grado presentado por la Bachiller Karina J. Neto D., titulado:

***“ESTUDIO DE UN PROTOTIPO DE ANTENA PARABOLICA QUE  
FUNCIONE EN BANDA C DE MICROONDAS PARA LA RECEPCIÓN DE  
COMUNICACIONES SATELITALES”***

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. Carolina Regoli  
Jurado

  
Prof. Luis Fernández  
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

El presente trabajo que es fruto de meses de esfuerzo se lo dedico a todas aquellas personas que han contribuido en ser quien soy, en especial a los mencionados a continuación, que creyeron en mí y siempre me apoyaron en las dificultades:

A mi madre y a mi padre, **Teresa y Manuel**, cuyo sacrificio a lo largo de estos años y cuya entrega a ayudarme cuando lo necesitaba, hicieron que creciera cada día como persona y como profesional. Por enseñarme a trabajar de manera constante por lo que quería y ayudarme a pensar que no existía ninguna barrera que yo no pudiera superar.

A mis hermanos: **Verónica, José Manuel y Astrid Neto Da Silva** por aguantarme en todos estos años mis “arranques” locuras y mi mal carácter; los quiero mucho.

A la luz de mi vida, a mi “hijo”, mi ahijado-sobrino **Daniel Eduardo**, a ti que me hiciste sonreír nuevamente.

A todas aquellas personas que se engloban en una sola palabra, que significa más de lo que unas pocas letras pueden expresar, **mi Familia**.

## **AGRADECIMIENTOS**

Principalmente le agradezco a Dios, a la Virgen de Fátima y a San José, por la ayuda que recibo diariamente de ellos.

A mi familia: mi mamá, mi papá, mis hermanos, mi primo Jonathan Goncalves, mi madrina Sheila Goncalves, a mis tíos, a todos ellos por su apoyo incondicional.

A mis panas de la universidad, en especial a Jesús Montiel, Cristian González, Héctor Bolívar, Luis Grateron, Alex Arreaza, Víctor Bermúdez, Vivian Farías, Jean Paul Mora, José Manuel Díaz, Leonardo Gómez, Gustavo Segovia, Philippe Cook, Antonino Restifo, Jesús Roldán, Andrés Blanco, Richard Barreto, Brunswick Mena, Aura Brito, Daniela Mederos, José Benavides, Francisco Fragachan, Diana Díaz, de últimos y no por ser menos importantes Adolfo García, Jorge Cadavid, Paula de Curtis, Ayarith León, Rogelio Revetti y Claudio Sanhueza. Gracias a ustedes, y a todas aquellas personas que se me escapan en estos momentos, por haber sido un apoyo en este difícil pero satisfactorio camino.

A mis amigas del Colegio Teresiano: Celia Marcano, Amelia Szeto, Mélida M., Yormari R., Diana G., Carolina H., Ingrid M., Patricia M., Zunilda M., Yuckency T. y Yoselin M. por compartir conmigo grandes momentos de mi vida. Un reconocimiento especial a Patricia Marina de León Salazar (†), siempre estarás en el corazón de las personas que te conocieron, te agradezco haber sido mi amiga, que Papá Dios te tenga en su Gloria.

Agradezco a las personas que trabajan en el CENDIT: Pablo Alonso, Maribel Dávila “la bruja”, Omar García, Mariaalexandra Pérez, Elvia Fernández, a

Gloria Carvalho, Yaremi, Zolanda, Sra. Beatriz, Ing. Rolando Visio, sobre todo les agradezco a este pequeño grupito: Ing. Ching Moy, Ing. José Alejandro Iacutone, Ing. Lorena Núñez e Ing. Rafael Villamizar por ser grandes compañeros de trabajo. Al Prof. Paolo Maragno porque con su simpatía y su ayuda hizo cada día de trabajo más agradable.

Un reconocimiento especial a mi tutor académico Prof. Franklin Martínez por enseñarme todo lo que se sobre antenas, por introducirme a este mundo.

A mi tutor industrial Prof. Freddy Brito por darme esta grandiosa oportunidad y dejarme trabajar en aquello que me gusta.

A Metalúrgica Guarenas C.A. en especial al Sr. Verner Smidt por su ayuda incomparable en la realización de este proyecto. A las personas que laboran en la Estación Terrena Camatagua, en especial a Eugenio Rincones por todas las enseñanzas y toda la ayuda que proporcionó a lo largo de este trabajo de grado.

Le agradezco al Dr. Marcelo Perotoni por la ayuda prestada con el software CST, tanto por la licencia como por el asesoramiento que aportó a lo largo del trabajo de grado.

Y no me puede faltar agradecerle a mis nuevos amigos del curso de inglés de la UCV, por los “chalequeos”, risas y su apoyo para la realización de este trabajo.

A María Auxiliadora por su ayuda en aquellos aspectos de la universidad que a veces uno se le olvida, por estar pendiente de lo que me hacía falta.

A todas aquellas personas que han influido en mi vida, que han hecho ser quien soy y que me han ayudado en este camino.

**Neto Da S., Karina J.**

**ESTUDIO DE UN PROTOTIPO DE ANTENA PARABÓLICA QUE  
FUNCIONE EN BANDA C DE MICROONDAS PARA LA  
RECEPCIÓN DE COMUNICACIONES SATELITALES**

**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. 87h+ anexos**

**Palabras Claves:** Antena parabólica; Aproximación de Kottler; Ley de iluminación; Banda C de microondas.

**Resumen:** Se propone el diseño de un prototipo de antena parabólica que funcione en banda C de microondas para la recepción de comunicaciones satelitales. Este prototipo debe tener alta eficiencia y directividad partiendo de la premisa de que el reflector va a ser iluminado por un alimentador comercial. Dicha propuesta debe indicar los parámetros principales definitivos de la estructura tales como apertura, relación  $f/D$ , materiales de construcción y su proceso de construcción. Para el análisis se utilizó como enfoque la Ley de Iluminación de un alimentador comercial conjuntamente con la aproximación de Kottler, la cual permite dar un estimado del parámetro  $f/D$ . Los resultados analíticos preliminares son comparados con simulaciones efectuadas con un software comercial obteniendo resultados que son consistentes entre sí, lo cual valida el procedimiento analítico utilizado. Se obtiene como resultado un diseño final de antena cuyo desempeño es comparable a las antenas comerciales donde la eficiencia será mayor a 50% y su directividad será mayor a 30dB.

## ÍNDICE GENERAL

CONSTANCIA DE APROBACION.....	ii
DEDICATORIA .....	iv
AGRADECIMIENTOS .....	v
RESUMEN.....	vii
ÍNDICE GENERAL.....	viii
ÍNDICE DE TABLAS .....	xii
ÍNDICE DE FIGURAS.....	xii
ÍNDICE DE GRÁFICAS .....	xiv
SIGLAS.....	xv
ACRÓNIMOS.....	xvi
INTRODUCCIÓN .....	1
<b>CAPÍTULO I: OBJETIVOS DE LA TESIS .....</b>	<b>2</b>
1.1    Antecedente y justificación.....	2
1.2    Planteamiento del Problema.....	2
1.3    Objetivos Generales .....	3
1.4    Objetivos Específicos.....	3
1.5    Metodología .....	4
<b>CAPÍTULO II: PRELIMINARES .....</b>	<b>5</b>
2.1    Generalidades:.....	5
2.2    Configuración típica de la estación terrena de recepción: .....	7
2.3    Antenas empleadas en las estaciones terrenas .....	8
2.4    Reflector Parabólico.....	8
2.4.1    Geometrías del reflector:.....	9
2.4.1.1    Antenas de foco centrado o <i>prime-focus</i> .....	9



2.4.1.2	Antena Offset.....	10
2.4.1.3	Antenas Cassegrain.....	11
2.4.1.4	Antenas Gregorian .....	13
2.4.2	Caracterización Geométrica:.....	14
2.4.3	Análisis electromagnético: .....	16
	Aproximación de Kottler.....	18
2.4.4	Directividad:.....	22
2.4.5	Eficiencia: .....	23
2.4.5.1	Eficiencia de apertura .....	23
2.4.5.2	Eficiencia por desbordamiento o <i>spillover</i> : .....	24
2.4.5.3	Pérdidas de iluminación.....	24
2.4.5.4	Pérdidas óhmicas .....	25
2.4.1.5	Eficiencia de polarización cruzada .....	25
2.4.1.6	Pérdidas por bloqueo .....	26
2.4.6	Relación $f/D$ :.....	26
2.4.7	Ancho del haz a potencia mitad: .....	27
2.4.8	Potencia radiada hacia atrás: .....	28
2.5	Tipos de alimentador.....	28
2.5.1	Bocinas con apertura rectangular .....	29
2.5.1.1	Bocina sectorial plano E .....	29
2.5.1.2	Bocina sectorial plano H.....	30
2.5.1.3	Bocina piramidal.....	31
2.5.2	Bocinas con apertura circular .....	33
2.6	Parámetros del sistema de comunicaciones vía satélite .....	35
2.6.1	Ángulo visual de la antena: .....	35
2.6.2	Temperatura de ruido de la antena: .....	38
2.6.3	Relación de ganancia a temperatura equivalente de ruido: .....	40

2.6.4	Relación de portadora a densidad de ruido: .....	41
2.6.4.1	Pérdidas por espacio libre .....	43
2.6.4.2	Pérdidas atmosféricas adicionales .....	44
2.7	Partes Mecánicas de las Antenas Parabólicas .....	45
2.7.1	El plato o reflector parabólico.....	46
2.7.2	Soportes del reflector .....	46
2.7.3	Soportes del alimentador.....	47
2.7.4	Montura .....	47
2.7.5	Base o mástil .....	47
<b>CAPÍTULO III: CONSIDERACIONES Y DISEÑO .....</b>		<b>48</b>
3.1	Consideraciones del Diseño .....	48
3.3	Selección de Material para el Reflector .....	49
3.4	Selección de la Alimentación:.....	50
3.5	Selección de la Relación $f/D$ :.....	51
3.6	Selección del LNB .....	52
3.7	Diseño Geométrico del Reflector:.....	53
3.8	Parámetros de Iluminación del Alimentador: .....	55
3.9	Reflector Parabólico:.....	59
3.9.1	Directividad.....	59
3.9.2	Eficiencia.....	68
3.9.3	Potencia radiada hacia atrás .....	68
3.9.4	Ancho del haz a potencia mitad .....	69
3.10	Estudio de sensibilidad.....	69
Se puede realizar una comparación entre las gráficas obtenidas por el simulador .		73
3.11	Parámetros del sistema de comunicaciones vía satélite .....	75
3.11.1	Ángulo visual de la antena: .....	76
3.11.2	Temperatura de ruido de la antena: .....	76
3.11.3	Figura de Mérito:.....	77

3.11.4 Relación portadora a ruido:.....	77
---	----

**CAPÍTULO IV: ANÁLISIS DE RESULTADOS Y DESCRIPCIÓN DEL  
PROTOTIPO..... 79**

4.1. Análisis de los Resultados: .....	79
4.2. Descripción y fases de construcción del prototipo:.....	81

**CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES..... 88**

**REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS..... 90**

**BIBLIOGRAFÍA ..... 93**

**ANEXOS ..... 94**

**[ANEXO 1] ..... 94**

**Aproximación de Kottler..... 94**

**[ANEXO 2] ..... 99**

**Especificaciones técnicas del LNB ..... 99**

**[ANEXO 3] ..... 101**

**Normativa INTELSAT..... 101**

**[ANEXO 4] ..... 105**

**Pruebas de Verificación de la Estación Terrena ..... 105**

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Bandas de frecuencia para el servicio FSS .....	7
Tabla 2: Comparación de los diferentes tipos de reflector.....	49
Tabla 3: Conductividad Eléctrica.....	50
Tabla 4: Características LNB .....	52
Tabla 5: Dimensiones de la bocina para variación del ángulo en el plano eléctrico ..	70
Tabla 6: Dimensiones de la bocina para variación del ángulo en el plano magnético	70
Tabla 7: Comparación de directividad por la aproximación de Kottler.....	71
Tabla 8: Comparación de eficiencias .....	72
Tabla 9: Estándar que se debe aplicar en relación al valor de la figura de mérito....	102

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Enlace de transmisión y recepción .....	5
Figura 2: Enlace de transmisión y recepción .....	6
Figura 3: Configuración típica de una estación terrena de recepción .....	7
Figura 4: Antena de foco centrado.....	10
Figura 5: Antena <i>offset</i> .....	11
Figura 6: Antena Cassegrain .....	12
Figura 7: Antena Gregorian .....	13
Figura 8: Geometría del reflector parabólico.....	15
Figura 9: Parámetros principales para aproximación de Kottler.....	18
Figura 10: Sistema coordinado para campo lejano.....	20
Figura 11: Ley de iluminación .....	22
Figura 12: Relación $f/D$ .....	27
Figura 13: Bocina Sectorial plano E .....	30

Figura 14: Bocina Sectorial plano H.....	31
Figura 15: Bocina Piramidal .....	32
Figura 16: Bocina cónica .....	34
Figura 17: <i>Choke horn</i> .....	35
Figura 18: Ángulo acimutal .....	37
Figura 19: Ángulo de elevación .....	38
Figura 20: Temperatura de brillo de las fuentes de origen extraterrestre .....	39
Figura 21: Temperatura de brillo de la atmósfera.....	40
Figura 22: $Pe$ vs. $C/N$ .....	42
Figura 23: Pérdidas en la trayectoria por espacio libre .....	43
Figura 24: Atenuación por absorción atmosférica .....	44
Figura 25: Montura típica de una Antena Parabólica y sus sub-estructuras .....	45
Figura 26: Diseño del Reflector Parabólico .....	54
Figura 27: Ley de Iluminación de la bocina en el reflector parabólico .....	56
Figura 28: Patrón de Radiación usando Aproximación de Kottler en Bocina con abertura comercial.....	60
Figura 29: Sistema Coordinado .....	61
Figura 30: Comparación del Patrón de Radiación usando Aproximación de Kottler y el Programa de Simulación CST en Bocina con Abertura Comercial .....	67
Figura 31: Comparación de Ley de Iluminación de las bocinas .....	71
Figura 32: Comparación entre los Patrones de Radiación usando CST para diferentes aberturas de bocinas .....	73
Figura 33: Comparación del Patrón de Radiación usando Aproximación de Kottler y el Programa de Simulación CST en Bocina con Abertura menos 5° .....	74
Figura 34: Comparación del Patrón de Radiación usando Aproximación de Kottler y el Programa de Simulación CST en Bocina con Abertura más 5° .....	75
Figura 35: Estructura general del reflector parabólico.....	82
Figura 36: Vista superior de la estructura .....	83
Figura 37: Pétalos y radiales .....	84
Figura 38: Base central y Asas.....	85

Figura 39: Soportes del Alimentador .....	86
Figura 40: Aro para sujetar el Alimentador .....	87
Figura 41: Tornillos sin fin .....	87

## ÍNDICE DE GRÁFICAS

Gráfica 1: Patrón de radiación en el plano eléctrico .....	57
Gráfica 2: Patrón de radiación en el plano magnético .....	58
Gráfica 3: Patrón de radiación para $\phi = 0^\circ$ .....	62
Gráfica 4: Patrón de radiación para $\phi = 0^\circ$ .....	63
Gráfica 5: Patrón de radiación para $\theta = 90^\circ$ .....	64
Gráfica 6: Patrón de radiación para $\theta = 90^\circ$ .....	65
Gráfica 7: Patrón de radiación en 3 dimensiones.....	66

## **SIGLAS**

**CENDIT:** Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en  
Telecomunicaciones

**INTELSAT:** International Telecommunications Satellite Organization

**UIT:** Unión Internacional de Telecomunicaciones

## ACRÓNIMOS

<b>BSS:</b>	Servicio de radiodifusión por satélite, del inglés Broadcast Satellite Service
<b>FFT:</b>	Transformada rápida de Fourier, del inglés Fast Fourier Transform
<b>FSS:</b>	Servicio fijo por satélite, del inglés Fixed Service Satellite
<b>GTD:</b>	Teoría Geométrica de la Difracción, del inglés Geometrical Theory of Diffraction
<b>HPA:</b>	Amplificador de alta potencia, del inglés High Power Amplifier
<b>IESS:</b>	Estándar para estación terrena de INTELSAT, del inglés INTELSAT Earth Station Standards
<b>IF:</b>	Frecuencia intermedia, del inglés Intermediate Frequency
<b>LNA:</b>	Amplificador de bajo ruido, del inglés Low Noise Amplifier
<b>LNB:</b>	Bloque de amplificador de bajo ruido, del inglés Low Noise Block
<b>LNBF:</b>	Bloque de amplificador de bajo ruido con alimentador, del inglés Low Noise Block Feeder
<b>MSS:</b>	Servicio móvil por satélite, del inglés Mobile Satellite Services
<b>PTD:</b>	Teoría física de la difracción, del inglés Physical Theory of Diffraction
<b>SHF:</b>	Frecuencia súper alta, del inglés Super High Frequency
<b>SSOG:</b>	Guía de operación para el sistema de satélite, del inglés Satellite System Operations Guides
<b>UHF:</b>	Frecuencia ultra alta, del inglés Ultra High Frequency
<b>UTD:</b>	Teoría uniforme de la difracción, del inglés Uniform Theory of Diffraction
<b>VHF:</b>	Frecuencia muy alta, del inglés Very High Frequency



## INTRODUCCIÓN

Para establecer un enlace de comunicaciones vía satélite es necesario contar con antenas que capten las señales provenientes de dichos satélites; debido a la necesidad de obtener información enviada de manera correcta es necesario poseer antenas con grandes eficiencias y ganancias. A lo largo de los años se ha demostrado que la mejor solución para esto son las antenas parabólicas.

Existen diferentes tipos de antenas parabólicas usados para comunicaciones satelitales: Antenas Foco Centrado, Antenas Foco Descentrado, Antenas Cassegrain y Antenas Gregorian. La escogencia del tipo de antena a utilizar dependerá de distintos factores entre ellos: ganancia, eficiencia, dificultad de construcción, además de las dimensiones del reflector.

Para el estudio y/o diseño de dichas antenas se realiza una caracterización geométrica y electromagnética. La caracterización geométrica se relaciona con la forma que tendrá la estructura, su profundidad, tamaño de abertura además de la ubicación del foco. Por otro lado, el análisis electromagnético dependerá del alimentador que se va a utilizar para iluminar la superficie reflectora, para este análisis se utilizan distintos métodos y la escogencia del mismo dependerá del tipo de análisis que se requiere hacer o de la exactitud que se requiere del mismo.

El presente trabajo consta de 4 capítulos. En el capítulo 1, se describen los objetivos y alcance del proyecto. En el capítulo 2 se hace una revisión general de los conceptos utilizados en el diseño de reflectores parabólicos. En el capítulo 3 se trata en detalle el diseño de dicho reflector y en el capítulo 4 se analizan los resultados, donde se incluye el diseño mecánico de la estructura del prototipo de la antena y sus posibles fases de construcción.

# **CAPÍTULO I**

## **OBJETIVOS DE LA TESIS**

### **1.1 Antecedente y justificación**

El análisis y diseño de antenas reflectoras evolucionó desde los días de la Segunda Guerra Mundial, cuando fueron utilizadas para aplicaciones por radar. Consecuentemente, este tipo de antenas fue utilizado para radio astronomía, comunicaciones microondas y seguimiento satelital, resultando un progreso en estas áreas tanto en las técnicas analíticas como experimentales a través de los años. Para un diseño eficiente, fue estudiada la manera de iluminar estas aperturas para así maximizar la ganancia de este tipo de antenas.

El Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones, CENDIT, desde sus inicios hasta la actualidad se ha encargado de garantizar la investigación y el desarrollo en el sector de las telecomunicaciones para ofrecer soluciones, no sólo a los requerimientos inmediatos del sector en materia de tecnologías asociadas con las telecomunicaciones, sino también a las proyecciones del Estado Venezolano en esta área.

Con el próximo lanzamiento por parte del Estado del Satélite Simón Bolívar, el CENDIT busca solventar la necesidad que existirá en el país de antenas parabólicas que funcionen de manera óptima para la recepción de señales provenientes del mismo. Es por ello que se plantea el diseño de un prototipo de antena en banda C de microondas para la recepción de comunicaciones satelitales.

### **1.2 Planteamiento del Problema**

Debido a que en el país la investigación, en cuanto al estudio de antenas parabólicas no ha sido desarrollada, se necesita estudiar el comportamiento del reflector parabólico partiendo de una iluminación que proporcione un alimentador comercial. Para ello, es necesario conocer las distintas geometrías del reflector parabólico, los materiales para su construcción y todos los aspectos importantes para su diseño.

### **1.3 Objetivos Generales**

Estudiar un prototipo de antena parabólica que funcione en banda C de microondas para la recepción de comunicaciones satelitales

### **1.4 Objetivos Específicos**

1. Realizar consultas bibliográficas especializadas en propagación y antenas, así como aquellas relacionadas con la normativa nacional e internacional aplicada a la fabricación de antenas
  
2. Elaborar una propuesta de prototipo para una antena del tipo reflector parabólico de banda C, tal propuesta debe incluir los parámetros principales tales como:
  - Apertura
  - Relación f/D
  - Materiales de construcción
  - Proceso de construcción
  
3. Efectuar la simulación del prototipo de antena en banda C.

4. Describir el prototipo y sus fases de construcción.

## **1.5 Metodología**

La realización de este proyecto contempla las siguientes fases:

Fase I: Estudios preliminares sobre los distintos modelos de antenas parabólicas que funcionan en banda C de microondas, además del modelo matemático de la misma.

Fase II: Elaboración del modelo de prototipo de antena basado en el modelo matemático de la misma.

Fase III: Simulación de la antena en estudio para determinar sus características.

Fase IV: Descripción del prototipo con sus distintos materiales para poder efectuar su construcción.

Fase V: Redacción del informe final.

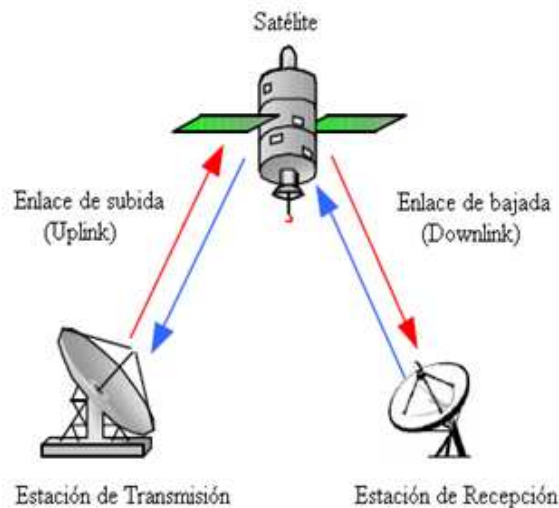
## CAPÍTULO II

### PRELIMINARES

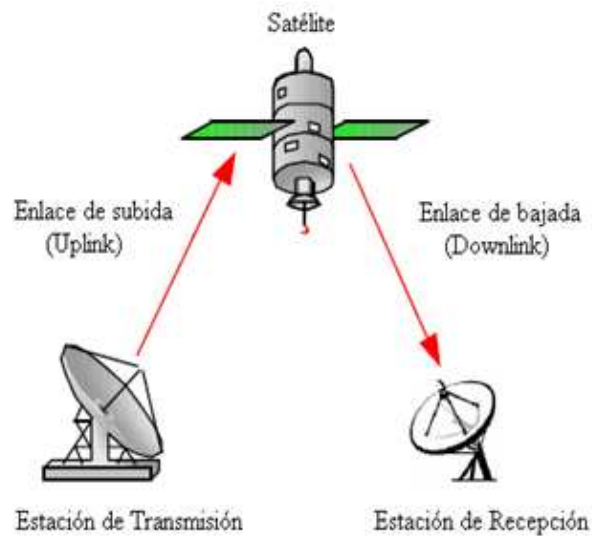
#### 2.1 Generalidades:

Un enlace para comunicaciones por vía satélite, en órbita geoestacionaria, requiere de un buen dimensionamiento de la estación terrena, para así poder ofrecer desempeños satisfactorios en las distintas aplicaciones que se requieran. Debido a las grandes distancias que viajan las señales y por lo tanto su degradación en el camino, se necesitan ganancias elevadas en las estaciones terrenas para poder compensar las pérdidas de potencia.

Como cualquier tipo de comunicación, se requiere tráfico en ambos sentidos (Figura 1) pero es posible encontrar estaciones terrenas que sólo funcionen para un sentido (Figura 2) La posibilidad de tráfico bidireccional dependerá, en mayor parte, del tipo de servicio prestado y cambiará la configuración básica de la estación.



**Figura 1:** Enlace de transmisión y recepción



**Figura 2:** Enlace de transmisión y recepción

La definición del tipo del servicio prestado dependerá directamente de la banda de frecuencia utilizada, la UIT ha asignado para los satélites actuales de comunicaciones las bandas VHF, UHF, SHF y EHF. Estas bandas han sido divididas en sub-bandas: L S, X, C, Ku, K y Ka.

Los tres principales tipos de servicios definidos tanto por la UIT como la FCC, son conocidos por las siglas FSS, MSS, BSS. El servicio FSS aplica entre estaciones terrenas cuando uno o más satélites se utilizan, la posición de la estación puede ser un punto especificado o cualquier punto dentro de un territorio específico, el servicio MSS se refiere a toda comunicación entre estaciones terrenas móviles, mientras que el servicio BSS se refiere a las comunicaciones por satélite que son recibidas directamente en los hogares [ 1, pág. 58].

Las bandas de frecuencia para el servicio FSS se muestran en la Tabla 1.

**Tabla 1:** Bandas de frecuencia para el servicio FSS

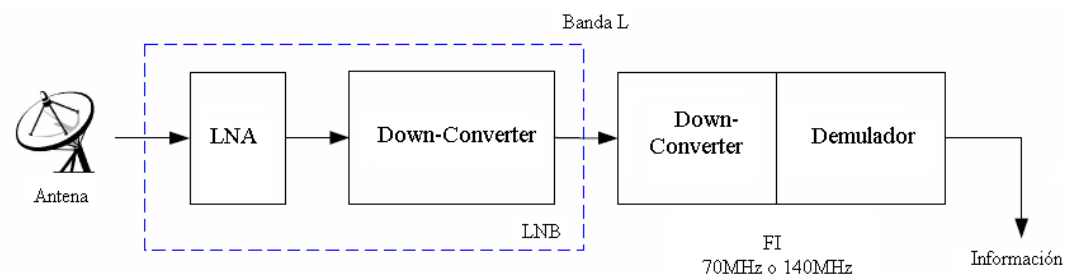
Banda	Enlace ascendente (GHz)	Enlace Descendente (GHz)
C	5.9 – 6.4	3.7 – 4.2
Ku	14.0 – 14.5	11.7 – 12.2
Ka	27 – 30	17 – 20

## 2.2 Configuración típica de la estación terrena de recepción:

En la estación terrena de recepción es necesario un equipamiento mínimo para poder no sólo captar las señales provenientes del espacio sino también obtener correctamente la información que fue enviada.

La señal transmitida por el satélite es recibida por la antena de la estación de recepción y amplificada por una estructura de bajo ruido (LNA). Esta señal es convertida desde la frecuencia de recepción a banda L y luego se baja a frecuencia intermedia donde se obtiene la señal de información (Figura 3).

Cuando el LNA y el primer convertidor de frecuencia están unidos en el mismo conjunto se le conoce como LNB. También se puede encontrar el alimentador unido en el mismo conjunto con el LNB y a esta estructura se le conoce como LNBF.



**Figura 3:** Configuración típica de una estación terrena de recepción

### **2.3 Antenas empleadas en las estaciones terrenas:**

En un enlace de microondas vía satélite las antenas más comunes derivan de las siguientes clases de antenas:

- Antenas del tipo bocina
- Arreglo de antenas complementadas en fase (phase array)
- Antenas parabólicas

El uso de las antenas del tipo bocina, para comunicaciones satelitales, no fue difundido comercialmente porque cuando se necesita ganancias elevadas, el tamaño de la estructura crece bastante, aumentando así su costo. Este tipo de antenas fue utilizado en los primeros sistemas de comunicaciones satelitales. Actualmente, este tipo de antena es usado para alimentar los reflectores parabólicos.

El arreglo de antenas complementadas en fase son usadas cuando se pretende ofrecer una cobertura con un satélite que está en constante movimiento, como es el caso de los satélites que están en órbitas bajas o medianas.

Las antenas parabólicas ofrecen altas ganancias sin la necesidad de arreglos de antenas o de grandes estructuras si se compara el tamaño necesario para que una antena del tipo bocina tenga la misma ganancia que la parabólica, por lo tanto implican bajo costo para los beneficios que se obtienen.

### **2.4 Reflector Parabólico:**

El principio del funcionamiento de la antena parabólica consiste en reflejar las señales que llegan a ella y concentrarla en un punto común llamado foco; mientras que si las señales provienen del foco las refleja y las concentra en un haz angosto de radiación para transmitir.



El foco coincide con el foco geométrico del paraboloide de revolución que representa matemáticamente a la antena y en ese lugar se coloca el alimentador. El tipo de alimentador define la ganancia final de la antena y las características de los lóbulos.

#### **2.4.1 Geometrías del reflector:**

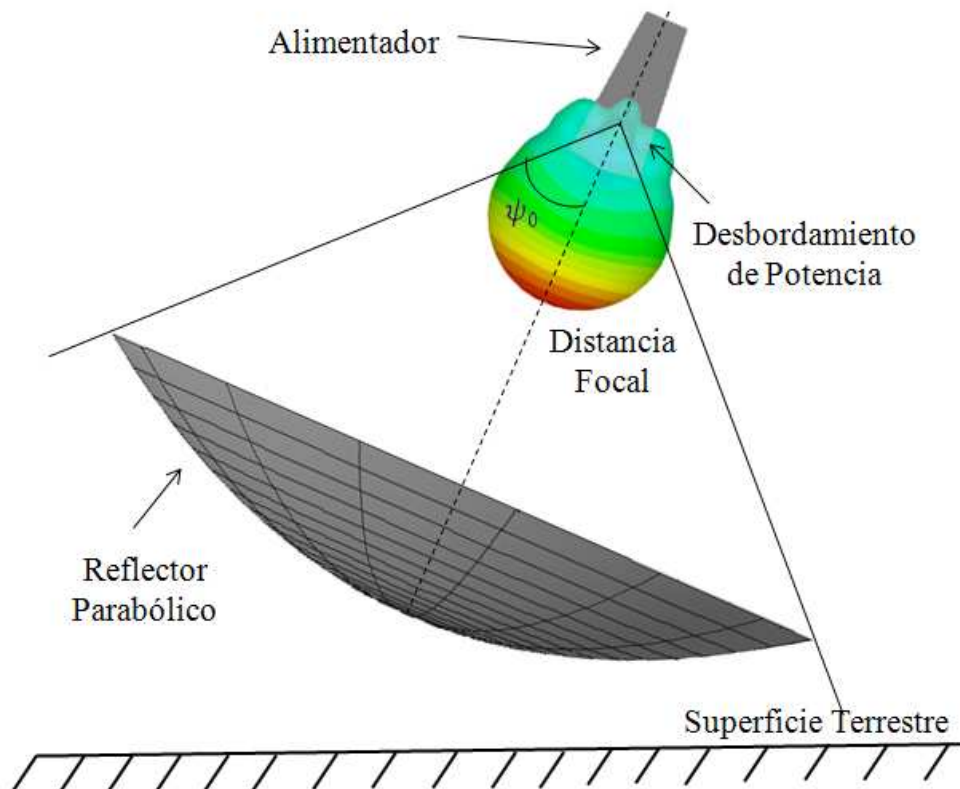
Existen distintos tipos de geometrías de reflectores parabólicos, que se diferencian dependiendo de la posición del alimentador o de la cantidad de reflectores que posean, lo cual influirá en la eficiencia de la misma, así como en la cantidad de lóbulos secundarios del sistema. Dentro de las geometrías encontradas se puede destacar las antenas de foco centrado, conocidas como *prime-focus*, las antenas cuya iluminación está descentrada, respecto al eje de la parábola, llamadas *offset* y las antenas con doble reflector que se dividen en dos tipos llamados antenas cassegrain y antenas gregorian.

##### **2.4.1.1 Antenas de foco centrado o *prime-focus***

Las antenas de foco centrado son aquellas en las que el alimentador está ubicado en el punto focal del reflector parabólico. La mayor limitación existente en este tipo de configuración es la reducción de la eficiencia, esto debido al bloqueo que ocasiona el alimentador.

Este bloqueo del alimentador también aumenta la intensidad de los lóbulos laterales, debido a la difracción que produce por ser un obstáculo. Este problema puede ser atenuado cuando las dimensiones del alimentador son pequeños comparados con la longitud de onda.

Las antenas foco centrado han sido ampliamente utilizadas por sus razones de sencillez en la construcción y economía. A pesar de la disminución de la eficiencia por parte del bloqueo del reflector, estas antenas presentan una eficiencia entre el 55 y el 70%



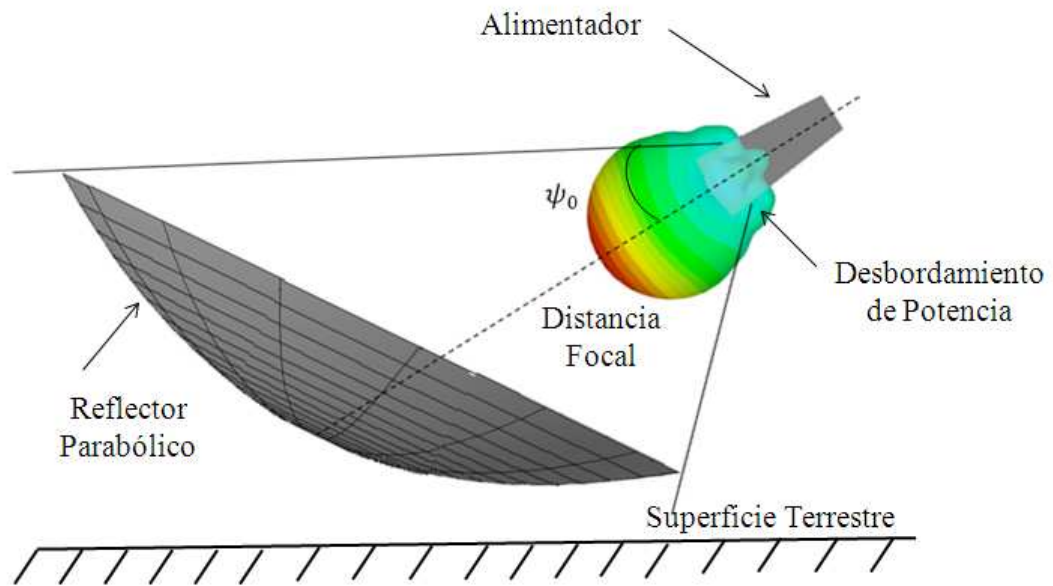
**Figura 4:** Antena de foco centrado

#### 2.4.1.2 Antena Offset:

Las antenas *offset* son aquellas en las que el alimentador no se localiza en el centro del paraboloides de revolución, esto es para evitar los problemas de bloqueo que ocasiona el alimentador.

La principal desventaja es que produce un nivel de polarización cruzada superior al caso de la alimentación frontal debido a la falta de simetría de la

estructura. Otra desventaja es que el análisis de la estructura es más complejo que las antenas con simetría pero sin embargo, las eficiencias teóricas están comprendidas entre el 70 y el 80%.



**Figura 5:** Antena *offset*

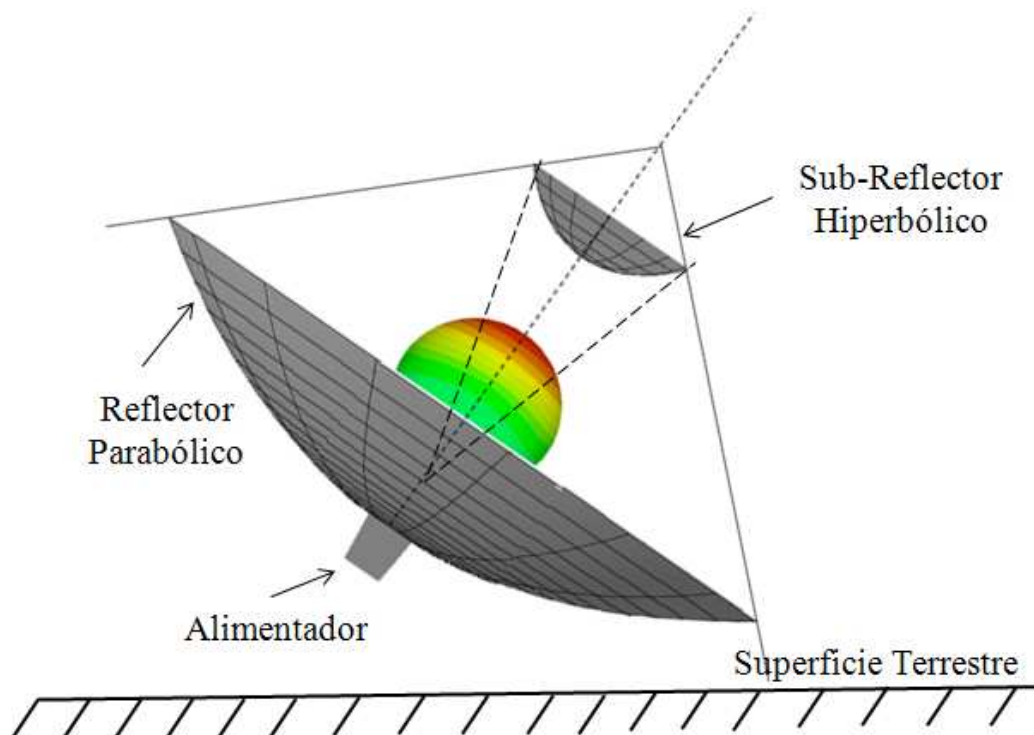
### 2.4.1.3 Antenas Cassegrain

Este tipo de antenas está formado por dos reflectores y un alimentador. El reflector de mayor dimensión se denomina reflector principal y el reflector de menor dimensión se llama reflector auxiliar o sub-reflector, el cual tiene la particularidad de tener forma hiperbólica.

Este tipo de configuración permite conseguir una iluminación del reflector más uniforme y pérdidas por desbordamiento más bajas. Las eficiencias reales típicas son del orden del 65 al 75%.

La desventaja de este tipo de antena está relacionada con los efectos generados por la obstrucción del sub-reflector. Si se disminuye el diámetro del reflector principal, los efectos del bloqueo afectarán de manera significativa la eficiencia. Otra desventaja de este tipo de antena es que su precio es considerablemente alto, debido a la complejidad de manufacturar estas antenas.

Este tipo de configuración se usa cuando se desean obtener ganancias elevadas, esto debido al sub-reflector presente en la estructura, ya que el mismo capta toda la potencia radiada del alimentador obteniendo una iluminación en el reflector principal más uniforme y con una ganancia mayor a la emite el alimentador. Esta es la razón por la que este tipo de antenas se usan en radioastronomía, comunicaciones espaciales y en estaciones terrenas que requieran recepción y transmisión de señal.

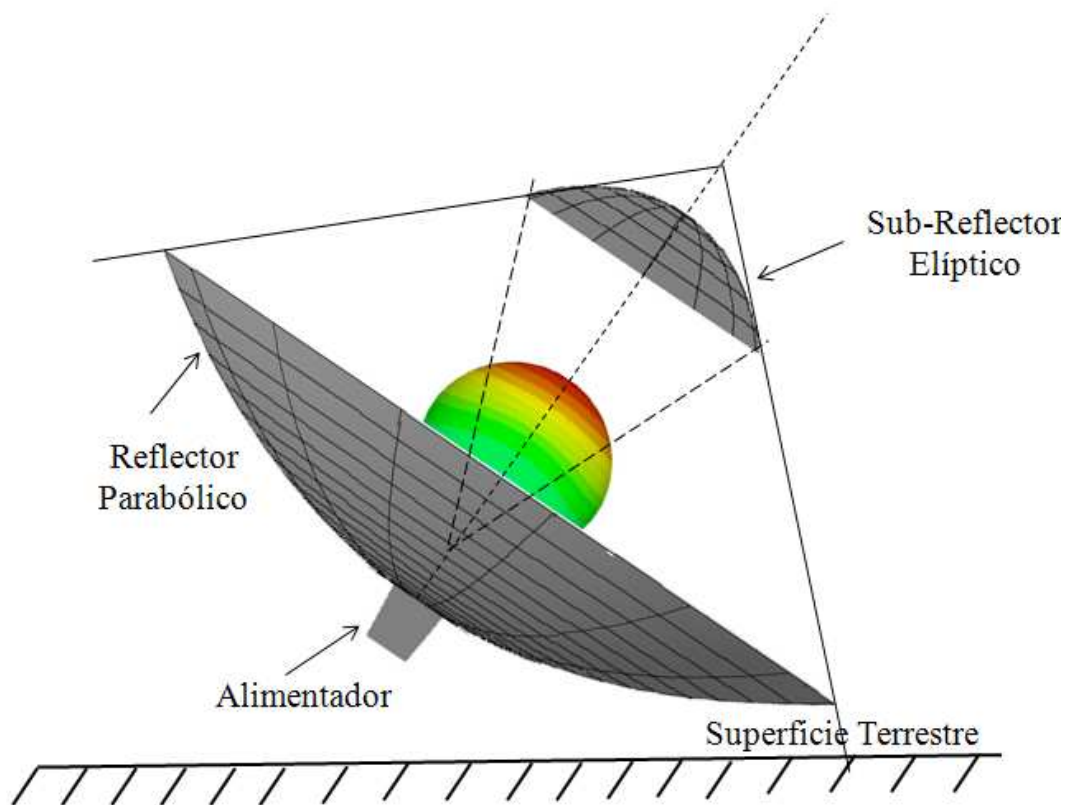


**Figura 6:** Antena Cassegrain

#### 2.4.1.4 Antenas Gregorian

La geometría de este tipo de antenas está basada en la configuración del telescopio gregoriano, que posee un reflector principal con aspecto parabólico y un sub-reflector elíptico.

Este tipo de antenas presenta los mismos desempeños que las antenas Cassegrain, es decir, poseen ganancias elevadas y eficiencias altas. Sin embargo, también adolecen del efecto del bloqueo existente por parte del sub-reflector.



**Figura 7:** Antena Gregorian

### 2.4.2 Caracterización Geométrica:

La geometría de un reflector parabólico queda totalmente caracterizada por un corte que comprenda el eje, cuya forma es la de una parábola. La ecuación de la parábola puede ser definida tanto en coordenadas cartesianas como en esféricas (Figura 8) mediante las siguientes ecuaciones [2, pág. 381]

$$x^2 = 4f(f + z)$$

$$\rho = \frac{f}{\cos^2\left(\psi/2\right)} \quad (1)$$

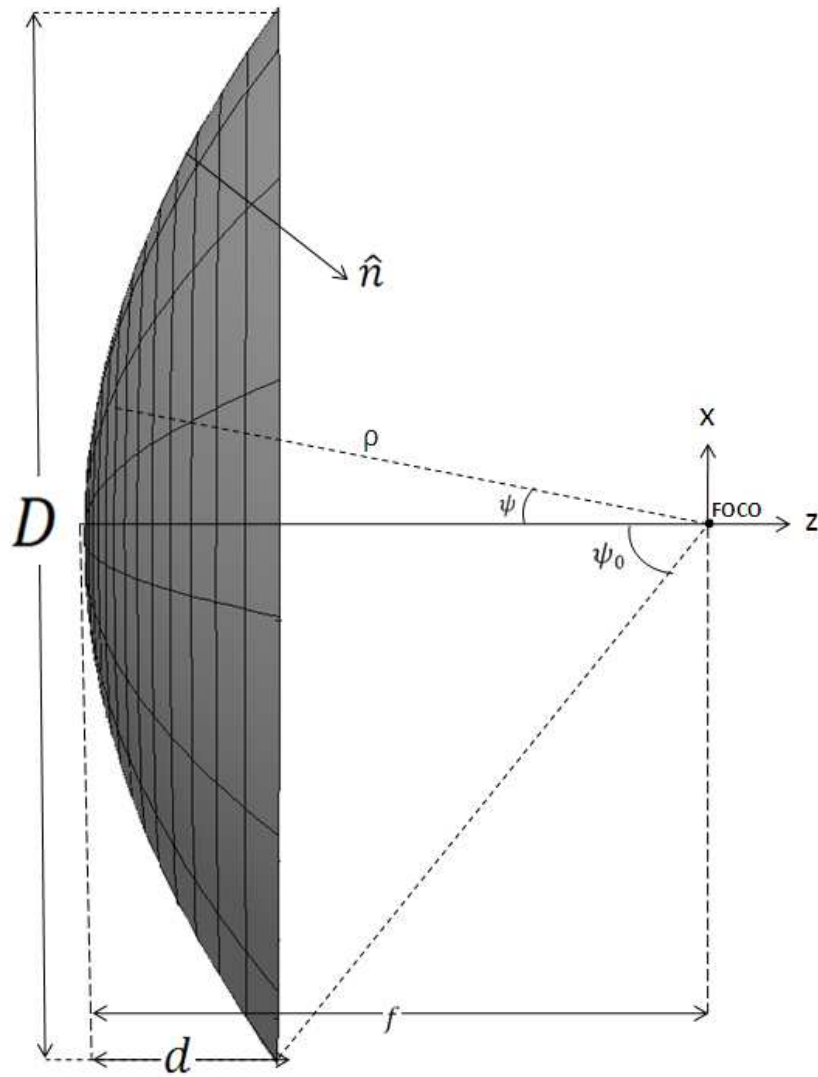
Además de saber el lugar geométrico de la curva, se necesita conocer la profundidad de la misma

$$d = \frac{D^2}{16f} \quad (2)$$

La mitad del ángulo máximo en donde las ondas provenientes del alimentador son captadas por el reflector parabólico, depende directamente de la relación de distancias entre el foco y el diámetro del reflector

$$\psi_0 = 2 \cdot \tan^{-1} \left[ \frac{1}{4 \cdot \left(f/D\right)} \right] \quad (3)$$

Con estos parámetros quedan totalmente definidas las características geométricas de cualquier reflector parabólico, ya que si no se conoce la caracterización geométrica de la estructura, no se podrá realizar su caracterización electromagnética.



**Figura 8:** Geometría del reflector parabólico

### **2.4.3 Análisis electromagnético:**

La mayoría de los diseños de antenas parabólicas, requieren un análisis de la alimentación de la antena para poder tener una caracterización completa del sistema. Se han desarrollado, a lo largo de los años, muchos tipos de análisis para las estructuras grandes (en términos de la longitud de onda) entre ellos se pueden destacar los desarrollos hechos en la óptica geométrica, la óptica ondulatoria y la teoría geométrica de la difracción.

El método de óptica geométrica es el más antiguo para los cálculos de antenas, se desarrolló originalmente para analizar la propagación de la luz. Permite calcular los campos en la apertura y constituye una buena aproximación para calcular el lóbulo principal y los primeros lóbulos secundarios. Este método no es capaz de predecir la difracción, sino únicamente la reflexión en superficies de curvatura suave.

La óptica ondulatoria o también conocida como óptica física, se basa en aproximar las corrientes equivalentes en la superficie reflectora iluminada, también es conocido como método de las corrientes inducidas. La aproximación de óptica física proporciona buenos resultados para el análisis de la reflexión en grandes superficies. Sin embargo, presenta una serie de limitaciones que en algunos casos pueden introducir errores importantes, entre ellas se puede mencionar que en las cercanías de los bordes, la corriente inducida sobre la superficie no se podría aproximar correctamente debido a la discontinuidad existente por lo tanto, no se considera el fenómeno de difracción. Algunos autores que desarrollaron este método se pueden destacar: Silver [ 3] que establece las bases para un análisis basado en la teoría de la apertura y de la óptica física, fundamentada en las corrientes inducidas en el reflector. Rusch y Potter [ 4] desarrollaron las teorías basados en óptica ondulatoria y de la apertura para el diseño y análisis de las antenas foco centrado y de las antenas Cassegrain.



Para mejorar las deficiencias en la descripción de las discontinuidades producidas en el estudio de la óptica ondulatoria surge la teoría geométrica de la difracción, cuyo análisis se basa en el cálculo de los campos difractados en los bordes, los cuales no pueden obtenerse con las aproximaciones anteriormente mencionadas, esta teoría la introdujo Keller en 1962. Los rayos difractados no tienen una sola dirección de reflexión, por lo que al incidir un rayo sobre un borde o discontinuidad se formará el cono de Keller. La mayor limitación se presenta cuando se analizan superficies de revolución, ya que al punto de observación llegan infinitos rayos producidos por la difracción en el borde circular de la superficie.

Para evitar las singularidades existentes en los bordes de las superficies se desarrolla la teoría PTD, ésta fue desarrollada por Ufimtsev (simultáneamente a la teoría de Keller) y obtiene resultados equivalentes evitando el problema antes mencionado. El resultado de PTD se le debe sumar los campos reflejados en las superficies, que pueden calcularse por los métodos de la óptica física y la óptica geométrica.

Otro método de análisis es el UTD, donde se proponen distintas soluciones a las singularidades en los coeficientes de difracción de GTD por medio de la integral de Fresnel. Los autores de este método son Kouyoumjin y Pathak.

Existen diversos autores que también han realizado análisis electromagnético de los reflectores entre ellos puede mencionarse Love [ 5] quien recolecta distintos documentos sobre antenas parabólicas basados en los distintos métodos mencionados. Otros métodos desarrollados han sido enfocados para mejorar los rangos de validez de los patrones o para disminuir el tiempo de cálculo y así poder aplicar técnicas de optimización, entre ellos Wood [ 6] recoge ideas para el diseño de reflectores parabólicos mediante la utilización de ondas esféricas, que permiten la expansión de un sistema global de optimización. Otros métodos de cálculo de los patrones de

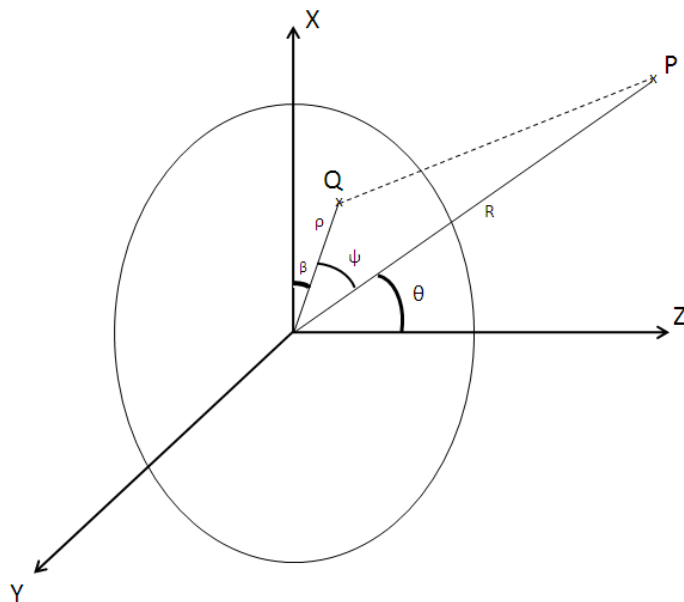
radiación de las antenas parabólicas que se basan en los campos existentes en la abertura son FFT [ 7] y la serie de Jacobi-Bessel [ 8]

En este trabajo, los cálculos preliminares se basan en la aproximación de Kottler desarrollada en 1923. Esta aproximación es utilizada para grandes aberturas y por pertenecer a la óptica geométrica, no se consideran las difracciones en los bordes. Estos cálculos funcionan para el lóbulo principal y los primeros lóbulos secundarios

### Aproximación de Kottler:

Kottler se basa en las corrientes superficiales eléctricas y magnéticas para calcular el campo radiado [ 9, pág. 51]

$$\begin{aligned} \vec{I}_S &= \hat{n} \times \vec{H} \\ \vec{I}_S^m &= -\hat{n} \times \vec{E} \end{aligned} \quad (4)$$



**Figura 9:** Parámetros principales para aproximación de Kottler

Estas corrientes están definidas en el punto Q de la superficie (Figura 9) en el cual según el principio de Huygens se tiene un frente de ondas esféricas, por lo tanto, el vector potencial magnético y eléctrico inducido en un punto P están dados por las siguientes ecuaciones

$$\vec{A}(P) = \frac{\mu}{4\pi} \int_S \vec{I}_s(Q) \frac{e^{-jkr}}{r} dS \quad (5)$$

$$\vec{A}_m(P) = \frac{\varepsilon}{4\pi} \int_S \vec{I}_{sm}(Q) \frac{e^{-jkr}}{r} dS \quad (6)$$

El campo eléctrico radiado en el punto P puede ser expresado de la siguiente forma

$$\vec{E}(P) = -j\omega\vec{A} - \frac{j}{\omega\varepsilon\mu} \vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{A}) - \frac{1}{\varepsilon} \vec{\nabla} \times \vec{A}_m \quad (7)$$

Si se sustituye la ecuación ( 5) y ( 6) en la ecuación ( 7) se obtiene la expresión establecida por Kottler en 1923 y que fue demostrada por Stratton y Chu en 1939 por medio del teorema de Green vectorial. La expresión de Kottler queda establecida de la siguiente manera para el cálculo del campo cercano

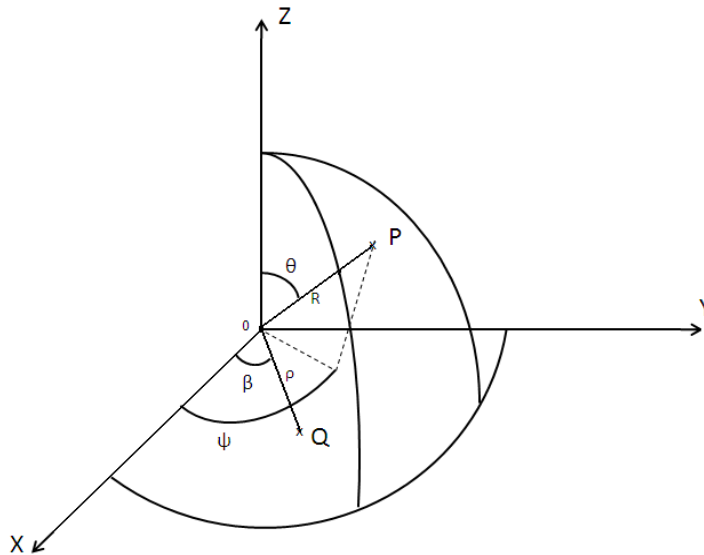
$$\begin{aligned} \vec{E}(P) = & -\frac{j\omega\mu}{4\pi} \int_S \vec{I}_s(Q) \psi dS - \frac{j}{4\pi\varepsilon\omega} \int_S [\vec{I}_s(Q) \cdot \vec{\nabla}] \vec{\nabla} \psi dS \\ & + \frac{1}{4\pi} \int_S \vec{I}_{sm}(Q) \times \vec{\nabla} \psi dS \end{aligned} \quad (8)$$

Donde:

$$\psi = \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (9)$$

Para el cálculo en campo lejano se utiliza la siguiente expresión, que se conoce como la solución de Kottler, se utiliza como sistema coordenado el indicado en la Figura 9

$$E(P) = \frac{j}{\lambda} \int_A \int E(Q) \frac{1 + \cos\theta}{2} \frac{e^{-jk|\overline{QP}|}}{R} \quad (10)$$



**Figura 10:** Sistema coordenado para campo lejano

El campo radiado se simplifica a la ecuación ( 11) (Anexo 1) cuando se toman en consideración las siguientes condiciones:

- El estudio se realiza en campo lejano
- La abertura de la superficie en estudio es circular equifase
- La superficie presenta simetría de revolución

$$E(P) = \frac{j\pi(1 + \cos\theta) e^{-jkR}}{\lambda} \frac{1}{R} \int_0^a \rho A(\rho) J_0(\rho k \sin\theta) d\rho \quad (11)$$

El campo radiado por el reflector parabólico depende directamente de la forma de iluminación que el alimentador le proporcione a la superficie reflectora, esto se determina por las leyes de iluminación expresada en la ecuación (12), donde  $A(\rho)$  es el campo incidente producido por el alimentador, esta ley de iluminación (expresada en la ecuación anteriormente mencionada) es específicamente para iluminar una superficie parabólica [9, pág. 56]. Este campo estará normalizado, con respecto al radio del reflector, y está expresado en unidades absolutas, por lo tanto, el máximo que se puede tener tiene el valor de uno.

$$A(\rho) = e_0 + e_1(1 - r^2)^P \quad (12)$$

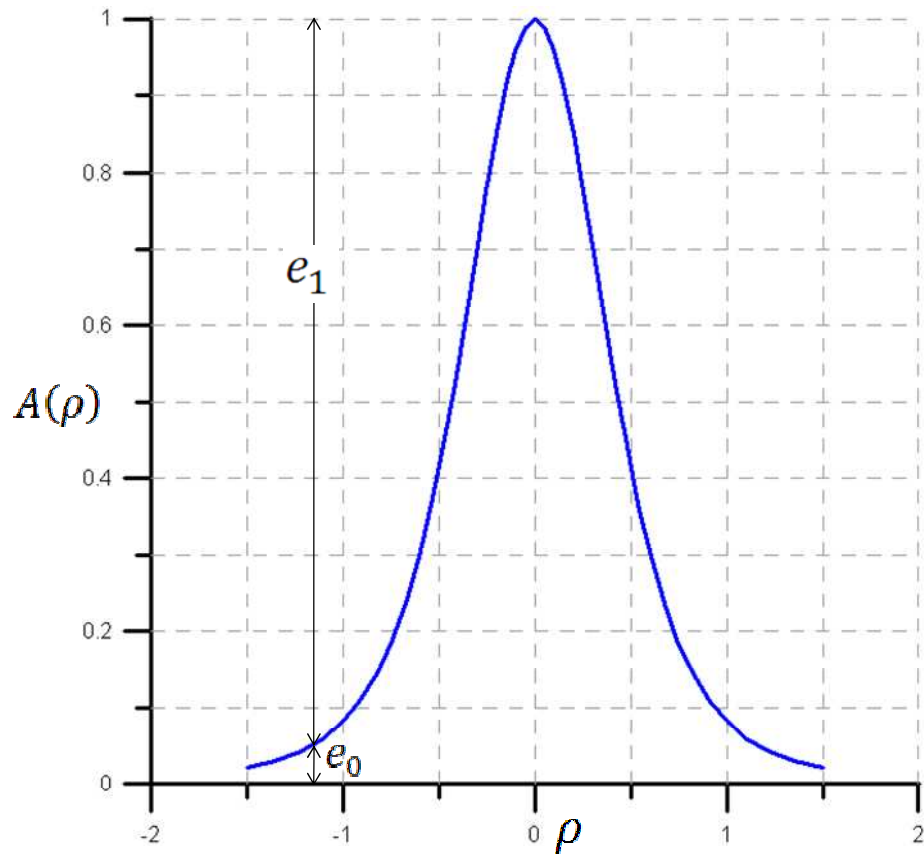
$$\therefore r = \frac{\rho}{a} \quad (13)$$

$$a = \frac{D}{2}$$

$$\rho = 2f \tan\left(\frac{\psi}{2}\right) \quad (14)$$

El valor mínimo es distinto de cero ( $e_0$ ), por consiguiente el valor  $e_1$  estará dado por la ecuación (15).

$$e_1 = 1 - e_0 \quad (15)$$



**Figura 11:** Ley de iluminación

Conociendo el campo radiado, por el reflector parabólico, es posible determinar los otros parámetros que se necesitan conocer, como directividad y eficiencia.

#### 2.4.4 Directividad:

El objetivo principal en el diseño de una antena es el de establecer un patrón de radiación específico. La directividad es usada para comparar la intensidad de radiación en una dirección dada con la intensidad de radiación promedio [ 10, pág. 47]

$$Di(\theta, \varphi) = \frac{4\pi P(\theta, \varphi)}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} P(\theta', \varphi') \sin\theta' d\theta' d\varphi'} \quad (16)$$

Siendo

$$P(\theta, \varphi) = \frac{1}{2\eta_0} \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \quad (17)$$

Siendo  $\eta_0$  la impedancia característica del vacío.

#### 2.4.5 Eficiencia:

La eficiencia de las antenas parabólicas es un parámetro que indica la calidad de la misma. Esta eficiencia está afectada por una serie de fenómenos que pueden ser tratados como el producto de una serie de eficiencias independientes. [ 11, pág. 55]

$$\eta = \eta_a \eta_S \eta_i \eta_R \eta_P \eta_b \quad (18)$$

$\therefore \eta_a =$  Eficiencia de apertura

$\eta_S =$  Eficiencia por desbordamiento o spillover

$\eta_i =$  Eficiencia de iluminación

$\eta_R =$  Eficiencia óhmica

$\eta_P =$  Eficiencia de polarización cruzada

$\eta_b =$  Eficiencia de bloque

##### 2.4.5.1 Eficiencia de apertura:

La eficiencia de apertura es la relación de la intensidad de radiación en el eje deseado que se produce a partir de un modelo uniforme y linealmente polarizado

frente a la radiación total. La ecuación (19) muestra la eficiencia por apertura en el reflector parabólico [ 2, pág. 383]

$$\eta_a = 1 - \frac{\left( \int_0^{2\pi} \int_0^a E(\theta) r dr d\theta \right)^2}{\pi a^2 \int_0^{2\pi} \int_0^a |E(\theta)|^2 r dr d\theta} \quad (19)$$

#### 2.4.5.2 Eficiencia por desbordamiento o *spillover*:

En los sistemas reflectores puede existir el caso cuando la radiación emitida por el alimentador sobrepasa el borde del reflector y por lo tanto, no se utiliza para formar el campo radiado final. Esta potencia que se desbordó del plato del reflector parabólico es desperdiciada, esto se conoce como *spillover* (desbordamiento). Por lo tanto, esta eficiencia dependerá de la altura del alimentador ( $H$ ), la ecuación ( 20) indica la eficiencia por desbordamiento [ 2, pág. 384]

$$\eta_s = 1 - \frac{\int_0^{2\pi} \int_{\psi_b}^{\psi_0} |A(\psi)|^2 \sin \psi \, d\psi d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |A(\psi)|^2 \sin \psi \, d\psi d\phi} \quad (20)$$

$$\psi_b = 2 \tan^{-1} \left[ \frac{H}{2f} \right] \quad (21)$$

Donde  $A(\rho)$  es el campo incidente producido por el alimentador, dado por la ecuación ( 12)

#### 2.4.5.3 Eficiencia de iluminación:

La eficiencia de iluminación depende directamente del patrón de radiación del alimentador, toma en cuenta el grado de iluminación que poseen los bordes del plato reflector con respecto al centro. La ecuación ( 22) indica la eficiencia de iluminación que se producen en el reflector parabólico [ 11, pág. 206]



$$\eta_i = 1 - \frac{4f^2}{\pi a^2} \frac{\left[ \int_0^{2\pi} \int_0^{\psi/2} [A(\psi)]^{1/2} \tan\left(\psi/2\right) d\psi d\phi \right]^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\psi/2} A(\psi) \sin \psi d\psi d\phi} \quad (22)$$

#### 2.4.5.4 Eficiencia óhmicas:

Cuando se tiene un reflector metálico y se está trabajando en frecuencias muy altas ocurren pérdidas por las propiedades del material, al agregar pintura a la superficie del plato las pérdidas pueden aumentar considerablemente. Estas eficiencias se calculan con la ecuación ( 23) y dependerán del espesor de piel ( $\delta_p$ ) que tenga el material en la superficie reflectora

$$\eta_R = 1 - e^{\left(-\frac{4\pi\delta_p}{\lambda}\right)} \quad (23)$$

#### 2.4.1.5 Eficiencia de polarización cruzada:

Las pérdidas debido a la polarización cruzada se deben principalmente al diseño de la alimentación, aunque algunas veces pueden ser causadas por los reflectores curvos. Cuando se asume que el campo en la abertura posee la fase constante y está linealmente polarizado, la eficiencia por polarización cruzada es igual a la unidad [ 2, pág. 384]

$$\eta_P = \frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_{\psi_b}^{\psi_0} A(\psi) \tan(\psi/2) d\psi d\phi \right|^2}{\left[ \int_0^{2\pi} \int_{\psi_b}^{\psi_0} |A(\psi)| \tan(\psi/2) d\psi d\phi \right]^2} \quad (24)$$

#### 2.4.1.6 Eficiencia por bloqueo:

El tamaño del sub-reflector o del alimentador ( $H$ ) puede causar pérdidas por bloqueo debido a sus dimensiones, causando un parcial sombreado de la abertura del reflector. La ecuación ( 25) presenta la eficiencia que se producirá por el bloqueo [12, pág. 86]

$$\eta_b = \left(1 - \frac{H}{D}\right)^2 \cong 1 - 2\frac{H}{D} \quad (25)$$

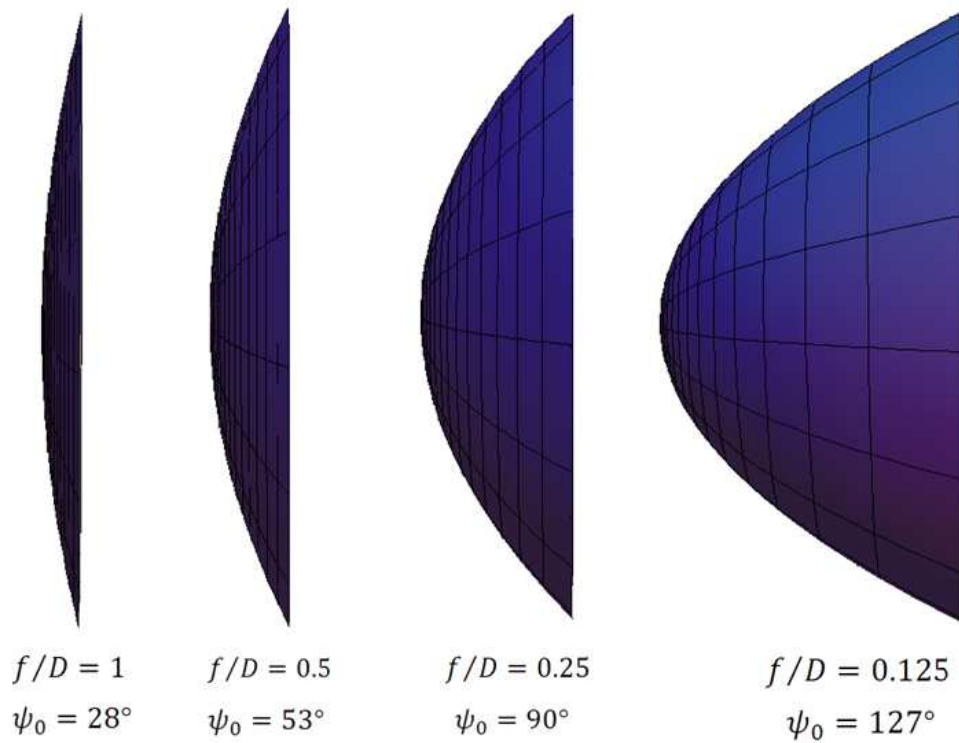
#### 2.4.6 Relación $f/D$ :

La posición geométrica del alimentador con respecto al diámetro del reflector es de suma importancia, esta relación se conoce como  $f/D$  y está directamente relacionada con el ángulo de visualización del borde del reflector,  $\psi_0$

Al disminuir  $f/D$  el ángulo  $\psi_0$  aumenta, la posición del alimentador se va acercando a la parábola y la curvatura del reflector aumenta. Cuando se tiene una baja relación  $f/D$ , aproximadamente menor a 0.25, el alimentador está en el interior de la parábola por lo tanto las pérdidas por desbordamiento y la captación de ruido son muy bajas, pero tiene como problema que la iluminación de la apertura presenta un fuerte decaimiento en los bordes y como consecuencia de esto, no se utiliza eficientemente la superficie de la parábola, además debido a la gran curvatura del reflector la polarización cruzada crece. Para valores de  $f/D$  mayores o iguales de 0.5 se puede lograr una buena iluminación de la apertura y una polarización cruzada baja, pero tienen elevadas pérdidas por desbordamiento y presentan problemas mecánicos para sujetar el alimentador.

Es habitual trabajar con valores de  $f/D$  en el margen de 0.25 y 0.5 donde se obtiene como ventaja una disminución de las pérdidas por desbordamiento, se

disminuyen los problemas mecánicos para sujetar el alimentador y se disminuye el nivel de lóbulos secundarios, algunas de las desventajas asociadas tienen que ver con la polarización cruzada y la iluminación de la apertura.



**Figura 12:** Relación  $f/D$

#### 2.4.7 Ancho del haz a potencia mitad:

El ancho del haz a -3dB es el ángulo, expresado en grados, existente entre dos direcciones en las que la intensidad de radiación es la mitad del valor máximo cuando se realiza un corte del diagrama de radiación que contiene la dirección del máximo del lóbulo [ 2, pág. 194] para el caso de un alimentador del tipo bocina el cálculo del ancho del haz queda establecida en la ecuación ( 26)

$$\text{Ancho del haz a } 3\text{dB} = 58.95^\circ \frac{\lambda}{D} \quad (26)$$

#### 2.4.8 Potencia radiada hacia atrás:

La relación ante-posterior indica el grado de radiación indeseable en la parte posterior del reflector en comparación con la parte delantera del mismo, la misma proporciona un conocimiento del nivel de interferencia que tendrá con otras antenas [12]

$$G(F/B) = G + T + K - G_b \quad (dB) \quad (27)$$

$$K = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{\sqrt{1 + 16(f/D)^2}}{4(f/D)} \right) \quad (28)$$

Siendo  $G(dB)$  la ganancia del reflector cuando se encuentra iluminado uniformemente y  $G_b(dB)$  la ganancia del alimentador. La distribución de las ondas radiadas por el alimentador no posee un valor constante para todos los puntos, por lo tanto, en el borde del reflector se puede calcular el valor de la distribución de campo del alimentador que es lo denominado en la ecuación ( 27) siendo  $T$  el valor del campo del alimentador en el borde del reflector.

#### 2.5 Tipos de alimentador

El diseño del reflector parabólico no puede estar separado con el diseño o la escogencia del alimentador, ya que existe una dependencia del patrón de radiación del mismo con el reflector parabólico como se ha expuesto anteriormente.

En el diseño del alimentador se persigue como objetivo la minimización del bloqueo en el reflector, además que sea posible de manipular mecánicamente, es

decir, que no sea demasiado pesada la estructura. Además, es necesario que posea una alta eficiencia de radiación.

Entre los distintos alimentadores las antenas tipo bocina han logrado una amplia aceptación como alimentador para los distintos tipos de reflectores parabólicos, esto debido a sus características tanto físicas como su comportamiento eléctrico.

### **2.5.1 Bocinas con apertura rectangular**

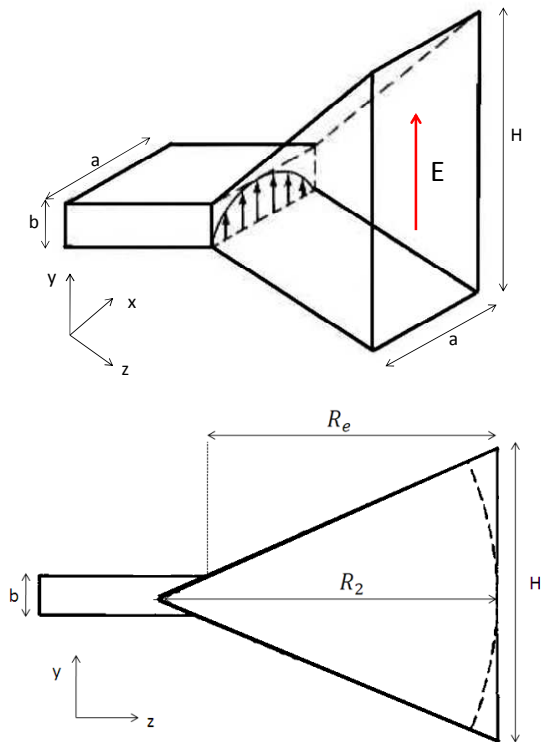
Estas bocinas rectangulares básicamente son derivadas de la guía de onda rectangular, entre ellas se encuentran la bocina sectorial de plano E, la bocina sectorial de plano H y la bocina piramidal. Este tipo de bocinas sólo acepta polarización lineal.

#### **2.5.1.1 Bocina sectorial plano E**

La bocina sectorial de plano E se obtiene abriendo la boca de la bocina conforme a la polarización del campo eléctrico. El campo radiado y la ganancia, de este tipo de bocinas, poseen un constante de fase en el campo de la abertura que no excede los  $\pm\pi/4$

El campo radiado en la boca de la apertura viene dado por la ecuación ( 29) donde  $\beta$  es la constante de fase [ 13, pág. 406]

$$E_y = E_0 \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j(\beta/2R_2)y^2} \quad (29)$$



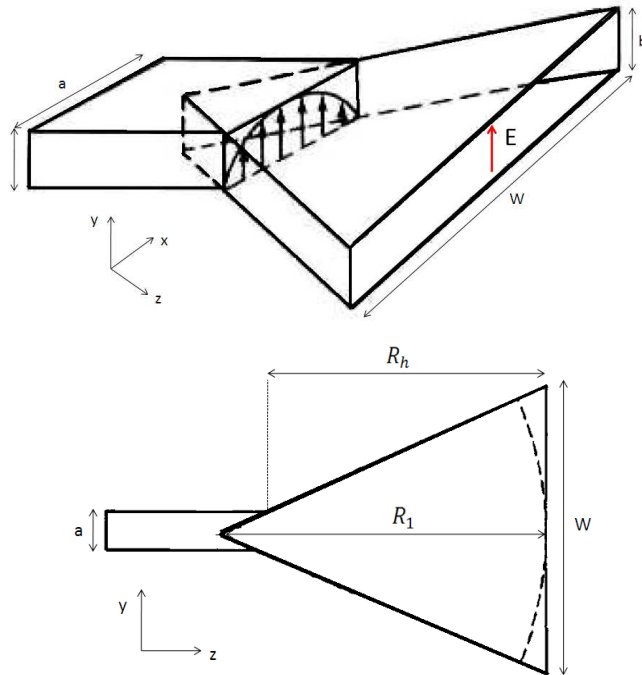
**Figura 13:** Bocina Sectorial plano E

### 2.5.1.2 Bocina sectorial plano H

La bocina sectorial de plano H, se obtiene de la misma manera que la bocina sectorial E, pero en este caso se abre conforme a la polarización del campo magnético.

El campo radiado en la boca de la abertura vendría dado por la ecuación (30) [ 14, pág. 401 ]

$$E_y = E_0 \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j(\beta/2R_1)x^2} \quad (30)$$



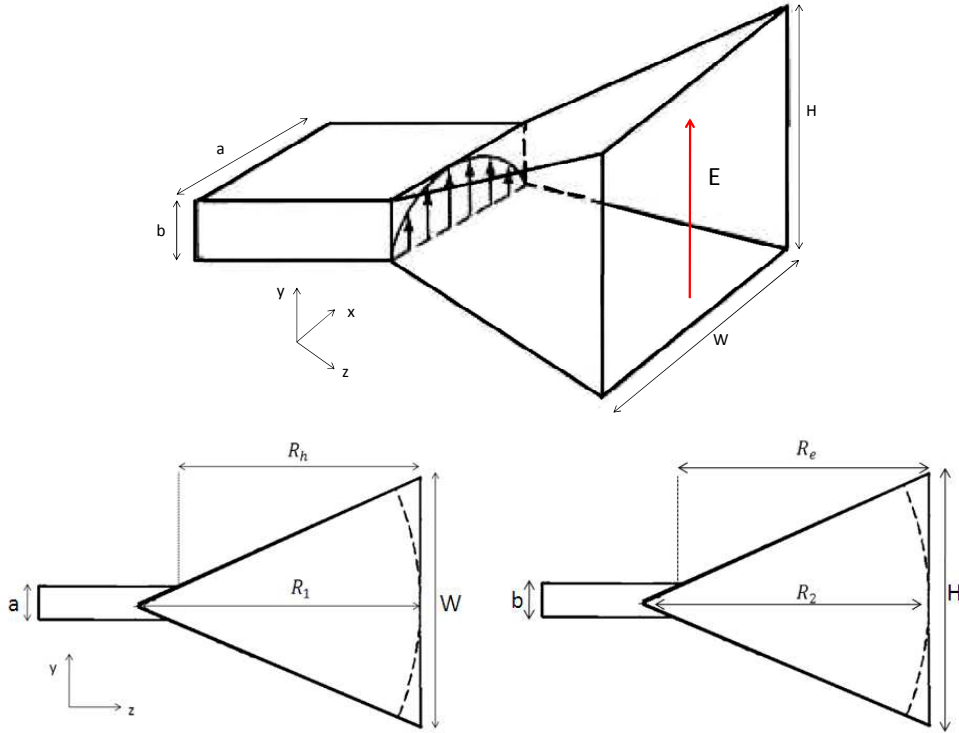
**Figura 14: Bocina Sectorial plano H**

### 2.5.1.3 Bocina piramidal

Por último se tienen las bocinas piramidales, que se obtiene por combinación de las dos anteriores, abriendo la boca de cada uno de los planos, tanto eléctrico como magnético. Esto se hace con el fin de aumentar la directividad con respecto a las bocinas sectoriales.

El campo en la boca de la abertura vendría dado por la combinación de las dos bocinas sectoriales, esto se aprecia en la ecuación ( 31) [ 14, pág. 401 ]

$$E_y = E_0 \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j(\beta/2)(x^2/R_1 + y^2/R_2)} \quad (31)$$



**Figura 15:** Bocina Piramidal

La directividad de la misma se puede calcular conociendo la directividad de las bocinas sectoriales o por el contrario, se puede calcular por medio de las integrales de Fresnel como lo demostró Schelkunoff y Friis [ 2, pág. 341]. Siendo  $C(x)$  la integral de Fresnel del coseno y  $S(x)$  la del seno.

$$Di = \frac{8R_h R_e}{WH} \{ [C(u) - C(v)] + [S(u) - S(v)] \} [C^2(z) + S^2(z)] \quad (32)$$

$$u = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{\sqrt{\lambda R_h}}{W} + \frac{W}{\sqrt{\lambda R_h}} \right) \quad (33)$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{\sqrt{\lambda R_h}}{W} - \frac{W}{\sqrt{\lambda R_h}} \right) \quad (34)$$



$$z = \frac{H}{\sqrt{2\lambda R_e}} \quad (35)$$

El ancho del haz a potencia mitad, tanto para el plano magnético como para el plano eléctrico, en este tipo de bocinas es:

$$\theta_h = 79.39^\circ \frac{\lambda}{W} \quad (36)$$

$$\theta_e = 54.28^\circ \frac{\lambda}{H} \quad (37)$$

### 2.5.2 Bocinas con apertura circular

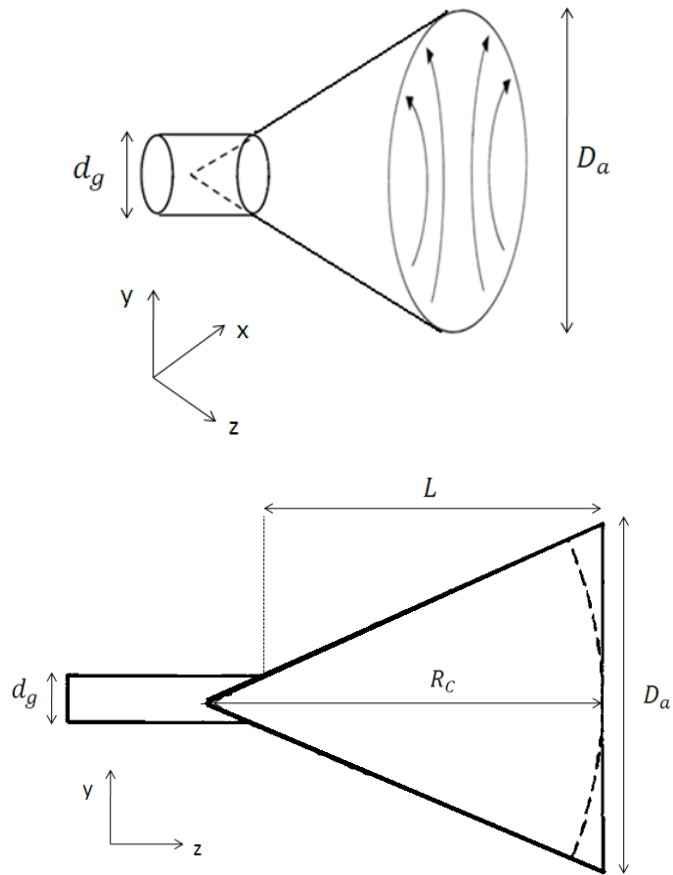
Así como las bocinas rectangulares se obtienen ensanchando gradualmente las guías de onda rectangular, las bocinas circulares se obtienen aumentando progresivamente las guías de onda circular.

El campo en la abertura de la bocina viene dada por la contribución de los campos tanto en el eje x como en el eje y, ya que este tipo de bocina radian dos modos de propagación, el modo  $TE_{10}$  y  $TE_{11}$

$$E_x = E_0 J_2(X_{11}\rho) \sin(2\phi) e^{-j(\pi/\lambda)(\rho^2/R_c)} \quad (38)$$

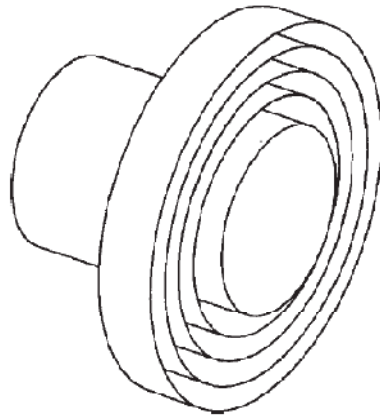
$$E_x = E_0 [J_0(X_{11}\rho) - J_2(X_{11}\rho) \cos(2\phi) e^{-j(\pi/\lambda)(\rho^2/R_c)}] \quad (39)$$

Donde  $J_\alpha$  es la función de Bessel de orden  $\alpha$ ,  $X_{11}$  es el primer cero de la función de Bessel  $J_1$  y es igual a 1.841



**Figura 16:** Bocina cónica

Es posible encontrar bocinas con corrugaciones, las mismas cumplen la función de reducir las corrientes longitudinales, forzando un campo en la apertura que siga una ley de amplitud tipo coseno, siendo este tipo de amplitud la ideal por poseer una distribución uniforme en todas sus direcciones. Se pueden colocar dichas corrugaciones concéntricas en aros sobre la apertura cuando el parámetro  $L$ , de las dimensiones es pequeño, por lo tanto la apertura estaría en un plano  $\theta_0 = 90^\circ$ . Este tipo de bocinas se conoce en la literatura como *choke horns*.



**Figura 17:** *Choke horn* [ 2, pág. 358]

Las bocinas con abertura circular son generalmente usadas cuando se requiere polarización circular, no obstante es posible utilizarlas con polarización rectangular.

## **2.6 Parámetros del sistema de comunicaciones vía satélite:**

Para optimizar el funcionamiento del sistema de comunicaciones por satélite, se debe tomar en cuenta ciertos parámetros como ángulo de visual de la antena, pérdidas atmosféricas, temperatura de ruido de la antena, relación de ganancia a temperatura de ruido, entre otras. Esto con el fin de poder encontrar la probabilidad de error que tendrá el sistema en estudio.

### **2.6.1 Ángulo visual de la antena:**

La dirección de ganancia máxima, de una antena de estación terrestre, debe ser orientada directamente al satélite (teniendo en cuenta los efectos de difracción) tal que posea su huella en la región donde se ubique la misma, para esto se debe determinar los ángulos tanto de acimut como de elevación.

La ubicación de la estación terrena se suele especificar en términos de latitud y longitud, mientras que la ubicación del satélite viene expresada en términos de la longitud únicamente ya que los satélites se ubicarán en el ecuador terrestre. Con los datos de la ubicación del satélite y de la estación terrena se pueden calcular los ángulos antes mencionados, existen gráficas trazadas que indican el ángulo de elevación y el de acimut conociendo estos datos como se muestran en las Figura 18 y Figura 19. También es posible hallar el ángulo de acimut por la ecuación ( 40) [ 14, pág. 830]

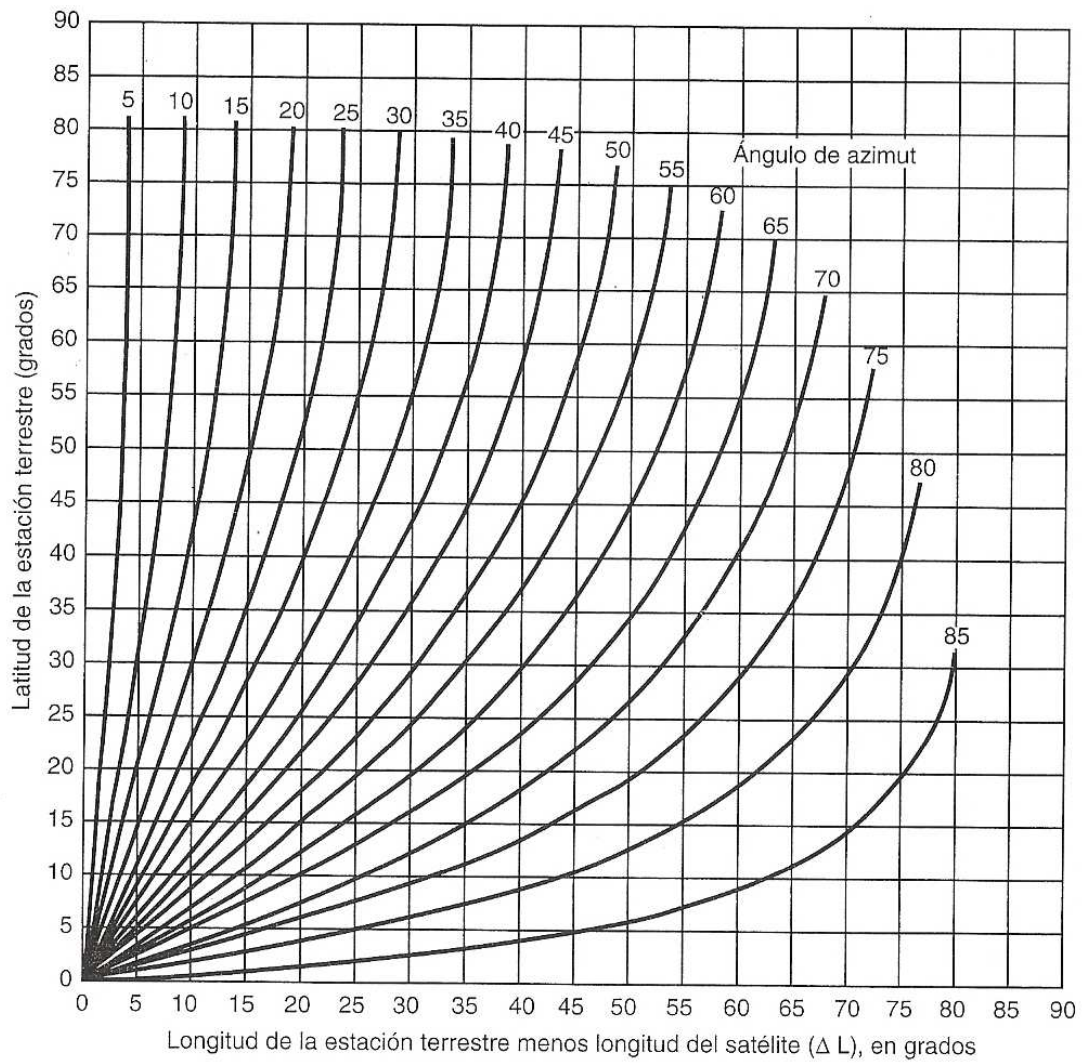
$$A' = \tan^{-1} \left( \frac{\tan|\phi_s - \phi_T|}{\sin\theta_T} \right) \quad (40)$$

Donde  $\theta_T$  es la latitud de la estación terrena,  $\phi_T$  es la longitud de la estación terrena y  $\phi_s$  es la longitud del satélite. Si la estación terrena está ubicada en el hemisferio sur y además se encuentra al oeste del satélite  $A = A'$  mientras que si la estación terrena está ubicada al este del satélite el ángulo acimut será  $A = 360 - A'$ . Por otro lado, si la ubicación es en el hemisferio norte y además se encuentra al oeste del satélite  $A = 180 - A'$  mientras que si la estación terrena está ubicada al este del satélite el ángulo acimut será  $A = 180 + A'$ .

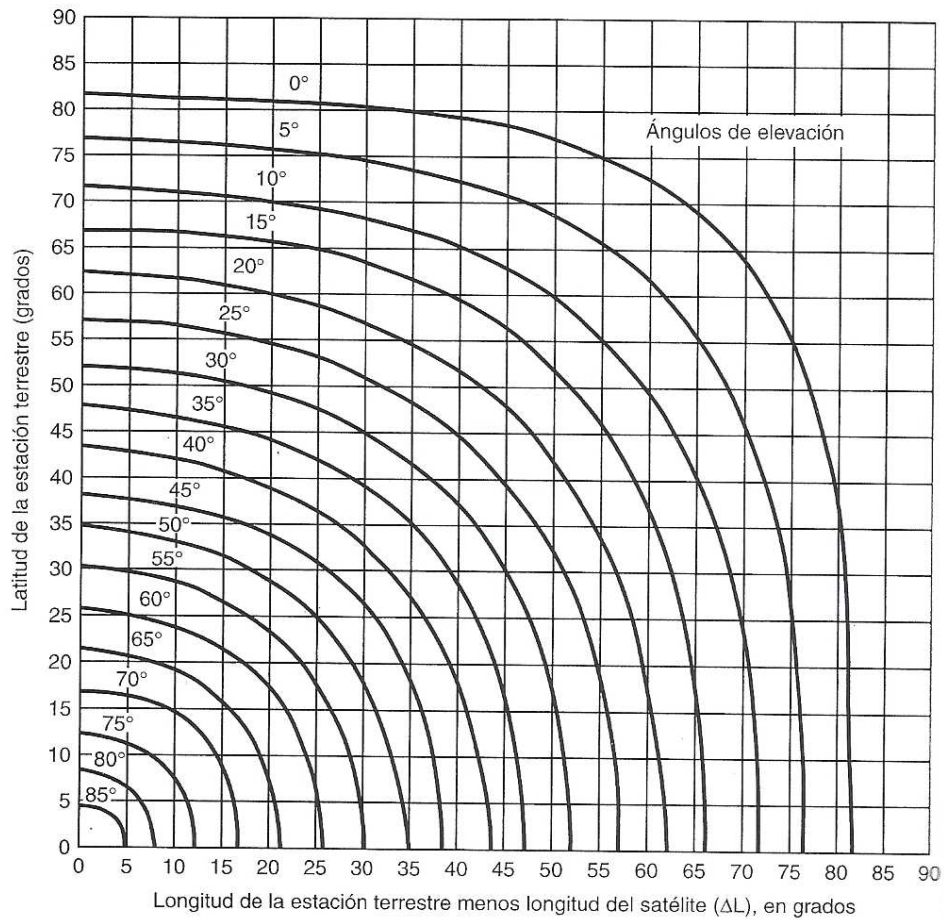
El ángulo de elevación estará dado por la ecuación

$$E = \tan^{-1} \left( \frac{r - R_e \cos\theta_T \cdot \cos|\phi_s - \phi_T|}{R_e \sin[\cos^{-1}(\cos\theta_T \cdot \cos|\phi_s - \phi_T|)]} \right) \quad (41)$$

Donde  $r$  es el radio de la órbita geostacionaria que vale aproximadamente 36.000 Km. y  $R_e$  es el radio de la Tierra que tiene valor de 6.378 Km.



**Figura 18:** Ángulo acimutal [14, pág. 809]



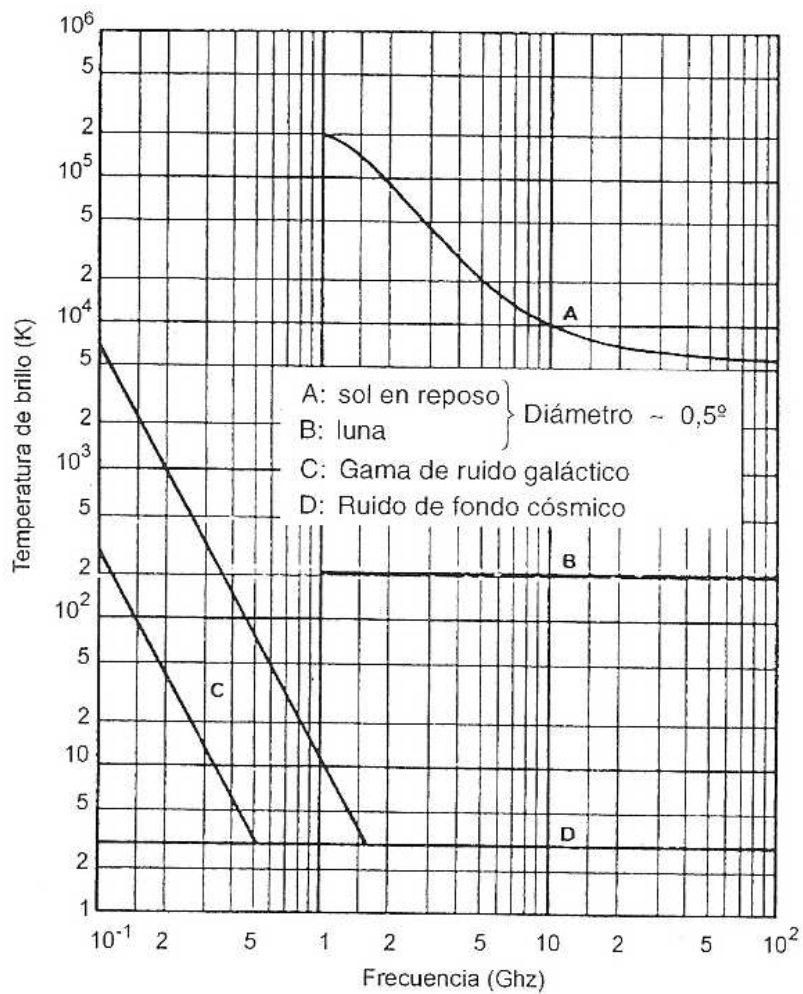
**Figura 19:** Ángulo de elevación [14, pág. 810]

### 2.6.2 Temperatura de ruido de la antena:

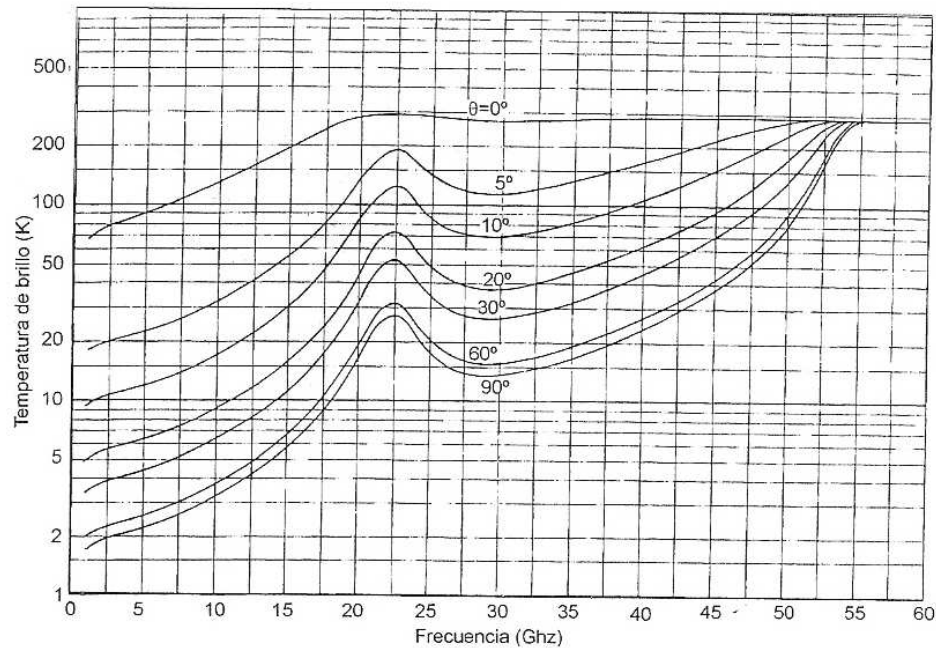
La temperatura de ruido de una antena de estación terrena es uno de los factores que contribuyen a la temperatura de ruido de un sistema receptor y puede incluir contribuciones debida a elementos atmosféricos tales como el vapor de agua, las nubes y las precipitaciones, así como el ruido procedente de fuentes extraterrestres, es decir, el ruido solar y el ruido cósmico. La temperatura de ruido recibida será en total la suma de las intensidades de ruido incidentes ponderadas por el área efectiva de la antena o de otra forma: [ 15, pág. 30]

$$T_A = \frac{1}{4\pi} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} G(\theta, \phi) T_b(\theta, \phi) \sin\theta d\phi d\theta \quad (42)$$

Donde  $T_b(\theta, \phi)$  es la temperatura de brillo de las fuentes, que indica la potencia radiada en una banda de frecuencia.



**Figura 20:** Temperatura de brillo de las fuentes de origen extraterrestre



**Figura 21:** Temperatura de brillo de la atmósfera

Siendo  $\theta$  el ángulo de elevación de la antena

### 2.6.3 Relación de ganancia a temperatura equivalente de ruido:

La relación de ganancia a temperatura equivalente de ruido del receptor ( $G/T_e$ ) es una cifra de mérito que representa la calidad de un receptor satelital o de la estación terrena, esta relación se expresa en  $dBK^{-1}$ .

La temperatura total del sistema se determina por medio de la ecuación

$$T_e = T_{SKY} + T_A + T_0(L_1 - 1) + L_1 T_{LNB} \quad (43)$$

Siendo  $T_{SKY}$  la temperatura del cielo, o temperatura de brillo de la atmósfera, a la frecuencia de interés,  $T_A$  la temperatura de ruido de la antena,  $T_0$  es la



temperatura ambiente  $T_0 = 290^\circ$ ,  $L_1$  las pérdidas que existen entre el alimentador y el LNB;  $T_{LNB}$  la temperatura de ruido del LNB.

#### 2.6.4 Relación de portadora a densidad de ruido:

La relación  $C/N_0$  es la relación de potencia promedio de la portadora de banda ancha a densidad de ruido, esta potencia es la que resulta de la combinación de la potencia de la portadora y sus bandas asociadas, mientras que la densidad de ruido es el ruido térmico presente en un ancho de banda [ 15 , pág. 827]

$$\frac{C}{N_0} = EIRP - L_P + \frac{G}{T_e} - L_d - K \quad (44)$$

Donde  $EIRP$  es la potencia efectiva de transmisión del satélite expresada en  $dBW$ ,  $L_P$  son las pérdidas en la trayectoria por espacio libre expresada en  $dB$ ,  $L_d$  son las pérdidas atmosféricas adicionales, expresadas en  $dB$  y  $K$  es la constante de Boltzmann expresada en  $dBWK$ , cuyo valor es de  $K = -228.601dBWK$

Para hallar la probabilidad de error del sistema se necesita conocer la relación portadora a ruido y no la relación portadora densidad de ruido, como se ha expuesto en la ecuación anterior, por lo que es necesario modificarla en la siguiente:

$$\frac{C}{N} = \frac{C}{N_0} - 10\log(f_b) - 10\log\left(\frac{B}{f_b}\right) \quad (45)$$

Donde  $f_b$  es la frecuencia de bit o también conocida como la tasa de transmisión y  $B$  es el ancho de banda de la modulación digital que depende directamente del tipo de codificación que tenga la señal.

Con esta relación se puede encontrar la probabilidad de error del sistema de comunicaciones satelitales conociendo el tipo de modulación empleada en el envío de la información satelital, como se observa en la Figura 22.

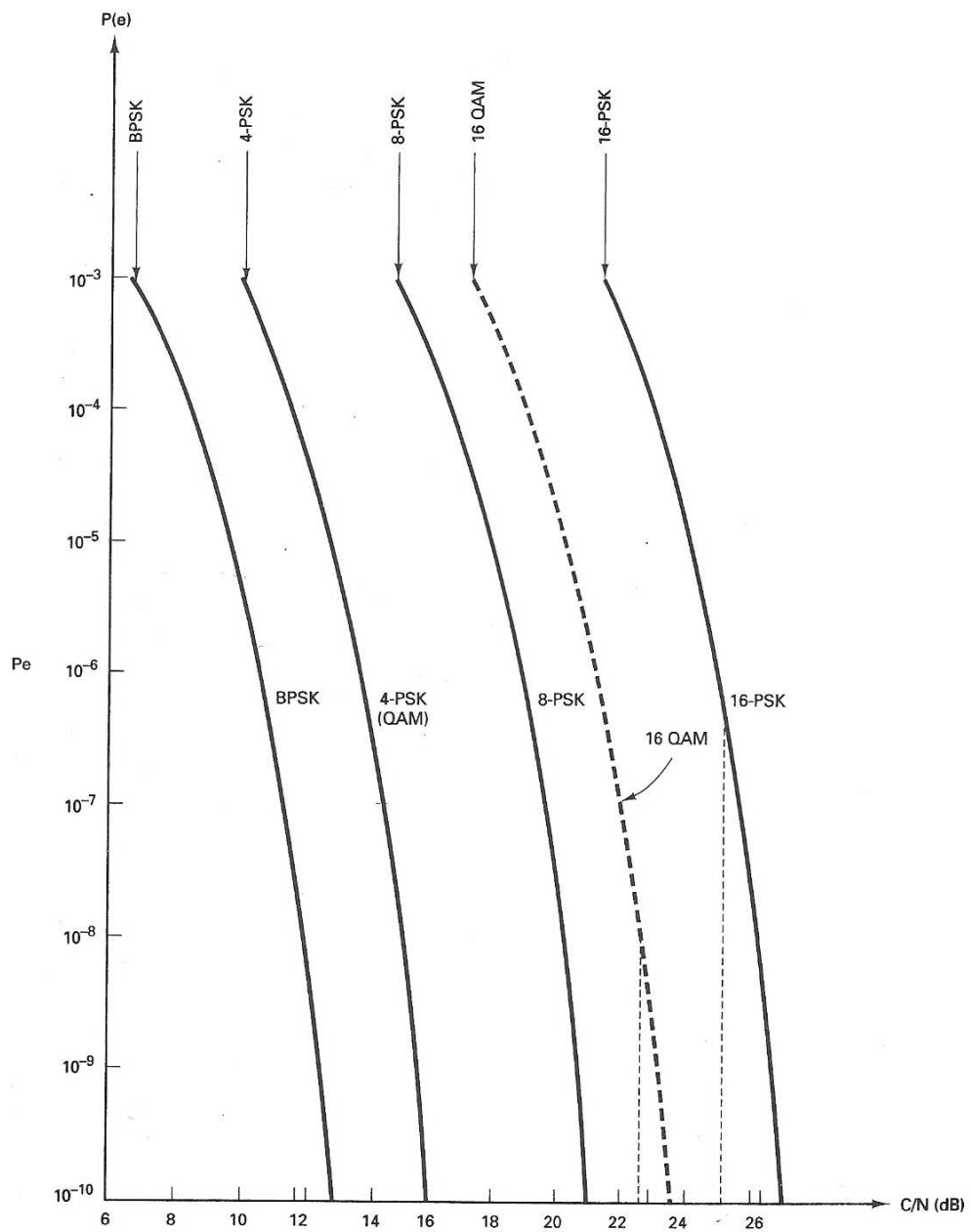


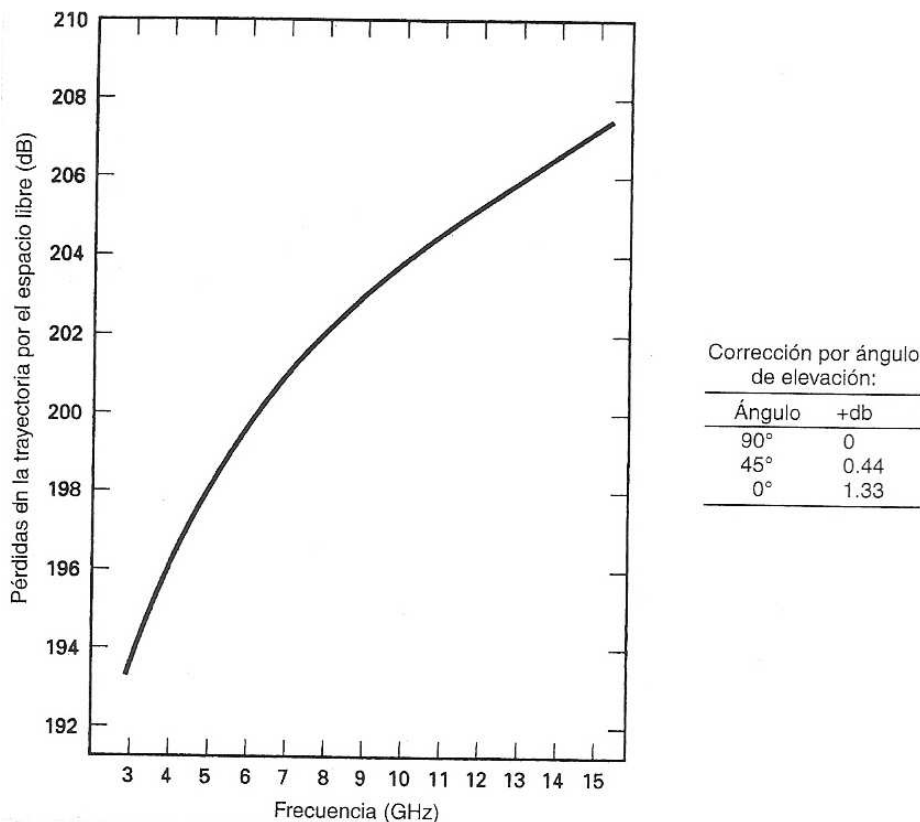
Figura 22:  $P_e$  vs.  $C/N$  [14, pág. 823]

### 2.6.4.1 Pérdidas por espacio libre

Las pérdidas en la trayectoria por espacio libre se pueden calcular utilizando la ecuación ( 46)

$$L_p = 183.5 + 20\log(f) \quad (46)$$

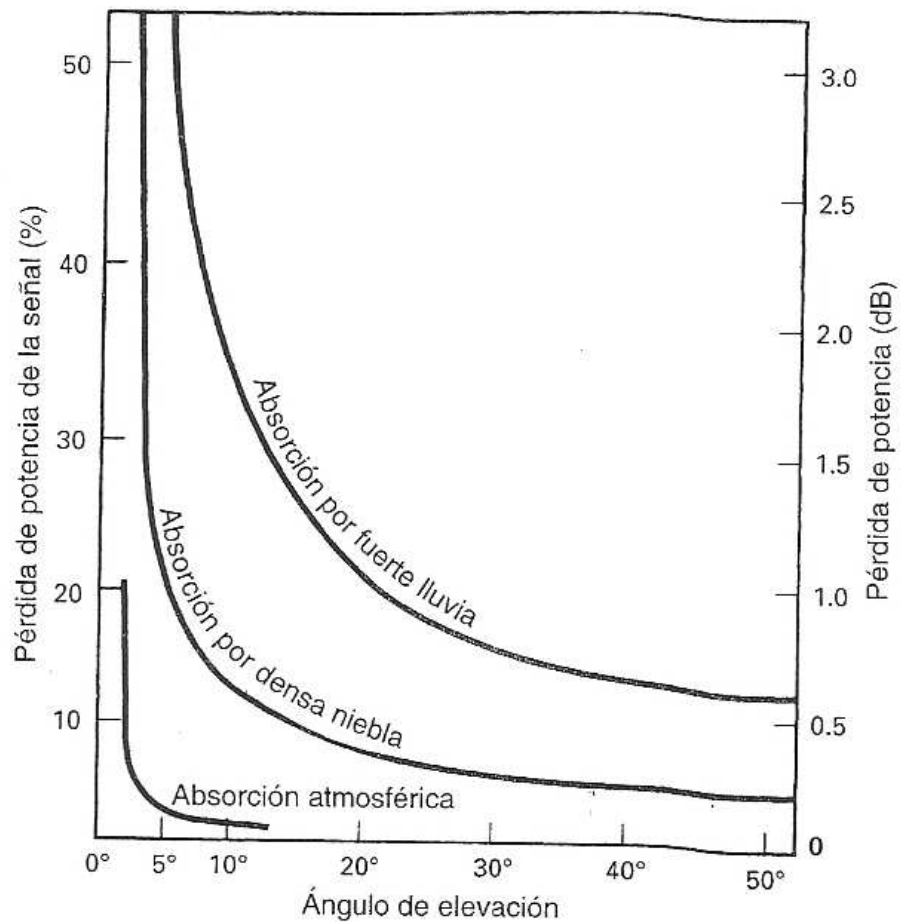
Donde  $f$  está dada en  $GHz$ , esta ecuación es válida para un ángulo de elevación de  $90^\circ$  y considerando una distancia geoestacionaria de 35.930 Km. Para ángulos de elevación distintos al expuesto anteriormente se posee una tabla de corrección de dichas pérdidas como se muestra en la figura siguiente con una gráfica que proporciona directamente dichas pérdidas.



**Figura 23:** Pérdidas en la trayectoria por espacio libre [14, pág. 830]

### 2.6.4.2 Pérdidas atmosféricas adicionales

Las pérdidas atmosféricas adicionales se deben a las atenuaciones de lluvia, niebla, entre otras que pueden afectar directamente la transmisión de señales satelitales. Las mismas pueden ser calculadas analíticamente o por medio de gráficas que ya han sido asociadas a los distintos errores que se han mostrado en práctica, tal como se observa en la Figura 24



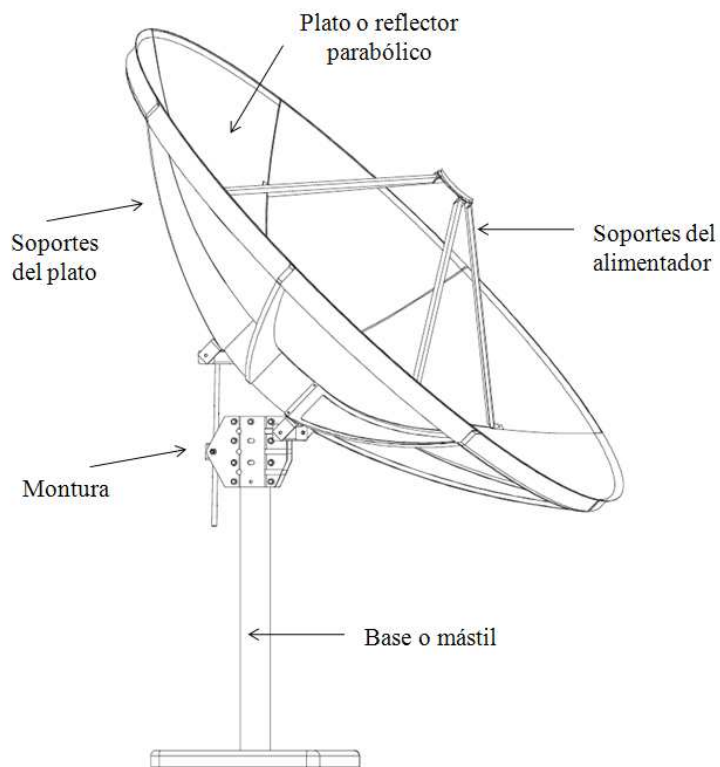
**Figura 24:** Atenuación por absorción atmosférica

## 2.7 Partes Mecánicas de las Antenas Parabólicas

Para la construcción de antenas parabólicas se deben considerar las distintas partes que integran la estructura del sistema completo de la antena, estas partes son:

- El plato o reflector parabólico
- Los soportes del plato
- Los soportes del alimentador
- La montura
- La base o mástil

Se puede observar dichas partes en la siguiente figura



**Figura 25:** Montura típica de una Antena Parabólica y sus sub-estructuras

### **2.7.1 El plato o reflector parabólico**

Esta estructura debe ser totalmente lisa, con un material de alta conductividad y además, debe tener la forma del paraboloides de revolución que la caracterice, su superficie puede ser construida de dos maneras: una superficie completa o por partes, cada parte se le conoce como pétalo.

La cantidad de pétalos que se elijan dependerá de la movilidad que se le quiere dar a la estructura, a grandes dimensiones de diámetro del reflector parabólico será mayor la cantidad de pétalos.

Por otra parte, esta superficie puede ser sólida o mallada. La diferencia que existirá entre estas dos superficies será la atenuación aproximada de  $1dB$  que sufre el reflector mallado con respecto al sólido. Si la superficie es mallada los huecos existentes en la malla deben ser menor a  $\lambda/12$ , la ventaja de este tipo de superficie es su mayor resistencia a la intemperie sin embargo, cuando existen vientos mayores a  $60\text{ Km/h}$  no importará el tipo de superficie ya que se creará una barrera en la abertura del reflector.

### **2.7.2 Soportes del reflector**

Los soportes del reflector, conocidos como radiales, son la estructura que sostiene directamente al plato parabólico, las mismas pueden estar hechas de hierro o aluminio. Estos soportes también deben tener la forma del paraboloides de revolución que caracterice a la antena.

La cantidad de radiales existentes dependerá de la rigidez mecánica que necesite la pieza, es decir, si el reflector posee varios pétalos se elegirá la cantidad de soportes para sujetar cada pétalo de manera tal de darle fortaleza a la estructura.

### **2.7.3 Soportes del alimentador**

Para fijar correctamente el alimentador es indispensable la utilización de soportes. Además, dichos soportes sujetarán también el bloque LNB. Estos soportes tienen que permitir el movimiento del alimentador para ajustar de manera correcta su posición frente al reflector también, debe permitir la rotación del alimentador y así corregir el efecto Faraday para dicha frecuencia.

Por otra parte estos soportes ayudarán a mantener el alimentador a la distancia focal para la cual la antena fue diseñada.

### **2.7.4 Montura**

Es uno de los elementos de gran precisión con los que cuenta la antena, permite realizar movimientos para la orientación horizontal (azimut) y vertical (elevación), necesarios para la recepción de la señal; además proporciona la unión entre el plato y la base.

### **2.7.5 Base o mástil**

La base o mástil es la estructura que le da rigidez a la antena parabólica, ya que la soporta totalmente. Aunque la antena esté expuesta a lluvias o fuertes vientos es necesario que la base y la montura mantengan a la antena bien orientada hacia el satélite. Existe un gran número de bases empleadas para la fijación de las antenas parabólicas. Cabe destacar que las más empleadas son la base triangular y la base tripié universal.

## CAPÍTULO III

### CONSIDERACIONES Y DISEÑO

#### 3.1 Consideraciones del Diseño

Las prestaciones eléctricas más relevantes al momento de diseñar un reflector parabólico son: que tenga ganancias elevadas, eficiencias óptimas y que sea altamente directivo. El diseño comienza principalmente con la escogencia del diámetro de la antena reflectora que dependerá en gran parte de la ganancia que se desea obtener, además de la potencia que tenga la huella del satélite para la banda de frecuencia en la que se va a trabajar.

Para lograr un diseño final que se adapte a las necesidades del satélite, se establece como parámetros de diseño las siguientes características tanto eléctricas como físicas:

- Diámetro del reflector de 3 metros.
- Directividad mayor a 30dB
- Eficiencia mayor al 50%
- Ancho del haz a potencia mitad menor de 2°
- Probabilidad de error menor de  $10^{-7}$
- Polarización lineal

El diseño que se plantea en este trabajo es sólo del reflector parabólico, considerando que el alimentador es un producto comercial ya existente al igual que el



LNB. El conocimiento de las características de este último es para determinar la temperatura de ruido equivalente del sistema como se indicó en la sección 2.6.3.

### 3.2 Selección de la Geometría del Reflector:

La escogencia del tipo de reflector parabólico indicará de manera general los posibles valores de algunos parámetros del sistema como lo son la relación  $f/D$  y la eficiencia; además indicará la dificultad de construcción de dicha antena. En la tabla 2 se muestra una comparación de las geometrías del reflector parabólico con distintos parámetros que deben ser considerados al momento de elegir.

**Tabla 2:** Comparación de los diferentes tipos de reflector

	<b>Foco centrado</b>	<i>Offset</i>	<b>Cassegrain y Gregorian</b>
Relación $f/D$	0.25 – 0.5	> 0.5	> 0.5
Eficiencia	55 – 70%	70 – 80%	65 – 75%
Dificultad de diseño	Bajo	Alto	Alto
Dificultad de construcción	Bajo	Medio	Alto

Para este diseño se utiliza un reflector parabólico foco centrado ya que su dificultad de diseño y construcción son bajas, comparada con los otros tipos de reflectores, además este tipo de reflectores presenta eficiencias teóricas por encima del estipulado para el diseño y por otra parte, no presentaría problemas con la manera de sujetar mecánicamente el alimentador ya que su relación  $f/D$  no es alta.

### 3.3 Selección de Material para el Reflector

Para seleccionar el material del reflector se considera la conductividad eléctrica del mismo (Tabla 3)

**Tabla 3:** Conductividad Eléctrica

<b>Material</b>	<b>Conductividad Eléctrica (<math>S \cdot m^{-1}</math>) @ 20°C</b>
Plata	$63.01 \times 10^6$
Cobre	$59.6 \times 10^6$
Oro	$45.5 \times 10^6$
Aluminio	$37.8 \times 10^6$

Considerando los costos y la disponibilidad de los materiales en el país, se considera dos materiales fundamentalmente: el cobre y el aluminio. La escogencia del material definitivo estará dado por la condición de resistencia que tiene el material a la intemperie, a la oxidación que sufrirá y al peso que le dará a la estructura, en este caso se considera como mejor opción el aluminio.

Por lo tanto, la superficie del reflector parabólico será de aluminio sólido. Dependiendo de la aleación que tenga el aluminio tendrá mejores características eléctricas, en el mercado existen diferentes tipos de aluminio, por consiguiente se escogerá el que eleve esta propiedad al máximo. El espesor que tendrá el material no debe excederse de 1mm para poder tener pérdidas óhmicas pequeñas y además para que la lámina no sea pesada para la estructura y pueda ser moldeada con facilidad.

### **3.4 Selección de la Alimentación:**

Antes de realizar el estudio del reflector parabólico se debe considerar la manera en que se iluminará el mismo, para esto es necesario definir el tipo de alimentación.

En el mercado se encuentran distintos modelos de alimentadores y cada uno tiene distintas ganancias y dimensiones, por lo cual cada uno iluminará de manera

diferente al reflector. La escogencia del mismo se determina por el tipo de polarización usada, por su directividad, por la frecuencia y por la aplicación para la cual fue diseñada ya sea sólo para recepción, para transmisión o ambas. Además son de primordial importancia sus dimensiones, dado que por ser un reflector foco centrado bloqueará las señales.

La bocina que se usa en este diseño del reflector parabólico foco centrado es una bocina piramidal, ya que admite polarización lineal y soporta la frecuencia de bajada en banda C. Las características de la bocina tomando como referencia la Figura 15 son las siguientes:

$$R_1 = R_2 = 16.36 \text{ cm}$$

$$H = 6 \text{ cm}$$

$$W = 9.2 \text{ cm}$$

$$a = 5.817 \text{ cm}$$

$$b = 2.908 \text{ cm}$$

Donde  $a$  y  $b$  son las dimensiones de la guía de onda que tolera la frecuencia de bajada en banda C, siendo esta las medidas estándar de la parte interna del conector *WR 229*.

### **3.5 Selección de la Relación $f/D$ :**

La relación  $f/D$  indicará el pronunciamiento de la curvatura del reflector, como se indicó en la sección 2.4.6. Dado que en el diseño se considera un reflector parabólico foco centrado su relación  $f/D$  estará entre los límites que se observan en Tabla 2. La escogencia de dicha relación se realiza por iteración, calculando el patrón de radiación para distintas relaciones y determinando por inspección cuál es la mejor

en cuanto a la ganancia, eficiencia y además, pensando en la temperatura de ruido que se agrega si la curvatura del reflector parabólico tiende a ser plano.

Entre los valores comerciales para antenas de diámetro 3 metros la relación  $f/D$  es 0.336, que permite una buena iluminación por parte del alimentador, además el ruido proveniente de la tierra es de poca influencia si la antena es directiva, por lo tanto para este diseño de antena parabólica se considerará una relación de:

$$f/D = 0.34$$

### 3.6 Selección del LNB

Existen distintos LNB en el mercado, la escogencia del mismo se basa en la búsqueda de dispositivos que tengan altas ganancias y baja temperatura de ruido además, se considera importante que tenga buena estabilidad de la señal, que trabaje para la frecuencia deseada y que su conector sea comercial.

Para este diseño de reflector se considera un LNB que tiene las siguientes características

**Tabla 4:** Características LNB [ 16]

Frecuencia de Entrada	3.4 a 4.2 GHz
Temperatura de Ruido	20°K @ 25°C
Ganancia Típica	63 dB
VSWR de salida	2.0:1 Típica, 75 Ω
Interfaz de entrada	Conector, WR 229G
Interfaz de salida	75 Ω, Tipo "F" Femenino
Frecuencia de Estabilidad	5.15 GHz, ± 2.3 ppm Max

Se agregan en el ANEXO 2 las restantes especificaciones técnicas del LNB

### 3.7 Diseño Geométrico del Reflector:

Para el diseño geométrico del reflector son requeridos los parámetros antes considerados, como lo son:

$$f/D = 0.34 ; D = 3 m$$

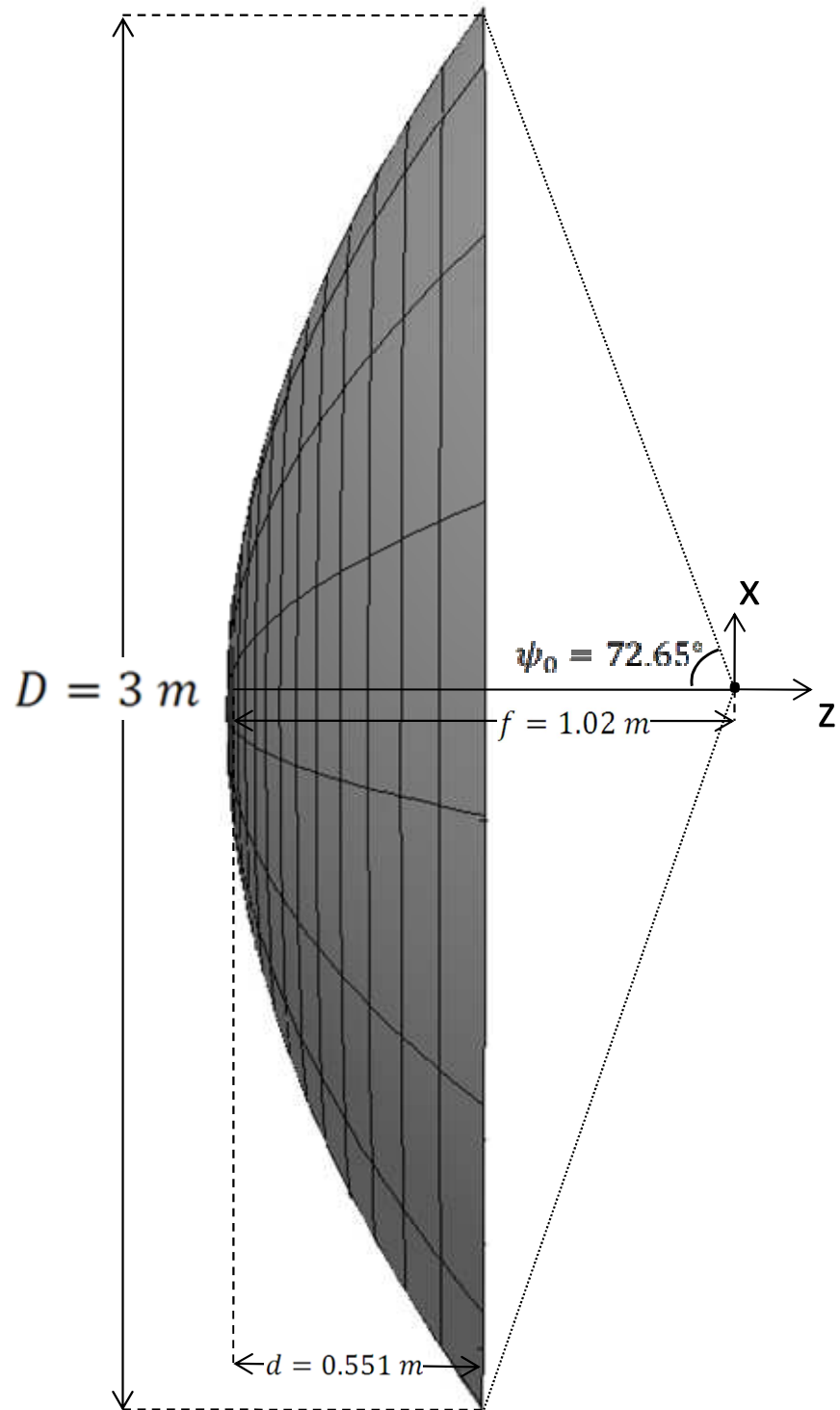
$$\Rightarrow f = 1.02 m$$

Con estos dos parámetros se determina la profundidad que tendrá la curvatura del reflector parabólico, usando la ecuación (2). También se puede obtener el ángulo máximo en donde las ondas provenientes del alimentador son captadas por el reflector parabólico usando la ecuación (3).

$$d = \frac{3^2}{16 \cdot 1.02} = 0.551 m$$

$$\psi_0 = 2 \cdot \tan^{-1} \left( \frac{1}{4 \cdot 0.34} \right) = 72.65^\circ$$

Con estos parámetros se tiene la estructura geométrica del reflector parabólico, la cual es mostrada a escala en la Figura 26.



**Figura 26:** Diseño del Reflector Parabólico

### 3.8 Parámetros de Iluminación del Alimentador:

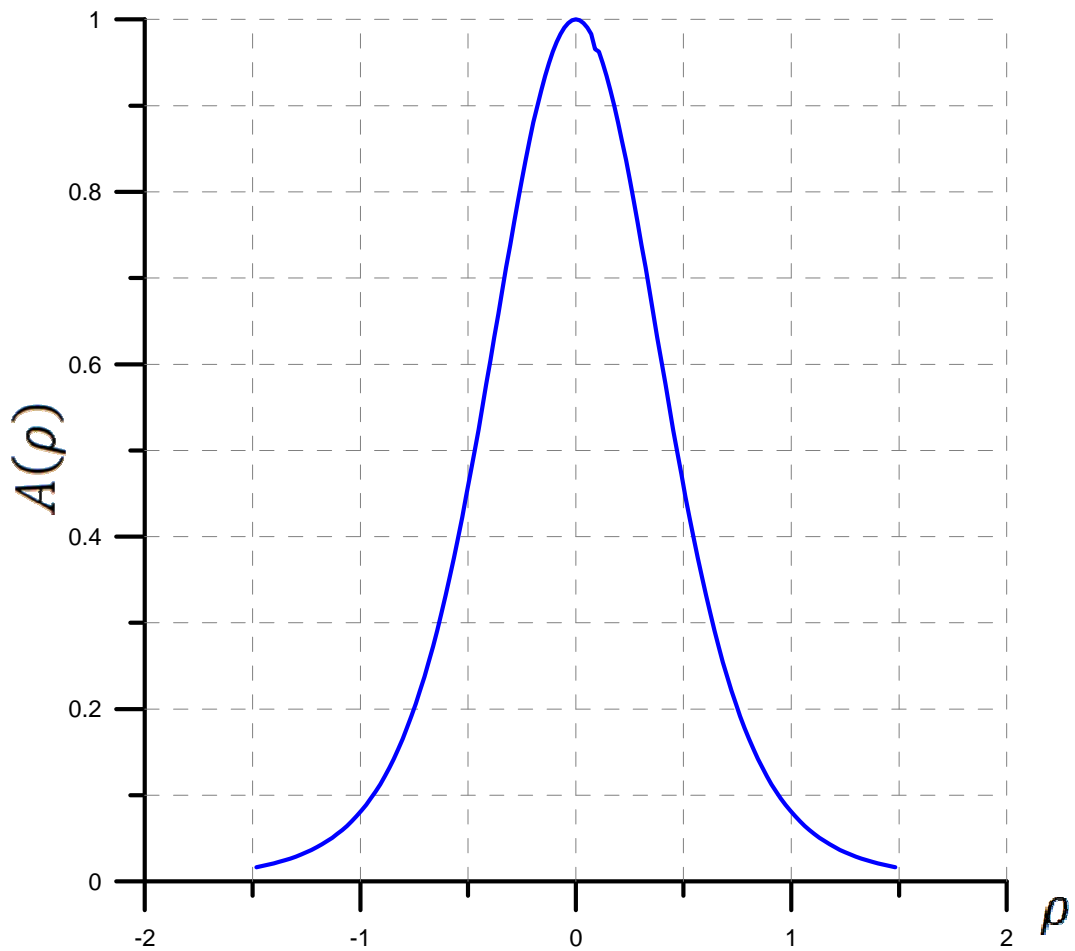
Teniendo las dimensiones de la bocina se puede determinar la directividad y la forma de iluminación que tiene la misma, utilizando la licencia de prueba del software de simulación **CST STUDIO SUITE™ 2008**, se determina el patrón de radiación y se extraen los valores del mismo para cada variación del ángulo  $\theta$  en el plano eléctrico y magnético respectivamente,  $\phi = 90^\circ$  y  $\phi = 0^\circ$ . Esto es para poder determinar el valor de la variable de iluminación " $p$ " y los valores  $e_0$  y  $e_1$  que se encuentran expresados en la ecuación ( 12) teniendo así expresado el patrón de radiación de la bocina en términos de la ley de iluminación.

Los valores  $e_0$  y  $e_1$  pueden variar con respecto al corte del plano que se está utilizando, sin embargo estos valores deberían poseer la tendencia a ser iguales. Se logrará su igualdad en el momento en que se tenga una bocina ideal.

Para esta bocina, estos valores difieren, por lo tanto se tomará el plano donde  $e_0$  sea menor. Se obtiene que los valores de las variables antes mencionadas son los siguientes:

$$e_0 = 0,01648 ; e_1 = 0.98352$$
$$p = 6.41172$$

La distribución de la iluminación en el reflector parabólico sería de la forma mostrada en la Figura 27.



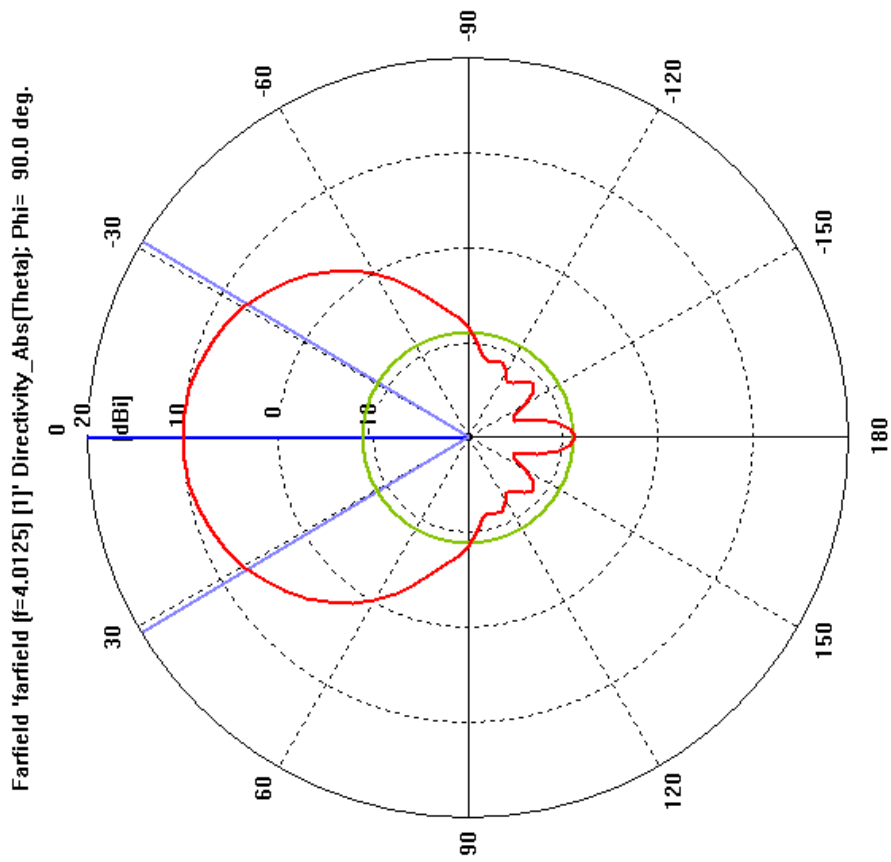
**Figura 27:** Ley de Iluminación de la bocina en el reflector parabólico

Para determinar la directividad de la bocina se utilizan desde la ecuación (34) hasta la (37) obteniéndose:

$$D_i = 9.945 \text{ dBi}$$

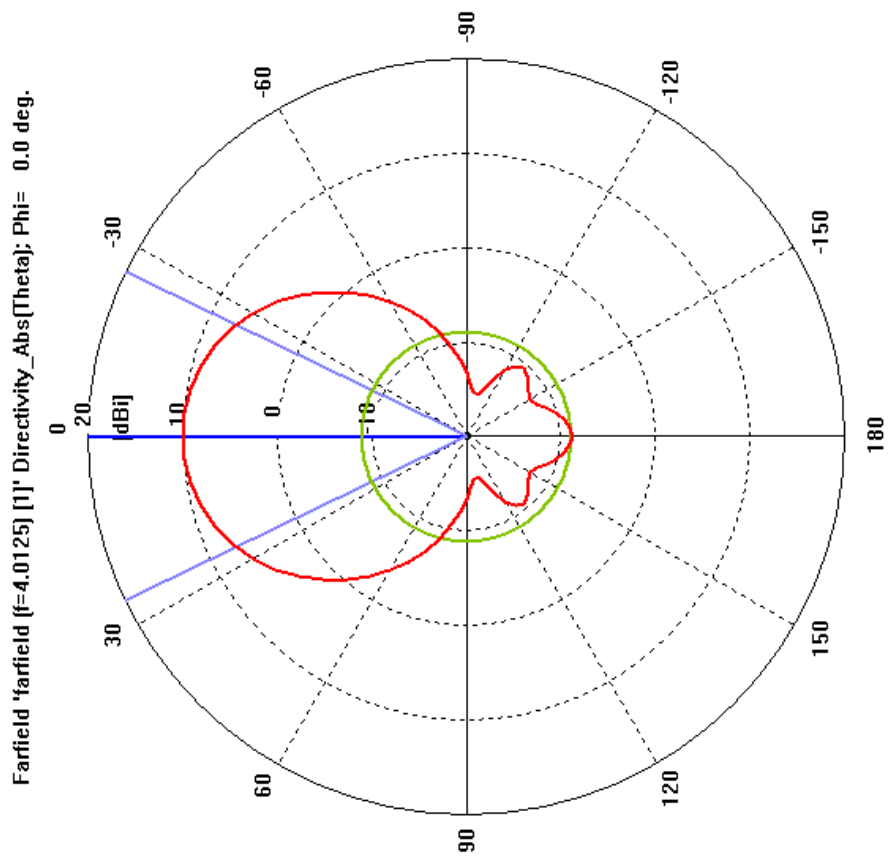
Las Gráfica 1 y Gráfica 2 muestran el patrón de radiación simulado con el software para la antena tipo bocina.





Frequency = 4.0125  
 Main lobe magnitude = 10.1 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 62.2 deg.  
 Side lobe level = -18.9 dB

**Gráfica 1:** Patrón de radiación en el plano eléctrico, extraído de CST STUDIO SUITE™ 2008



Frequency = 4.0125  
 Main lobe magnitude = 10.1 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 51.6 deg.  
 Side lobe level = -18.9 dB

**Gráfica 2:** Patrón de radiación en el plano magnético, extraído de CST STUDIO SUITE™ 2008

### 3.9 Reflector Parabólico:

Teniendo el diseño geométrico del reflector y la ley de iluminación del alimentador se puede determinar los restantes parámetros del reflector como lo son directividad, eficiencia, ancho del haz a potencia mitad y la relación antero-posterior.

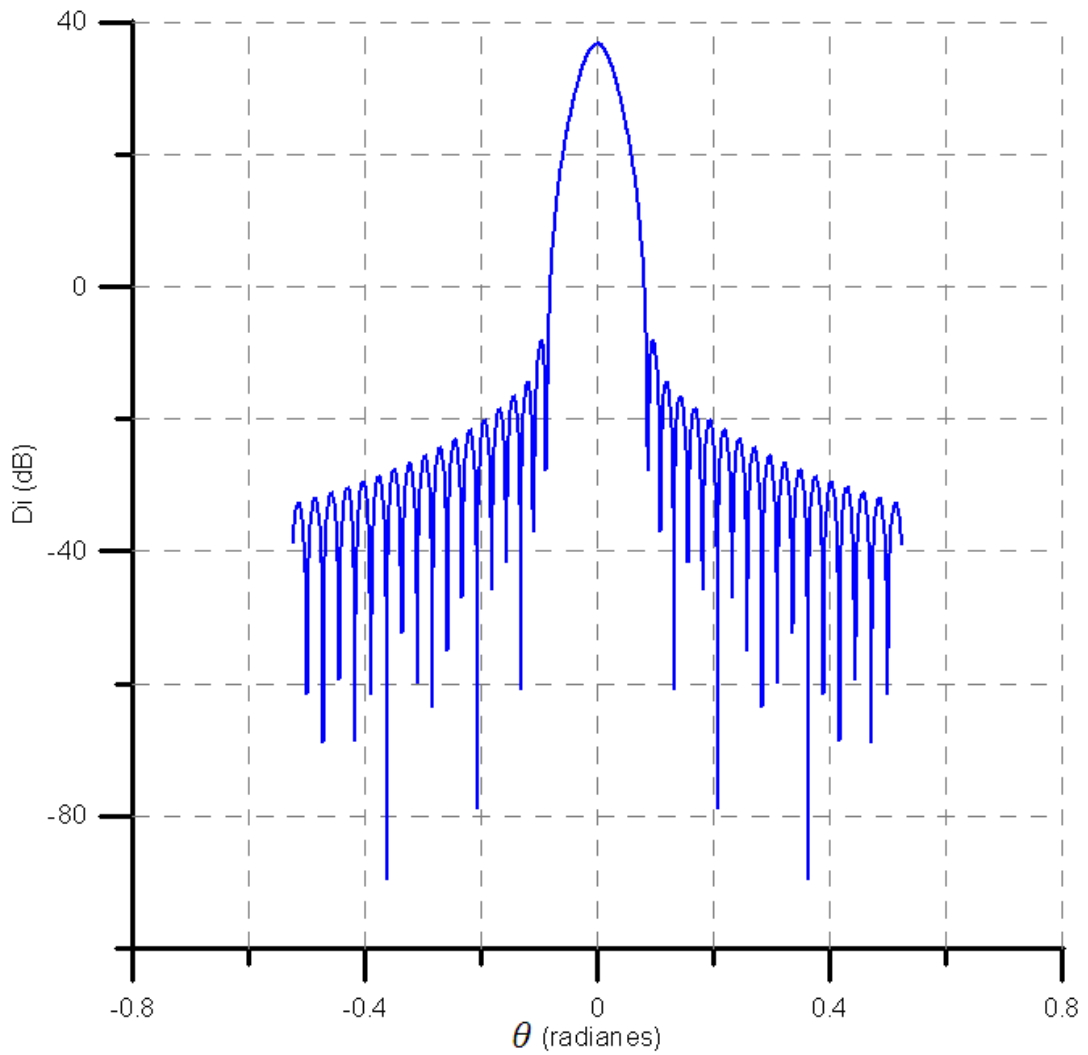
#### 3.9.1 Directividad

Para determinar la directividad se utiliza la ecuación ( 16) utilizando como campo eléctrico radiado del reflector la aproximación de Kottler, cuya expresión se muestra en la ecuación ( 11)

La directividad para este reflector por medio de la aproximación de Kottler es la siguiente y en la Figura 28 se muestra su patrón de radiación.

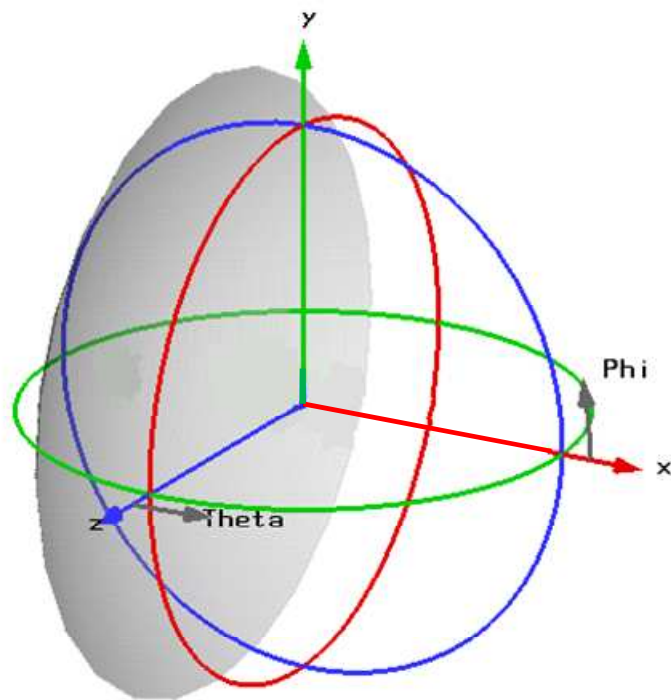
$$D_i = 36.763 \text{ dBi}$$

El software de simulación empleado para la realización de este trabajo fue **CST STUDIO SUITE™ 2008**, el cual se divide en diversos módulos, para la simulación de grandes estructuras se utiliza un módulo especial: módulo de solución integral. Para realizar la simulación, no sólo es necesario lo antes indicado sino también es necesario una computadora con gran memoria física y capacidad de procesar, donde se debe mencionar que los tiempos de cálculo son del orden de días.



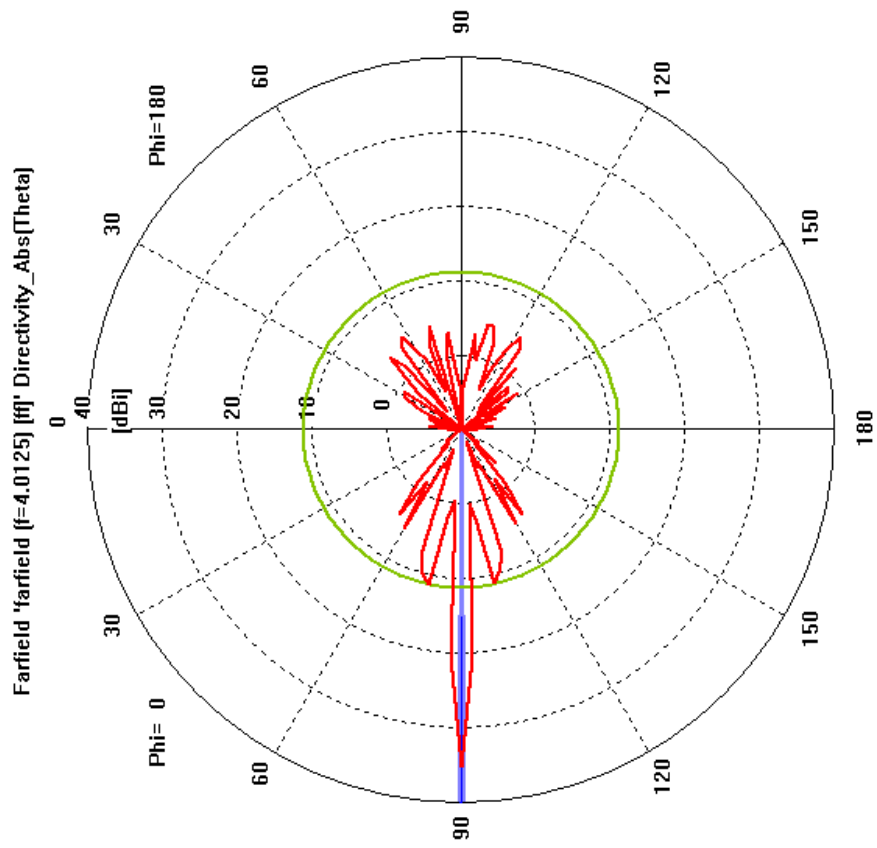
**Figura 28:** Patrón de Radiación usando Aproximación de Kottler en Bocina con abertura comercial

El sistema coordenado utilizado para los patrones de radiación es el mostrado en la Figura 29.



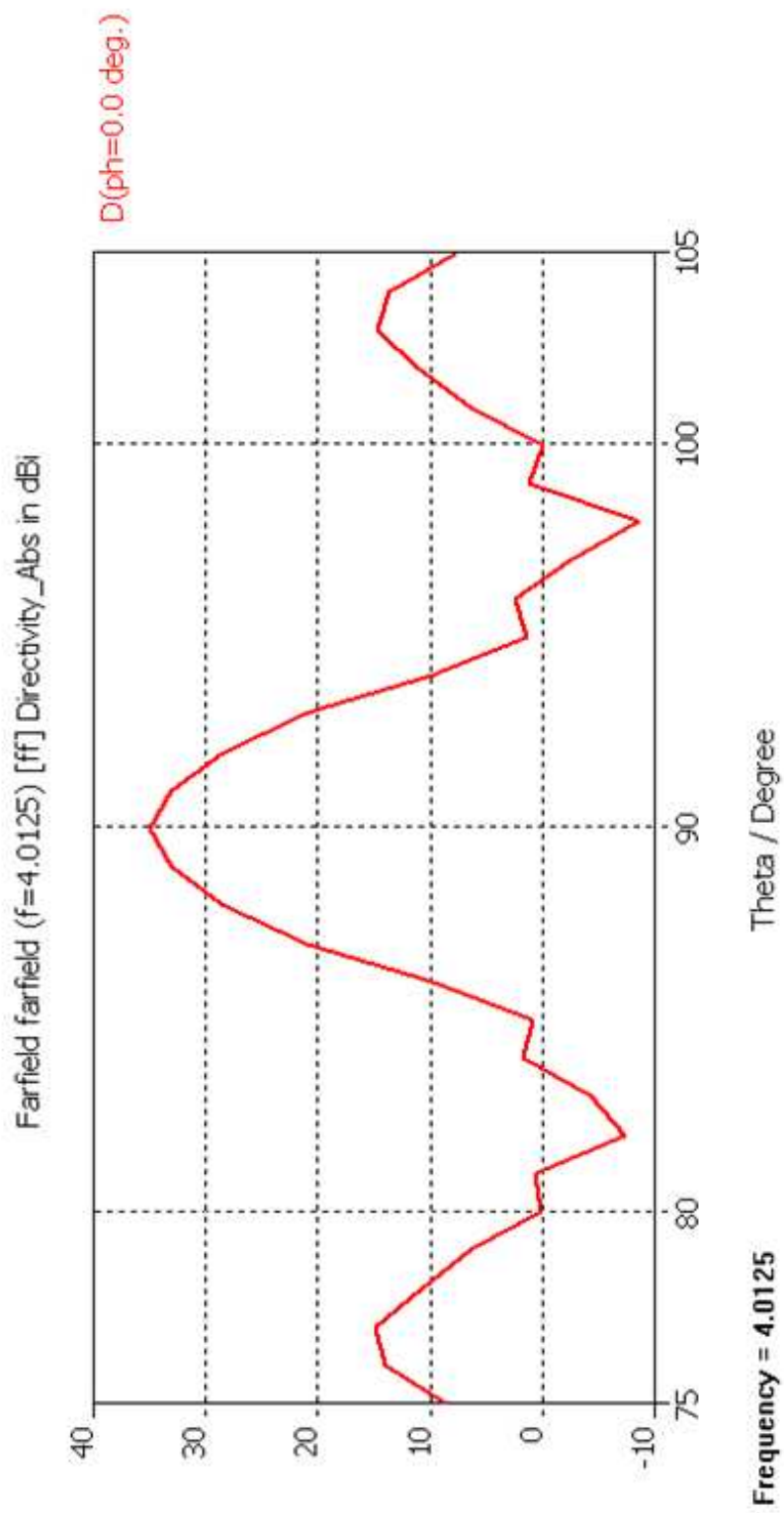
**Figura 29:** Sistema Coordinado

Usando el software de simulación se obtuvo el patrón de radiación, tanto en polar como en coordenadas cartesianas, que se muestra en las Gráficas 3 y 4 para el corte en  $\phi = 0^\circ$  y los patrones de radiación para  $\theta = 90^\circ$  en las Gráficas 5 y 6. Por último, se muestra en la en la Gráfica 7 el patrón de radiación en tres dimensiones.

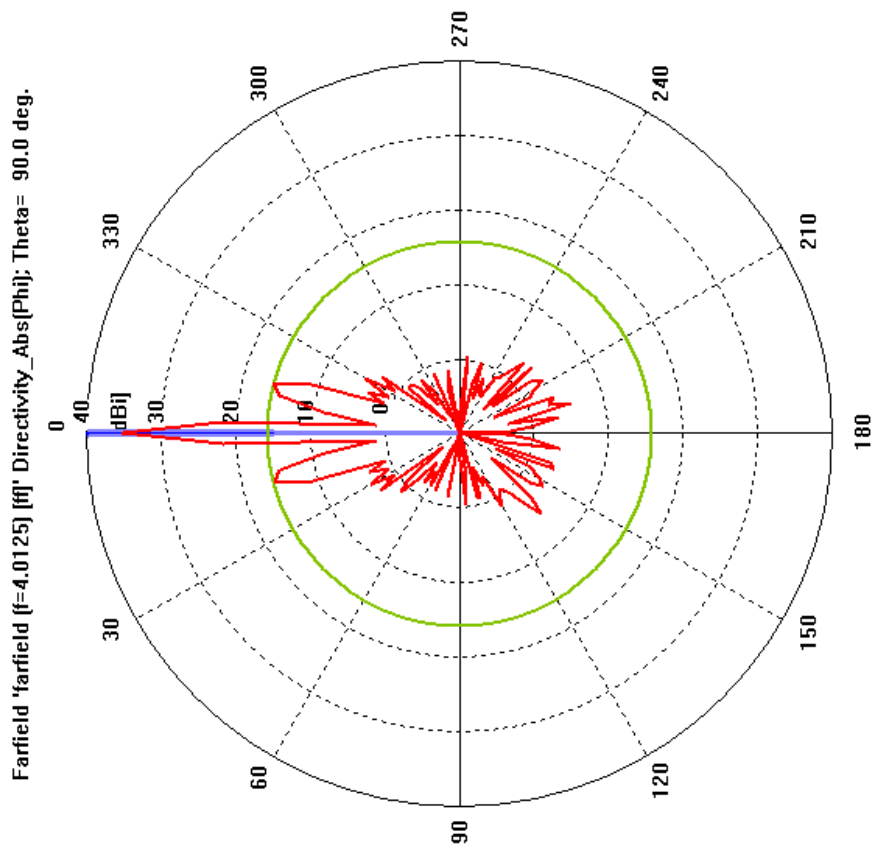


Frequency = 4.0125  
 Main lobe magnitude = 35.2 dB  
 Main lobe direction = 90.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 1.2 deg.  
 Side lobe level = -24.0 dB

**Gráfica 3:** Patrón de radiación para  $\phi = 0^\circ$ , extraído de CST STUDIO SUITE™ 2008



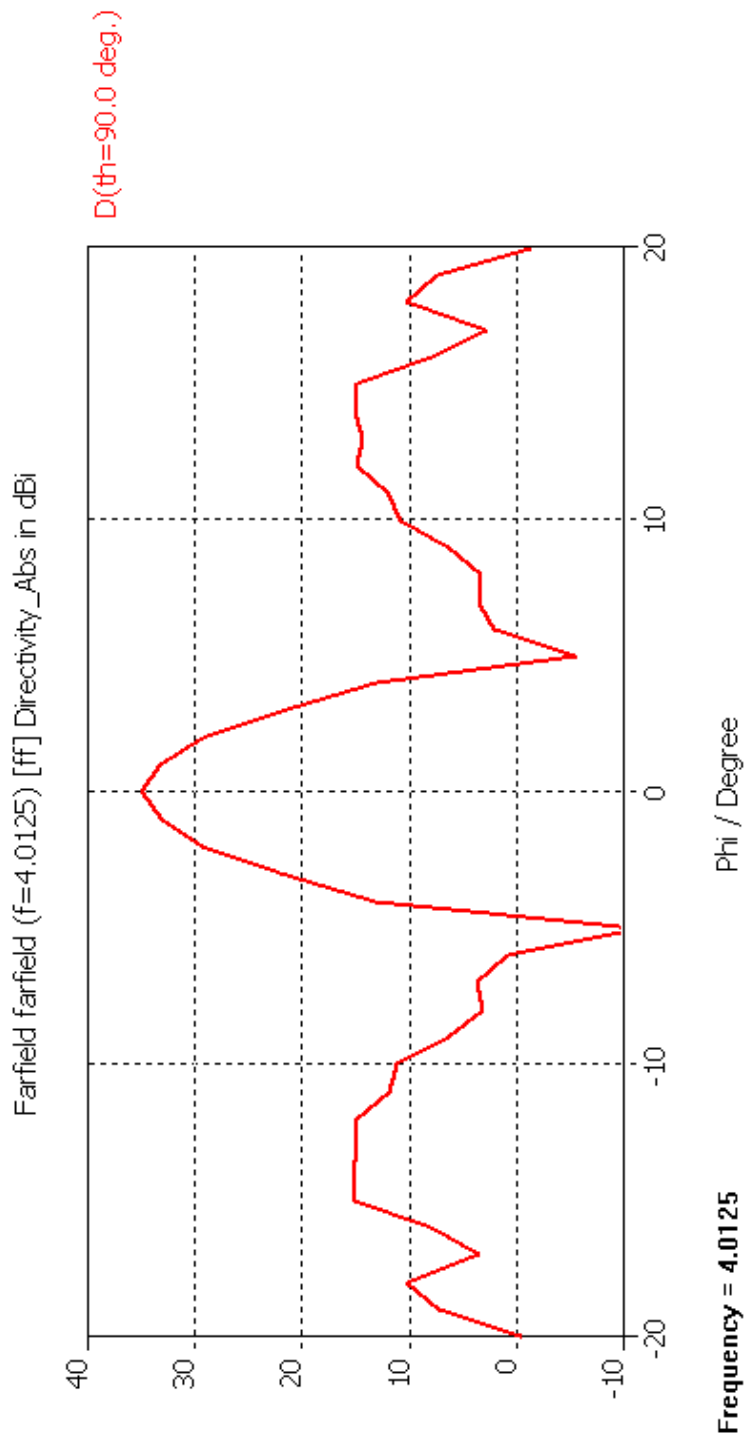
**Gráfica 4:** Patrón de radiación para  $\phi = 0^\circ$ , extraído de CST STUDIO SUITE™ 2008



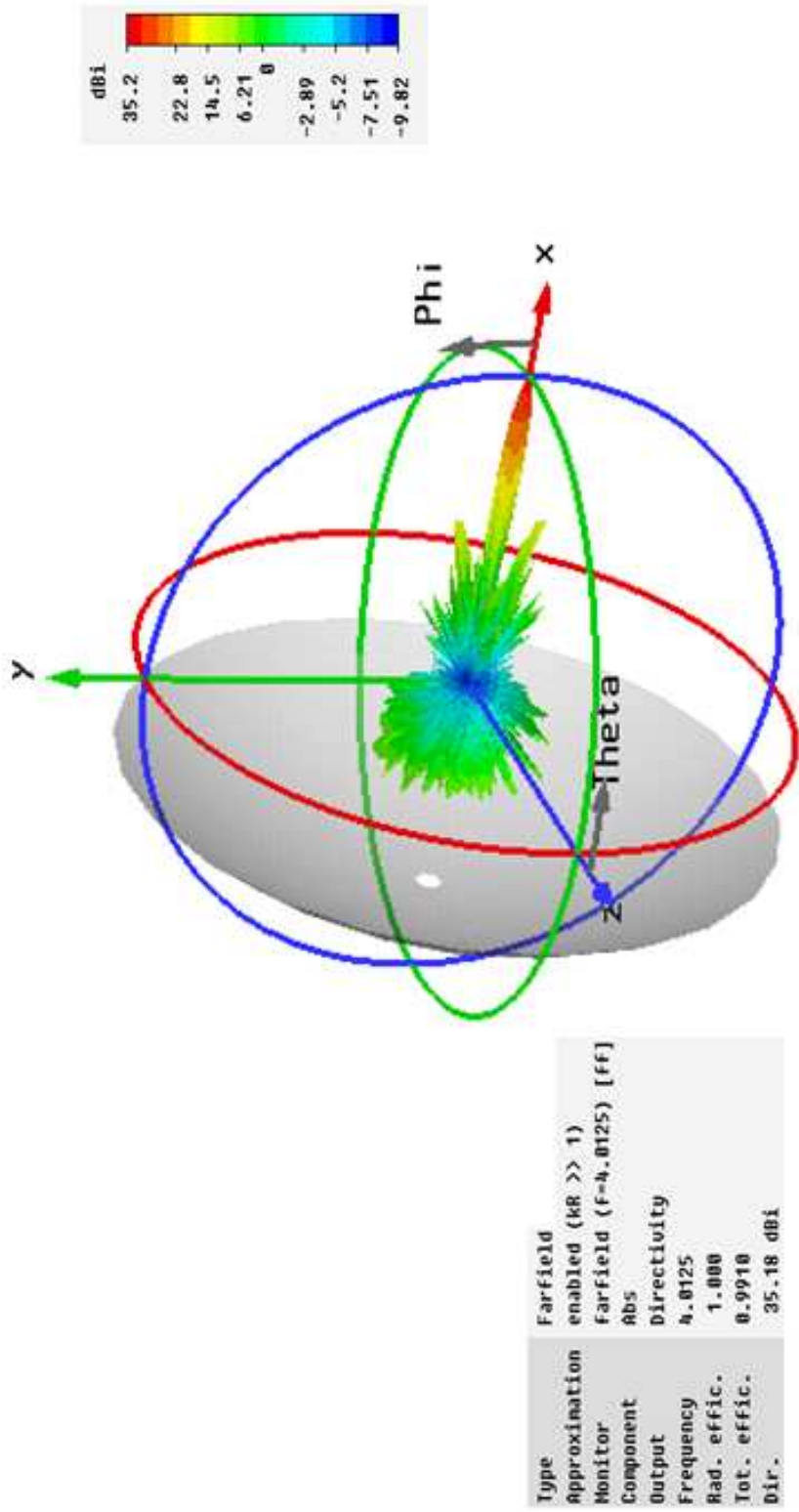
Frequency = 4.0125  
 Main lobe magnitude = 35.2 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 1.3 deg.  
 Side lobe level = -19.5 dB

Gráfica 5: Patrón de radiación para  $\theta = 90^\circ$ , extraído de CST STUDIO SUITE™ 2008



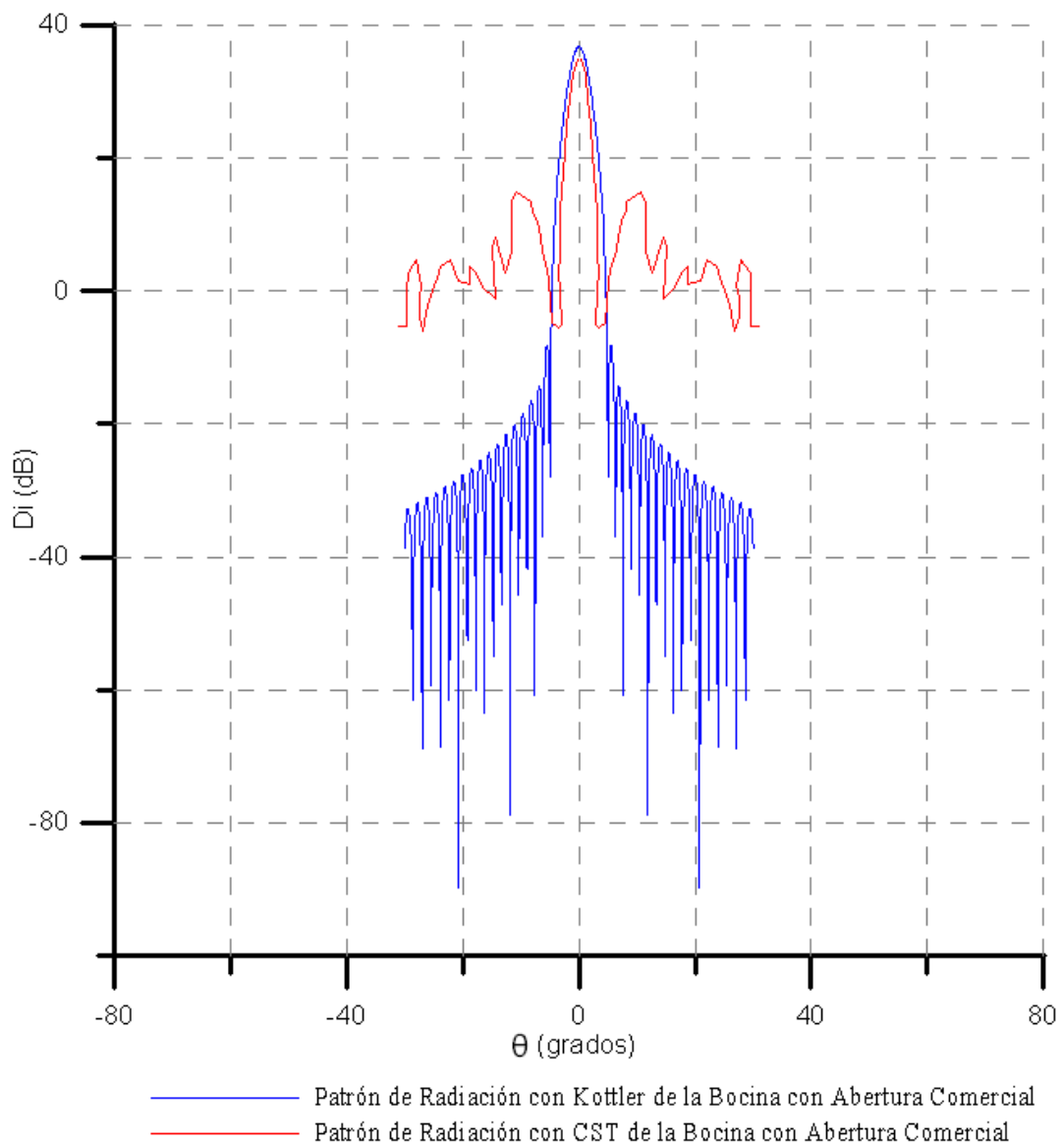


**Gráfica 6:** Patrón de radiación para  $\theta = 90^\circ$ , extraído de CST STUDIO SUITE™ 2008



**Gráfica 7:** Patrón de radiación en 3 dimensiones, extraído de CST STUDIO SUITE™ 2008

Se puede comparar el patrón de radiación obtenido mediante simulación y el obtenido con la aproximación de Kottler cuando se sobreponen las mismas en una figura, como se muestra a continuación.



**Figura 30:** Comparación del Patrón de Radiación usando Aproximación de Kottler y el Programa de Simulación CST en Bocina con Abertura Comercial

### 3.9.2 Eficiencia

Como se observó en la sección 2.4.5 la eficiencia del reflector parabólico es el producto de las eficiencias de distintos fenómenos que ocurren en el mismo. Para el diseño del reflector parabólico es necesario conocer dichos valores, es por esto que la eficiencia de cada fenómeno se muestra a continuación:

$$\eta_a = 96.1\%$$

$$\eta_S = 71.1\%$$

$$\eta_i = 81.5\%$$

$$\eta_R = 1$$

$$\eta_P = 1$$

$$\eta_b = 96\%$$

La eficiencia total del sistema será:

$$\eta_T = 53.46\%$$

### 3.9.3 Potencia radiada hacia atrás

En el diseño del reflector parabólico la potencia radiada hacia atrás debe ser pequeña en comparación con la potencia radiada hacia delante, para que el grado de radiación indeseable sea el mínimo posible. Para este diseño se determina esta relación para verificar la magnitud de ruido que existirá hacia atrás en el sistema, se utiliza las ecuaciones ( 27) y ( 28)

$$K = 20 \cdot \log \left[ \frac{\sqrt{1 + 16(0.34)^2}}{4(0.34)} \right] = 1.877 \text{ dB}$$

$$G(F/B) = 36.757 + 17.5 + 1.877 - 9.945 = 46.189 \text{ dB}$$

### 3.9.4 Ancho del haz a potencia mitad

En las consideraciones del reflector parabólico se desea que el ancho del haz principal sea reducido para lograr una mejor colimación de las señales del satélite. Además si se tiene patrones de radiación con ancho del haz amplio el ruido terrestre es capaz de entrar al sistema afectando directamente la transmisión. Para verificar cuál es el comportamiento de este reflector parabólico en cuanto a su ancho del haz, se utiliza la ecuación ( 26)

$$\text{Ancho del haz a } 3dB = 58.95^\circ \frac{0.076}{3} = 1.49^\circ$$

### 3.10 Estudio de sensibilidad

Para poder apreciar los cambios que ocurren en el patrón de radiación y en la eficiencia del reflector parabólico al modificar el alimentador se consideró el estudio del mismo modificando las dimensiones del alimentador, esta modificación vendrá dada por la variación en el ángulo de apertura de la bocina en  $\pm 5^\circ$ , dicho ángulo se le conoce como *flare*.

Se realizaron los cálculos pertinentes para encontrar el ángulo de abertura con respecto a la medida de la bocina original expuesta en la sección 3.4. Al modificar dicho ángulo afectará directamente las dimensiones de apertura de la bocina como se compara en la Tabla 5 y 6, en donde  $\theta_i$  es el ángulo de la bocina inicial y su valor es:

$$\theta_{ie} = 10.62^\circ$$

$$\theta_{ih} = 16.04^\circ$$

Se modifica el ángulo tanto en su plano eléctrico como magnético, para cada caso el nuevo ángulo estará dado por las ecuaciones ( 47) y ( 48)

$$\theta_{+5^\circ} = \theta_i + 5^\circ \quad (47)$$

$$\theta_{-5^\circ} = \theta_i - 5^\circ \quad (48)$$

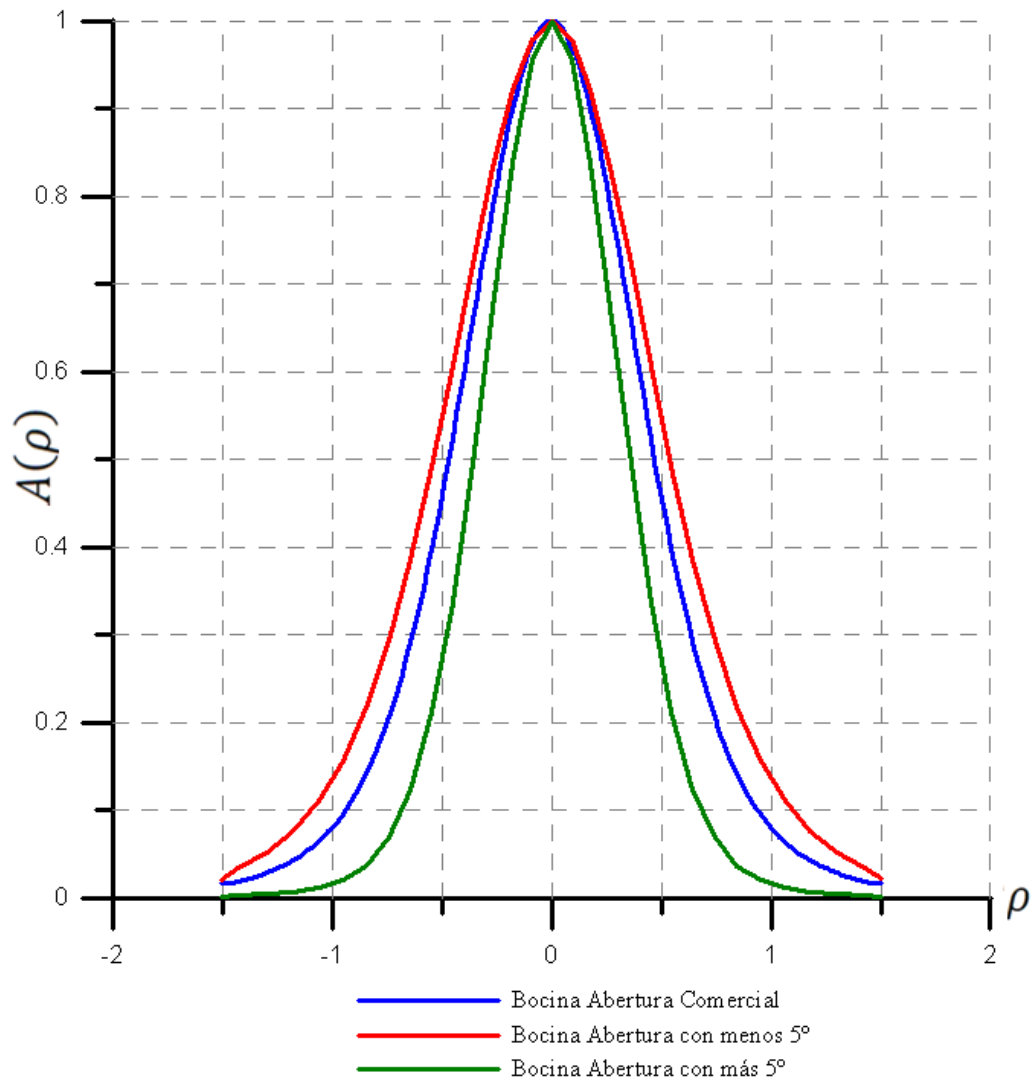
**Tabla 5:** Dimensiones de la bocina para variación del ángulo en el plano eléctrico

	$\theta_i$	$\theta_{+5^\circ}$	$\theta_{-5^\circ}$
<b><i>H</i></b>	6 cm	8.95 cm	3.15 cm

**Tabla 6:** Dimensiones de la bocina para variación del ángulo en el plano magnético

	$\theta_i$	$\theta_{+5^\circ}$	$\theta_{-5^\circ}$
<b><i>W</i></b>	9.2 cm	12.3 cm	6.24 cm

Se pueden comparar las leyes de iluminación para las distintas medidas de la abertura de la bocina como se muestra en la Figura 31.



**Figura 31:** Comparación de Ley de Iluminación de las bocinas

Con la ley de iluminación, como se ha comentado anteriormente, se puede calcular la directividad del reflector parabólico. En la Tabla 7 se muestra la comparación de este cálculo realizado por medio de la aproximación de Kottler.

**Tabla 7:** Comparación de directividad por la aproximación de Kottler

	$\theta_i$	$\theta_{+5^\circ}$	$\theta_{-5^\circ}$
$D_i$	36.763 dB	34.117 dB	31.721 dB

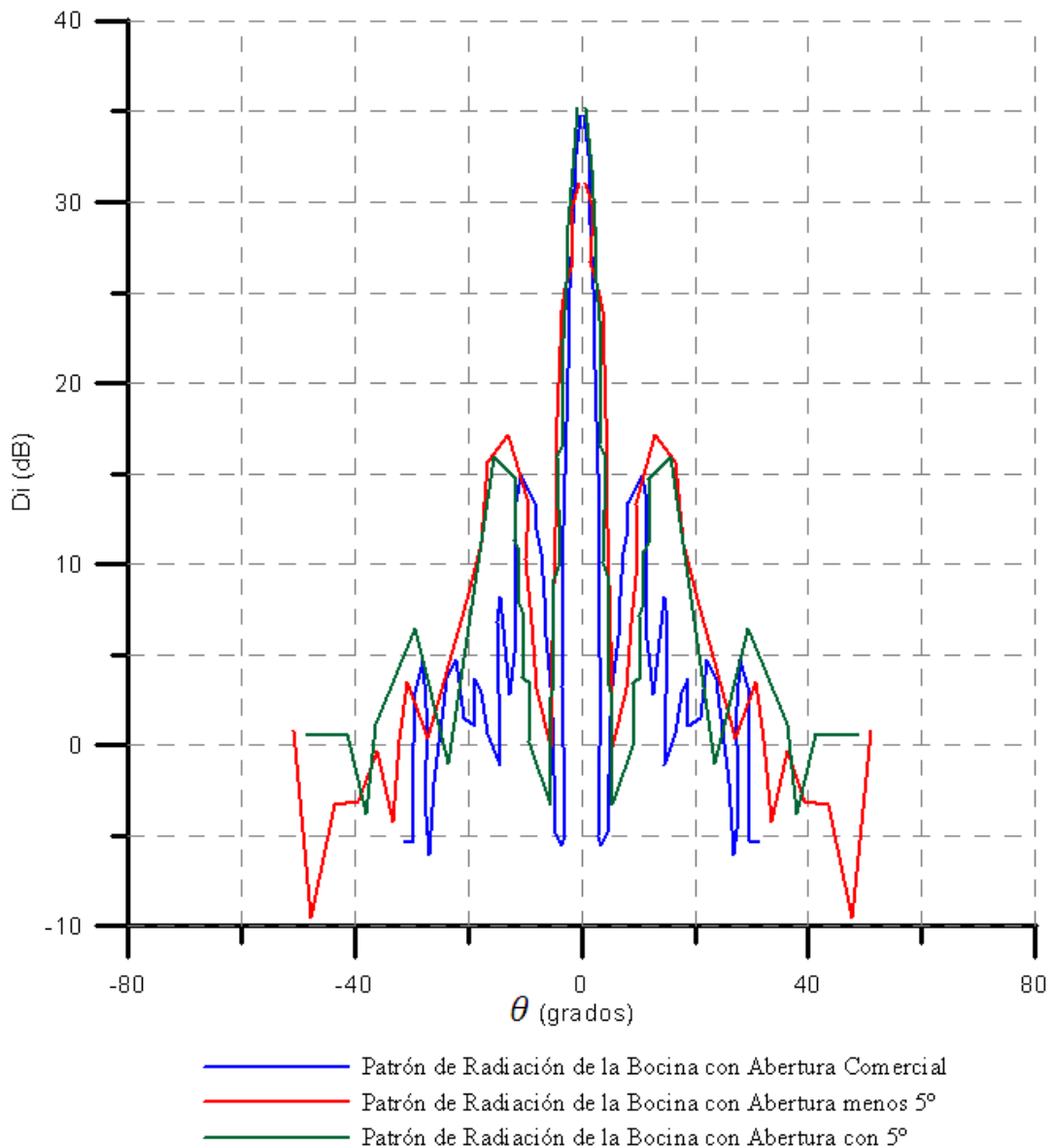
Al afectar la ley de iluminación de la bocina también cambiará la eficiencia total del reflector parabólico, como se observó en la sección 2.4.5. La comparación de los cambios de eficiencia se presenta en la Tabla 8

**Tabla 8:** Comparación de eficiencias

	$\theta_i$	$\theta_{+5^\circ}$	$\theta_{-5^\circ}$
$\eta_a$	96.1%	90.7%	96.9%
$\eta_S$	71.1%	71.5%	70.6%
$\eta_i$	81.5%	83.5%	80.9%
$\eta_R$	1	1	1
$\eta_P$	1	1	1
$\eta_b$	96%	94%	97.9%
$\eta_T$	<b>53.46%</b>	<b>50.9%</b>	<b>52.7%</b>

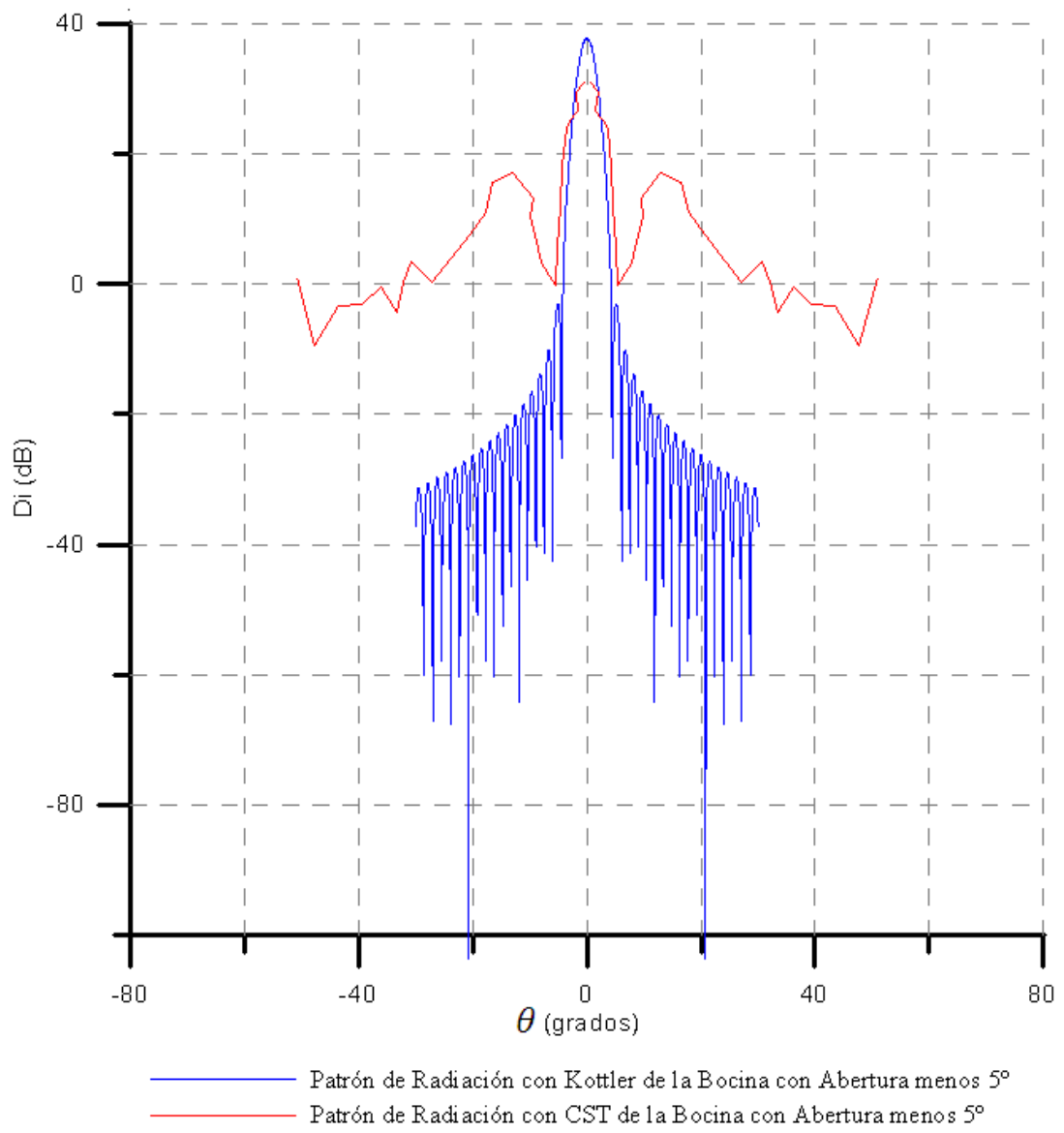
Usando el software de simulación **CST STUDIO SUITE™ 2008** se obtuvo el patrón de radiación para los cambios en la abertura de la bocina. En la siguiente figura se superponen los patrones correspondientes a las tres bocinas para visualizar los cambios que ocurren en el mismo.



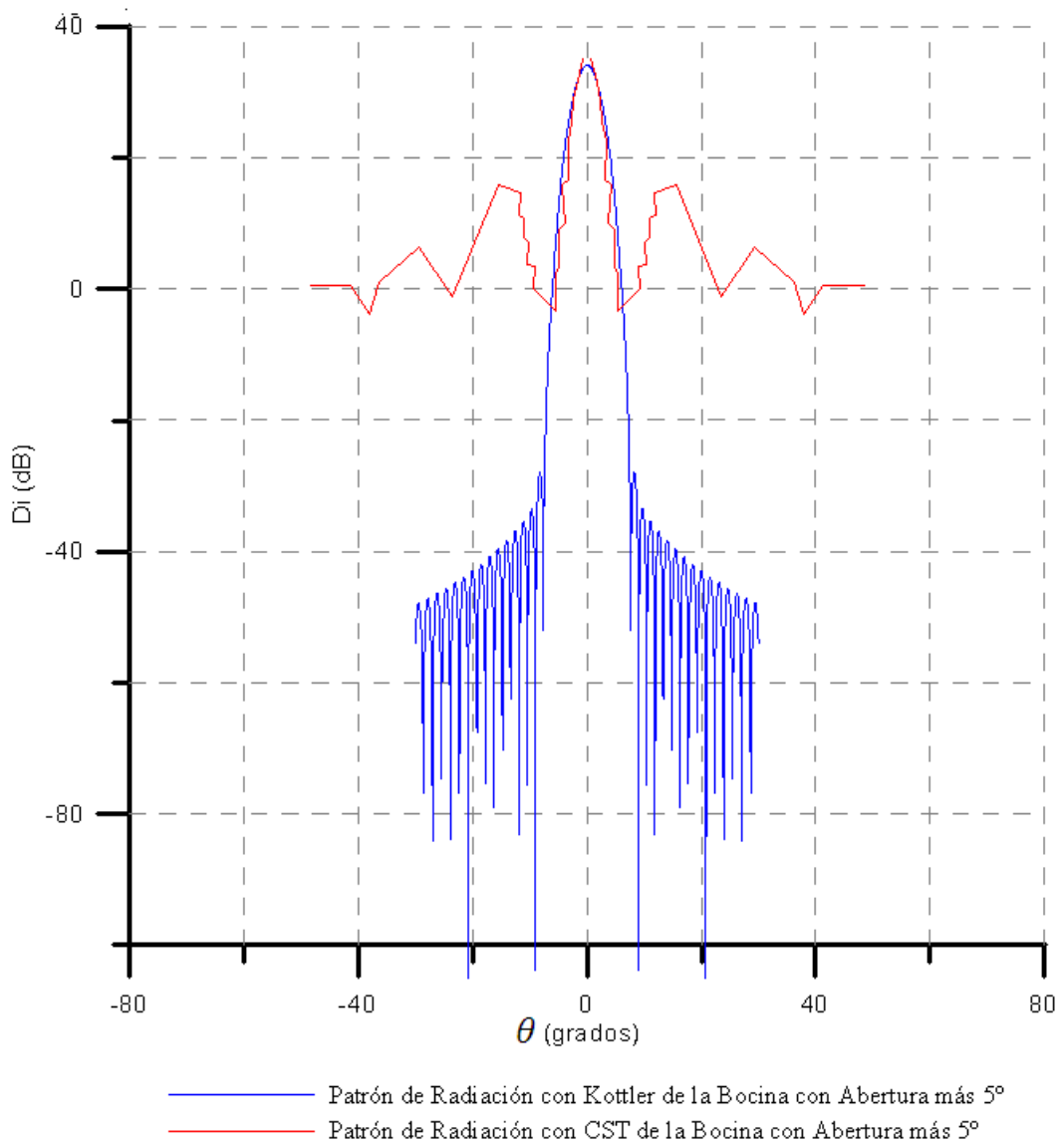


**Figura 32:** Comparación entre los Patrones de Radiación usando CST para diferentes aberturas de bocinas

Se puede realizar una comparación entre las gráficas obtenidas por el simulador **CST STUDIO SUITE™ 2008** y lo que se obtiene por la Aproximación de Kottler para las bocinas en la que se varió su el tamaño de la abertura, como se observa en las Figuras 33 y 34.



**Figura 33:** Comparación del Patróon de Radiación usando Aproximación de Kottler y el Programa de Simulación CST en Bocina con Abertura menos 5°



**Figura 34:** Comparación del Patrón de Radiación usando Aproximación de Kottler y el Programa de Simulación CST en Bocina con Abertura más 5°

### 3.11 Parámetros del sistema de comunicaciones vía satélite

Para lograr el estudio completo del reflector parabólico se necesita considerar los parámetros que están involucrados en el sistema de comunicaciones satelitales como se expuso en la sección 2.5. Para ello es necesario conocer ciertos

parámetros como velocidad de bit, tipo de modulación usada, ubicación de la estación terrena, entre otras.

### **3.11.1 Ángulo visual de la antena:**

Para calcular este parámetro es necesario conocer la ubicación de la estación terrena, suponemos una estación terrena con la siguiente ubicación

*Longitud: 293.1°E; Latitud: 9.4°N*

Además es necesario conocer la ubicación que tiene el satélite que transmite las señales. En este caso su ubicación espacial será:

*Longitud: 282°E*

Utilizando las ecuaciones ( 40) y ( 41) o las Figura 18 y Figura 19 se obtiene como resultado que los ángulos de visión de la antena son los siguientes:

*Elevación: 73°*

*Azimut: 50°*

### **3.11.2 Temperatura de ruido de la antena:**

Como se indicó en la sección 2.6.2 este parámetro es uno de los más importantes en el sistema de comunicaciones satelitales, ya que dará información sobre cuánto ruido entra al sistema. Para el cálculo de este parámetro se necesita conocer la temperatura de brillo que es interceptada por la antena receptora, la misma capta el ruido de fondo cósmico, el ruido del sol y la luna además de la temperatura de brillo de la atmósfera.

Si se consideran todas esas temperaturas y utilizando la ecuación antes mencionada se tendrá que la temperatura de ruido de la antena de recepción será

$$T_A = 13.7 \text{ }^\circ K$$

### 3.11.3 Figura de Mérito:

Para hallar la figura de mérito del sistema se necesita conocer la temperatura total del sistema, se utiliza para esto la ecuación ( 43) obteniendo que la temperatura equivalente del sistema será

$$T_e = 46.108^\circ K \quad \Rightarrow \quad T_e = 16.64 dBK$$

Por lo tanto la figura de mérito tendrá un valor de

$$\frac{G}{T_e} = 20.13 dBK^{-1}$$

### 3.11.4 Relación portadora a ruido:

Para obtener esta relación es necesario conocer la relación portadora a densidad de ruido que se mostró en la ecuación ( 44) para luego poder aplicar la ecuación ( 45). Para aplicar la ecuación ( 44) se utilizará las Figura 23 y Figura 24 ya que las mismas se aplican para hallar las pérdidas en la trayectoria por espacio libre y las atenuaciones atmosféricas, obteniendo así que la relación portadora- densidad de ruido tendrá un valor de

$$\frac{C}{N_0} = 34 - 195.761 + 20.13 - (0.75 + 0.25) - (-228.601) = 85.97 \text{ dB}$$

Para obtener la relación de portadora ruido se utiliza la ecuación ( 45), donde se necesita como dato la velocidad de bit del sistema además del ancho de banda de la modulación digital y la modulación utilizada en el sistema. Para este caso la modulación utilizada es QPSK. Por lo tanto, se obtiene que la relación portadora ruido tendrá un valor de:

$$\frac{C}{N} = 16.922 \text{ dB}$$

Con este valor es posible conocer la probabilidad de error que tiene el sistema, en la sección 3.1 se planteó como consideración de diseño que la  $P_e < 10^{-7}$ ; utilizando la Figura 22 se puede determinar que el valor mínimo de la relación portadora ruido estará alrededor del siguiente valor:

$$P_e < 10^{-7} \Rightarrow \frac{C}{N} > 14 \text{ dB}$$

## CAPÍTULO IV

### ANÁLISIS DE RESULTADOS Y DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO

#### 4.1. Análisis de los Resultados:

La directividad calculada para un reflector parabólico con la aproximación de Kottler, dada en la expresión ( 11), coincide con la obtenida mediante simulación como se aprecia en la Gráfica 3 y la Gráfica 5 (para los dos cortes). Por lo tanto, indica que dicha aproximación es confiable al momento de realizar este tipo de cálculos, existiendo así una correlación entre los resultados obtenidos.

Como se ha mencionado anteriormente esta aproximación depende directamente de la Ley de Iluminación que tenga el reflector parabólico, la forma en que se iluminará el mismo tiene que ver con el alimentador que tenga el sistema, esto se observa con detalle en la sección 3.10 donde se modifican las dimensiones de la bocina, partiendo del cambio del ángulo de su abertura, obteniéndose tanto cambios en la directividad de la antena como en la eficiencia de la misma, como se observa en las Tabla 7 y Tabla 8.

Los cambios que se observan en el valor de la directividad se deben a los cambios que sufren las variables de la Ley de Iluminación al manipular las dimensiones del alimentador como se observa en detalle en la Figura 31. Estos

cambios en las dimensiones del alimentador modifican directamente su patrón de radiación, es por esto que cambia su forma de iluminar al reflector.

Las variaciones producidas en la eficiencia tienen una correlación con lo anteriormente indicado, al cambiar el patrón de iluminación del alimentador cambia su distribución y su forma, por lo que la manera en que se comportará el sistema será diferente.

Como se observa en la Tabla 8 mientras mayores sean las dimensiones del alimentador menor será la eficiencia de bloqueo que tendrá el reflector parabólico, por otra parte la eficiencia de desbordamiento mejora cuando las dimensiones del alimentador crece, esto porque al aumentar dichas dimensiones el patrón de radiación será más directivo, por lo tanto la radiación fuera de los bordes del reflector será menor.

El patrón de radiación del prototipo de antena muestra lóbulos secundarios de valor aproximado a  $15dB$ , como se puede apreciar en la Gráfica 4 y Gráfica 6 . Aplicando la normativa INTELSAT en este diseño y utilizando lo expresado en el ANEXO 3, en la sección de estaciones terrenas de recepción, se debe verificar el valor máximo de los lóbulos laterales. Para este diseño en particular dichos lóbulos no deben excederse de  $22dB$  aplicando la norma, por lo cual se logra que el diseño del prototipo se encuentre dentro del rango de la normativa internacional.

En cuanto al ancho del haz a potencia mitad se aprecia en la Gráfica 3 y la Gráfica 5 que su valor es de  $HPBW = 1.2^\circ$  mientras que al aplicar la ecuación ( 26), como se realizó en la sección 3.9.4, se obtiene un valor de  $HPBW = 1.49^\circ$  el cual se aproxima al valor obtenido por medio del simulador.

En cuanto a la potencia radiada hacia atrás, el valor obtenido  $G(F/B) = 46.189 dB$  indica que la potencia radiada hacia adelante es mucho mayor que la que



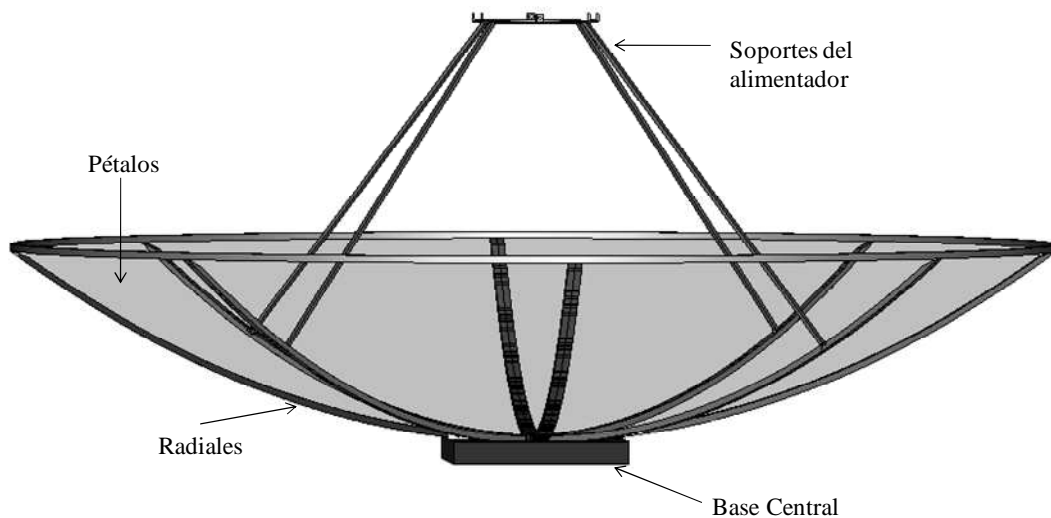
se radia hacia atrás, por lo cual el sistema no interferirá de manera significativa en otros sistemas de comunicaciones que se encuentren ubicados cercano a esta antena.

Para lograr un diseño de un prototipo de antena eficiente, es necesario considerar parámetros que intervienen en las comunicaciones satelitales como se detalló en la sección 2.5. Para esto, en las consideraciones de diseño se planteó la necesidad de que la probabilidad de error del sistema fuera menor a un valor dado, esta probabilidad depende de diversos parámetros y se ve afectada por las atenuaciones que tenga el sistema. Con este prototipo de antena se logra obtener un sistema con alto desempeño en esta área, logrando una probabilidad de error menor a la deseada.

#### **4.2. Descripción y fases de construcción del prototipo:**

El prototipo consta de distintas subestructuras, como se indicó en la sección 2.7. Para este caso, las mismas fueron concebidas con suficiente detalle bajo la asesoría de especialistas en este tipo de estructuras.

La estructura de la antena parabólica constará de: radiales (también conocidas como costillas) soportes para el alimentador, soporte para la conexión de la montura, además de los pétalos.



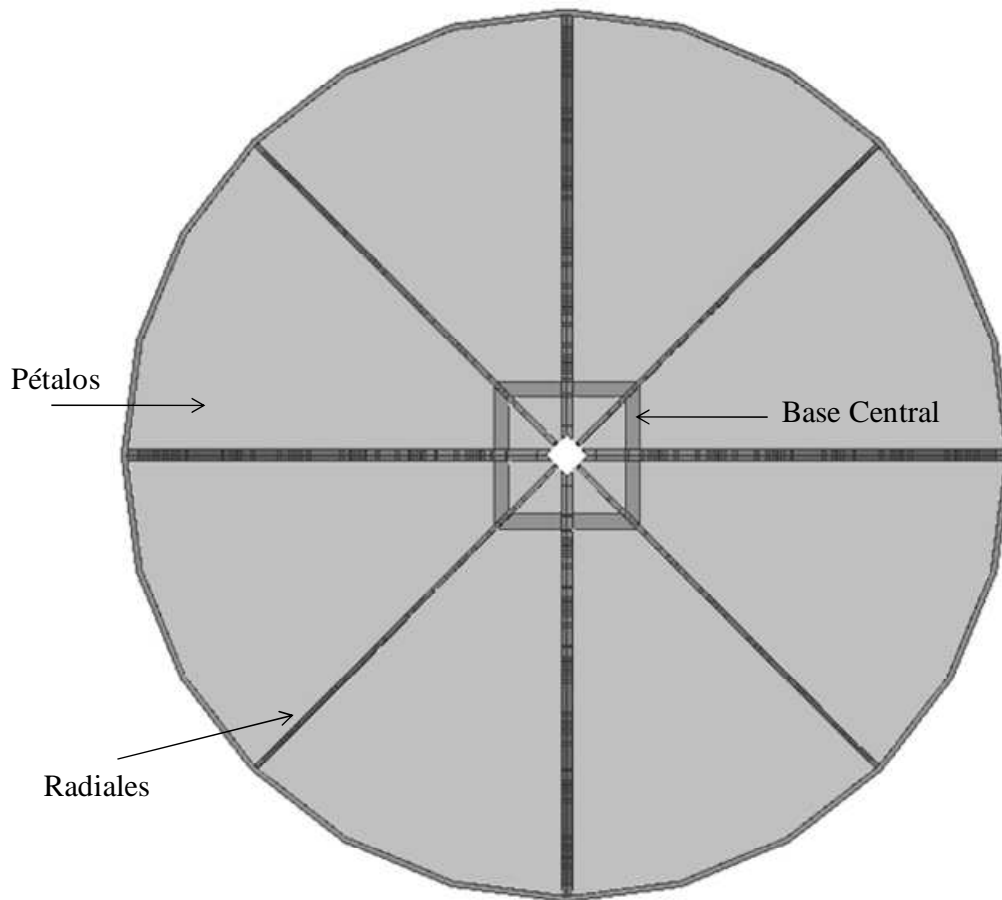
**Figura 35:** Estructura general del reflector parabólico

- **Pétalos:**

El diseño de los pétalos fue concebido para permitir la movilidad de la estructura, ya que considerando sus dimensiones es necesario su traslado por partes. Se considera que la estructura son 4 pétalos que para ser unidos a los radiales se necesitarán 16 tornillos para cada pétalo, separados equidistantemente entre ellos, los cuales estarán en los dos radiales extremos del pétalo. De estos 16 tornillos, uno será para ajustar los soportes del alimentador y otro será para unir la estructura con el radial central.

La unión de los 4 pétalos deja una abertura cuadrada en el centro de su unión, esto es para evitar el choque de las estructuras. Para sellar dicha abertura en la estructura se colocará un disco metálico del tamaño necesario.

Los pétalos estarán hechos de aluminio de un espesor máximo de  $3mm$  por lo cual su error en la superficie es mínimo, la forma del pétalo será la misma que la parábola que describe el diseño.



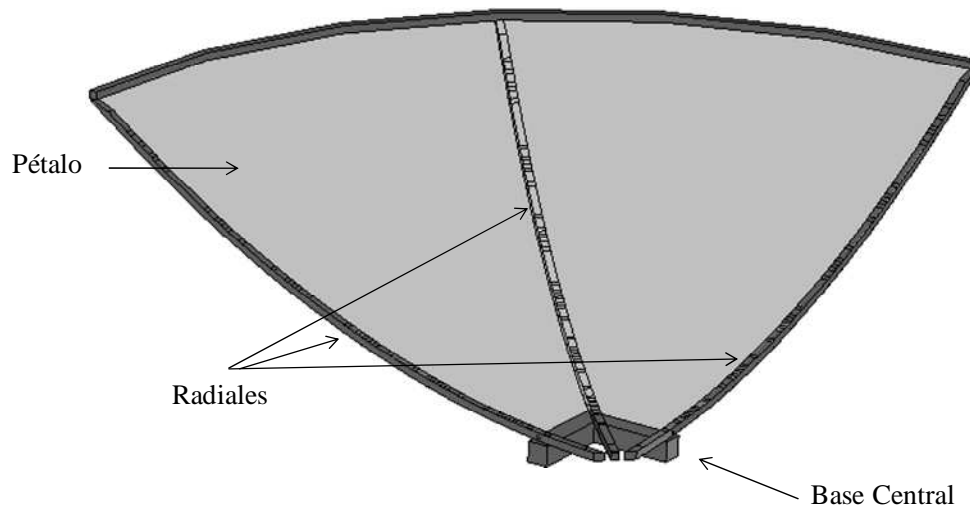
**Figura 36:** Vista superior de la estructura

- **Radiales:**

La escogencia del material para los radiales tiene que ser una estructura que soporte mecánicamente el peso proveniente de los pétalos y que no se deforme.

Cada pétalo estará unido a tres radiales y los radiales a su vez se conectarán en 4 puntos a la base central del reflector parabólico. La estructura del radial estará hecha de tubos de acero.

Estos tubos tendrán la forma de la curva parabólica, para ello es necesario pasarlo a través de una maquinaria especial para darle dicha forma.

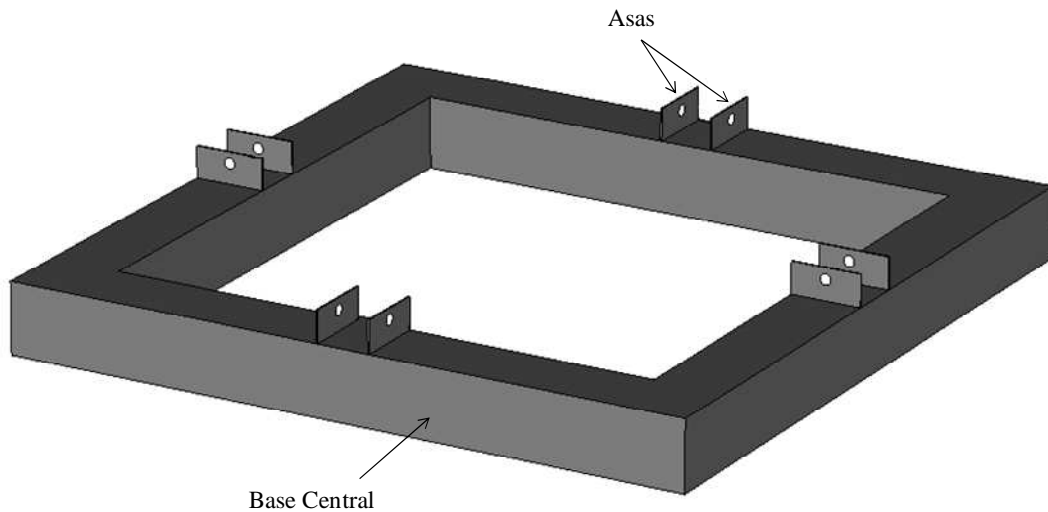


**Figura 37:** Pétalos y radiales

- **Base Central:**

La base central es la que recibirá toda la tensión procedente de las estructuras antes mencionada y además será la conexión con la montura y la base de la antena parabólica. Es por este motivo que el material utilizado para esto serán tubos estructurales que por su rigidez dan el soporte necesario para el sistema, el largo de estos tubos dependen directamente del tamaño del reflector.

Para la unión entre la base central y los radiales se colocan 8 asas que se unen a través de tornillos a los radiales y a través de soldadura a la base central.



**Figura 38:** Base central y Asas

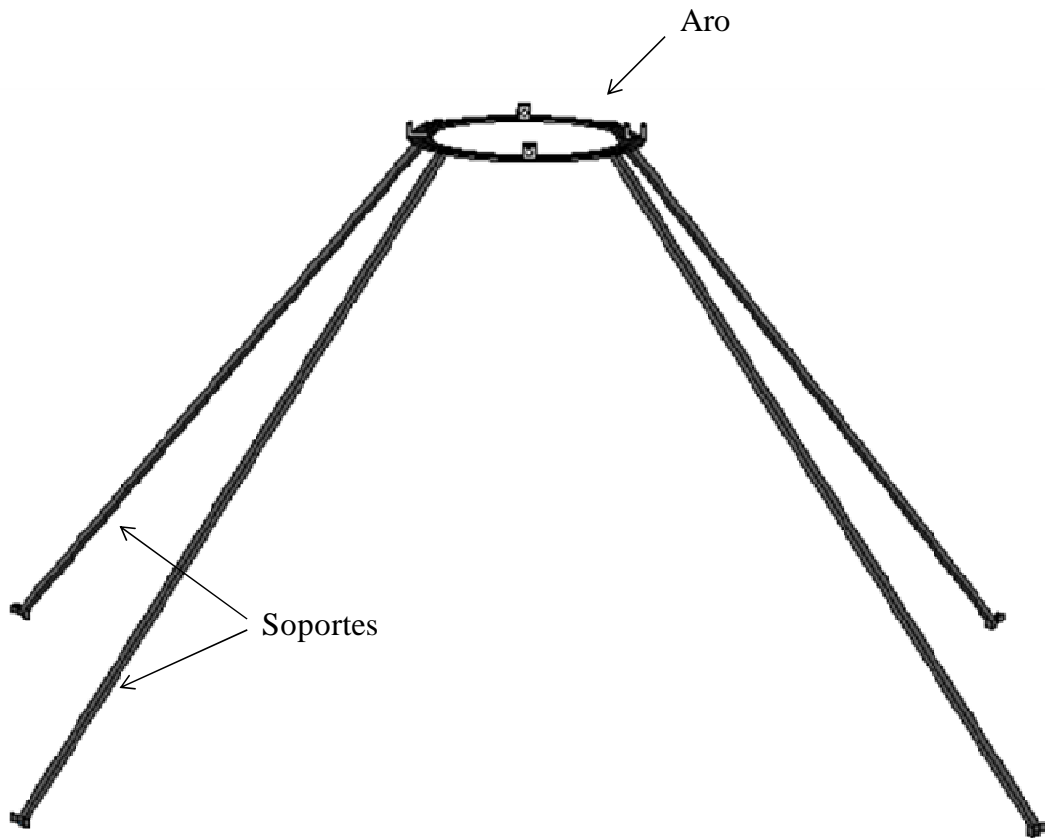
- **Soportes del alimentador:**

Los soportes del alimentador no deben ser de grandes dimensiones debido a que pueden obstaculizar la señal proveniente del satélite, es por esto que se decidió que los soportes fueran tubos de menor diámetro que los que se utilizan como radiales, estos soportes del alimentador llegan a un aro que sujeta el alimentador, el alimentador estará sujeto por tornillos sin fin (cuya terminación es una cuña para su mejor adaptación con el alimentador). Para que los tornillos sin fin se mantengan estables es necesario ajustarlos con tuercas y arandelas al aro antes mencionado.

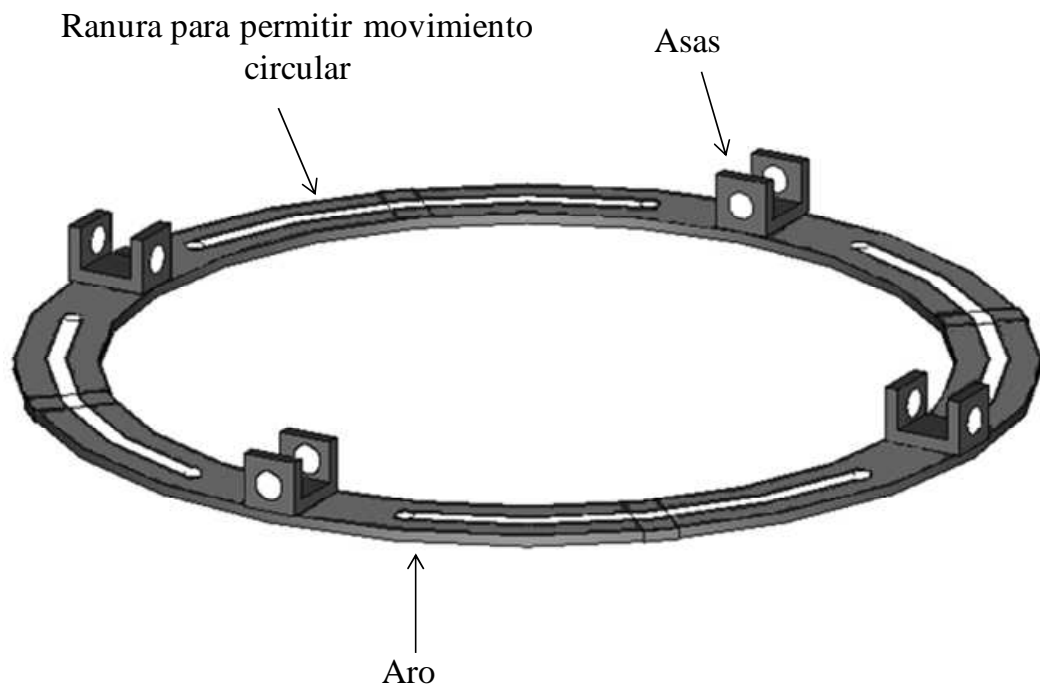
La característica principal de este aro es que permite desplazar el alimentador de la forma que se requiera, tantos movimientos adelante- atrás, como izquierda- derecha o movimiento circular, esto para localizar la rotación de la portadora debido a la rotación de la misma por el efecto Faraday.

Los soportes del alimentador no se unen al reflector parabólico en sus extremos sino que se posicionan aproximadamente a la mitad del reflector parabólico, esto debido al gran tamaño que se necesitaría de los soportes para poder posicionar el

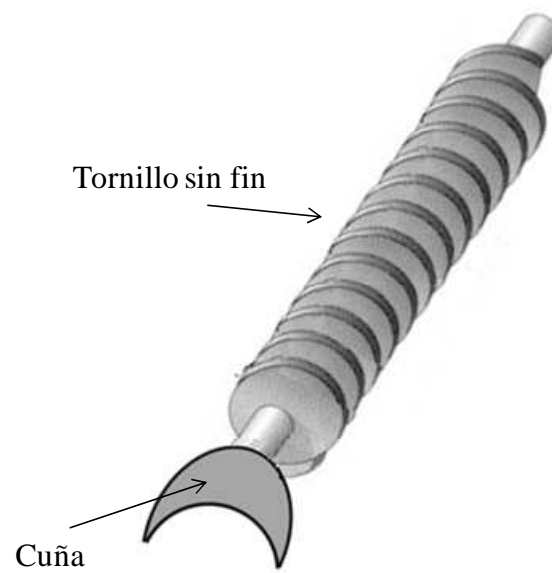
alimentador correctamente, además al colocar los soportes de esta manera no interrumpen totalmente la señal proveniente del satélite.



**Figura 39:** Soportes del Alimentador



**Figura 40:** Aro para sujetar el Alimentador



**Figura 41:** Tornillos sin fin

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En el presente trabajo se comprobó la factibilidad del diseño y de la simulación del comportamiento de un reflector parabólico, partiendo de un alimentador comercial para la iluminación de la estructura.

La aproximación de Kottler permite obtener el valor de la directividad del reflector parabólico a partir de la forma de la iluminación del mismo. Usando esta aproximación también se determinaron las eficiencias del sistema, obteniéndose tanto para la directividad como para la eficiencia valores superiores a los propuestos como objetivos de diseño. El beneficio de esta aproximación es que se pueden observar los cambios que ocurren en la ley de iluminación debido al cambio del alimentador.

El uso de software de simulación **CST STUDIO SUITE™ 2008** permite comprobar la aproximación de Kottler, lográndose obtener valores parecidos en el estudio del prototipo. Para simular grandes estructuras (con respecto a su longitud de onda) el software utiliza un módulo especial que requiere gran capacidad de memoria física.

Las variaciones en las dimensiones del alimentador permiten cambiar la iluminación y así observar los cambios que ocurren en la directividad y eficiencia del reflector parabólico, siendo de primordial importancia la forma en que afecta a la eficiencia por desbordamiento, eficiencia de bloqueo y la eficiencia de iluminación del sistema. El sistema es sensible a los cambios de iluminación mejorando o empeorando los valores de directividad y eficiencia, por lo que se necesita modificar la alimentación hasta obtener valores superiores a los del diseño.

El estudio del reflector parabólico necesita tener también un estudio de los parámetros del enlace digital de telecomunicaciones, siendo importante el estudio de



la probabilidad de error del sistema además de la figura de ruido. Es necesario que la temperatura de ruido del sistema no degrade las señales provenientes del satélite, obteniendo una antena reflectora con buenas características en este ámbito.

Por último, se recomienda la continuación del estudio del reflector parabólico para otras bandas de operación y otras geometrías, además del estudio de otros tipos de alimentadores permitiendo así obtener mayores ganancias y eficiencias.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[ 1] Elbert, Bruce R. *The Satellite Communication Applications Handbook*. (Libro). – Estados Unidos: Massachusetts: Ed. Artech House, 2004. p. 58

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

[ 3] Love, A. W., *Reflector Antennas*.(Libro). – Estados Unidos: New York: Ed. IEEE Press, 1978.

[4] Silver, Samuel. *Microwave Antenna Theory and Design*. (Libro). – Estados Unidos: Ed. McGraw-Hill, 1949.

[ 5] Rusch, W. V. T.; Potter P. D. *Analysis of Reflector Antennas*. (Libro). – Estados Unidos: New York: Ed. Academic Press, 1970.

[6] Wood, P. J., *Reflector Antenna Analysis and Design*. (Libro). – Inglaterra: Londres: Ed. Peter Peregrinus, 1980.

[7] Craig, A. D.; Simms P. D., *Fast integration techniques for reflector antenna pattern analysis*. **EN:** Electronics Letters. – Vol. 18, N° 2 (1982), pp. 60-62

[8] Galindo-Israel, V.; Mittra, R., *A new series representation for the radiation integral with application to reflector antennas*. **EN:** IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – Vol. AP- 25, N° 5 (Septiembre 1977), pp. 631–641

- [ 9] Laybros, S.; Combes, P. F.; Mametsa, H. J., *The “Very- Near- Field” Region of Equiphase Radiating Apertures*. **EN:** IEEE Antennas and Propagation Magazine. – Vol. 47, N° 4 (Agosto 2005)
- [ 10] Elliot, Robert *Antenna Theory and Design*. (Libro). – Estados Unidos: Ed. Wiley Interscience, 2003.
- [11] Collin, Robert E. *Antennas and Radiowave Propagation*. (Libro). – Estados Unidos: Ed. McGraw-Hill, 1985.
- [12] Baars, Jacob W. M., *The Paraboloidal Reflector Antenna in Radio Astronomy and Communication*. (Libro). – Estados Unidos: New York: Ed. Springer, 2007.
- [13] Knop, Charles M. *On the front to back ratio of a parabolic dish antenna*. **EN:** IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – Vol. AP-24, N° 1 (Enero 1976)
- [14] Stutzman, Warren. *Antenna Theory and Design*. (Libro). – Estados Unidos: Ed. John Wiley & Sons, Inc., 1976.
- [ 15] Tomasi, Wayne. *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*. (Libro). – México: Ed. Prentice Hall, 2003.
- [16] Cardama A., Jofre Roca L., Rius J. Blanch S., *Antenas*. (Libro). – México: Ed. Alfaomega Grupo Editor, S.A., 2000
- [17] California Amplifier by Patriot Antenna Systems [en línea]. <<http://www.sepatriot.com/140194.htm> > [Consulta: 2008]

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

[19] Introduction and Approved IESS Document List: Revisión ( 61). Document IESS-101./ INTELSAT. Marzo 2005.

[20] Standards A, B, F and H. Antenna and wideband RF performance characteristics of C-band earth stations accessing the INTELSAT space segment: Revisión ( 4) . Document IEES-207./ INTELSAT. Marzo 2005

[21] Earth Station Registration: Instructions and Forms for Earth Station Registrations & Amendments: Revisión ( 4). SSOG 200./ INTELSAT. Enero 2000

[22] Earth Station: Verification Test: Revisión ( 3). SSOG 210./ INTELSAT. Febrero 2000.

## BIBLIOGRAFÍA

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

IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-32, N° 4 (1984), pp. 313-329

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

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

Mota M., Carlos N. Estudo Analítico e Numérico de um Enlace Digital de Comunicação via Satélite em condição orbital Geoestacionária / Carlos N. Mota M. (Tesis).—Brasil: Instituto Nacional de Telecomunicações, 2004.

Orfanidis, S. Electromagnetic Waves and Antennas. Disponible en: <<http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>>

## ANEXOS

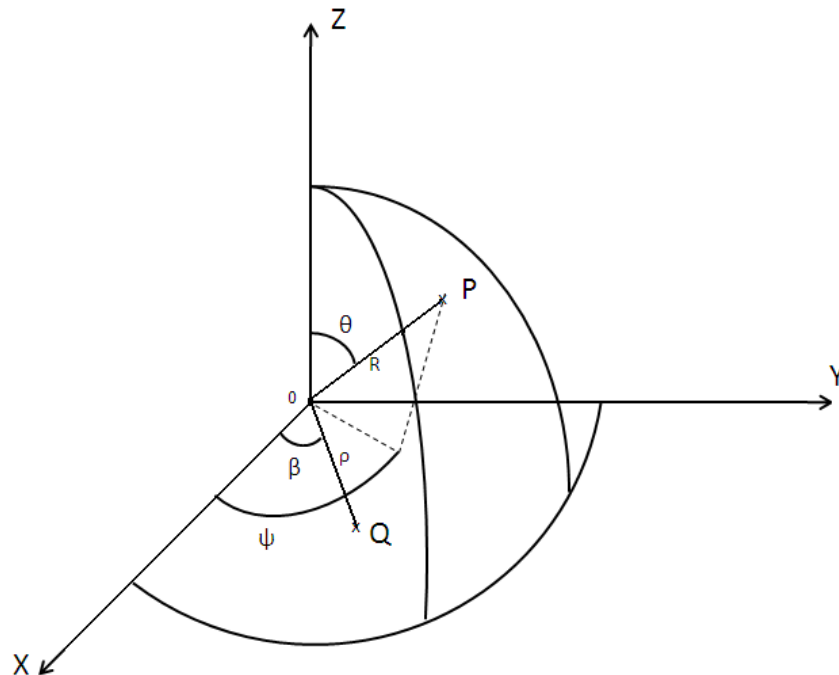
### [ANEXO 1]

#### Aproximación de Kottler

Partiendo de la ecuación de campo lejano que se conoce como la solución de Kottler, ecuación 1.1, y utilizando el sistema coordenado dado en la Figura 1.1, se puede hallar el campo lejano para una superficie circular equifase.

$$E(P) = \frac{j}{\lambda} \int_A \int E(Q) \frac{1 + \cos\theta}{2} \frac{e^{-jk|\overline{QP}|}}{R} dS \quad (1.1)$$

Donde  $E(Q)$  viene dado en módulo y fase



**Figura 1.1:** Sistema coordenado para campo lejano

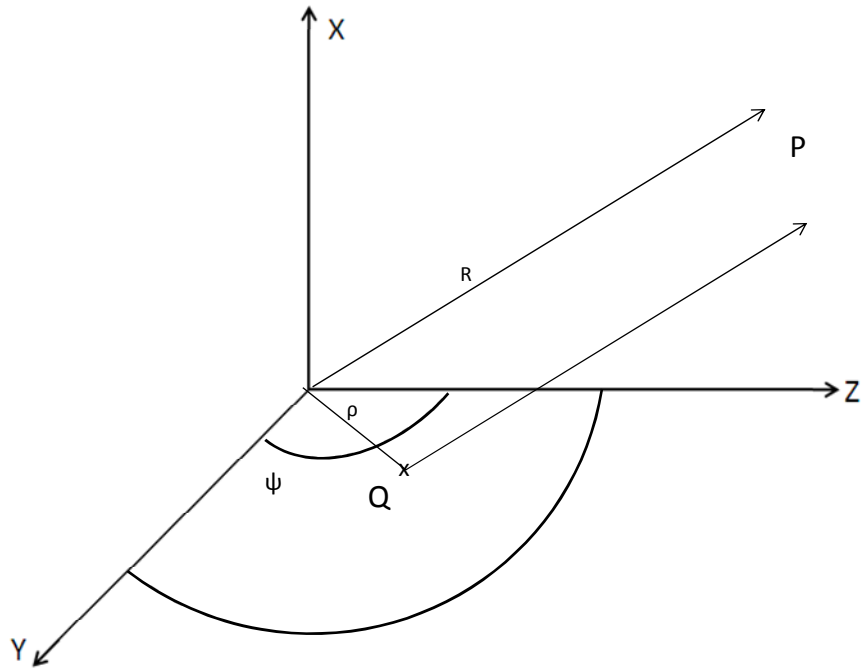
Si se supone que el punto  $P$  se encuentra en campo lejano y que el punto  $Q$  se encuentra sobre la superficie, se tiene que el vector que forman  $\overline{QP}$  estará dado por la expresión (1.2)

$$\overline{QP} = \overline{OP} - \overline{OQ} \cos(\overline{OP}, \overline{OQ}) \quad (1.2)$$

Como se ha asumido que estamos en campo lejano, puede ser demostrado que el vector  $\overline{QP}$  de la Figura 1.2 desde cualquier punto de la fuente referenciado al punto de observación puede ser asumido como paralelo al vector  $\overline{OP}$  desde el origen al punto de observación. En este caso la relación de magnitudes estará dada por: [ 17, pág. 286]

$$\overline{QP} = \begin{cases} R - \rho \cos(\varphi) \\ R \end{cases} \quad (1.3)$$

La primera ecuación para variaciones de fase y la segunda para variaciones de amplitud



**Figura 1.2:** Campo lejano

Por lo tanto la expresión del campo quedaría expresada como:

$$E(P) = \frac{j}{\lambda} \frac{1 + \cos\theta}{2R} \int_A \int E(Q) e^{-jkR} e^{j\rho k \cos(\varphi)} \rho d\rho d\beta \quad (1.4)$$

Para hallar el  $\cos(\varphi)$  se expresan algunas de las relaciones de los vectores implicados

$$\overline{OP} = R \sin\theta \cdot \cos\varphi \hat{e}_x + R \sin\theta \cdot \sin\varphi \hat{e}_y + R \cos\theta \hat{e}_z \quad (1.5)$$

$$\|\overline{OP}\| = R$$

$$\overline{OQ} = \rho \cos\beta \hat{e}_x + \rho \sin\beta \hat{e}_y \quad (1.6)$$

$$\|\overline{OQ}\| = \rho$$

Si se realiza el producto vectorial de las anteriores ecuaciones, se tendrá que:



$$\overline{OP} \cdot \overline{OQ} = R\rho \cos\varphi = R\rho \operatorname{sen}\theta \cos\varphi \cos\beta + R\rho \operatorname{sen}\theta \operatorname{sen}\varphi \operatorname{sen}\beta \quad (1.7)$$

$$\cos\varphi = \operatorname{sen}\theta \cos(\beta - \varphi) \quad (1.8)$$

Por lo tanto la expresión ( 1. 4) ahora quedaría en función de ángulos conocidos:

$$E(P) = j \frac{1 + \cos\theta}{2\lambda R} \int_A \int E(Q) e^{-jkR} e^{j\rho k \operatorname{sen}\theta \cos(\beta - \varphi)} \rho d\rho d\beta \quad (1.9)$$

Como se mencionó anteriormente  $E(Q)$  posee módulo y fase por lo tanto estará dada por la siguiente expresión ( 1. 10)

$$E(Q) = E(\rho, \beta) e^{j\delta(\rho, \beta)} \quad (1.10)$$

Si el estudio se plantea para un elemento que tiene una abertura circular equifase cuyo radio es  $a$ , se tendrá que el campo dado en la ecuación ( 1. 10) cambiaría a la siguiente

$$E(Q) = A(\rho, \beta) \quad (1.11)$$

Por lo tanto, la ecuación ( 1. 9) quedaría ahora escrita como:

$$E(P) = j \frac{1 + \cos\theta}{2\lambda R} \int_0^{2\pi} \int_0^a A(\rho, \beta) e^{-jkR} e^{j\rho k \operatorname{sen}\theta \cos(\beta - \varphi)} \rho d\rho d\beta \quad (1.12)$$

Si se supone que la fuente presenta simetría de revolución no dependerá del ángulo  $\beta$  del sistema por lo tanto:

$$E(Q) = A(\rho) \quad (1.13)$$

Quedando la ecuación ( 1. 12) de la siguiente forma

$$E(P) = j \frac{1 + \cos\theta}{2\lambda R} e^{-jkR} \int_0^{2\pi} \int_0^a A(\rho) e^{j\rho k \text{sen}\theta \cos(\beta-\varphi)} \rho d\rho d\beta \quad (1.14)$$

Utilizando la representación de las funciones de Bessel

$$J_N(X) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{j(N\alpha - X \text{sen}\alpha)} d\alpha \quad (1.15)$$

$$J_0(X) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-jX \text{sen}\alpha} d\alpha \quad (1.16)$$

En este caso (1.14), se escoge la variable como

$$X = \rho k \text{sen}\theta \quad (1.17)$$

Por lo que haciendo una manipulación algebraica la ecuación ( 1. 14) se transformaría en la ecuación siguiente

$$E(P) = \frac{j\pi(1 + \cos\theta)}{\lambda R} e^{-jkR} \int_0^a \rho A(\rho) J_0(\rho k \text{sen}\theta) d\rho \quad (1.18)$$

Siendo  $A(\rho)$  la ley de Iluminación para un reflector parabólico dado por la expresión

$$A(\rho) = e_0 + e_1 \left[ 1 - \left( \frac{\rho}{a} \right)^2 \right]^P \quad (1.19)$$

## [ANEXO 2]

### Especificaciones técnicas del LNB



CA-140194-20



Input Frequency	3.4 to 4.2 GHz
Output Frequency	950 – 1750 MHz
Noise Temperature	20°K @ 25°C
Gain	63 dB Typical
Gain Flatness	±2.0 dB Max
Image Rejection	55 dBc Min
Output VSWR	2.0:1 Typical, 75 ohm
1-dB Compression Point	+10 dBm Min
3rd Order Intercept Point	+20 dBm Min
LO Frequency Stability	5.15 GHz, ± 2.3 ppm Max @ -40°C to + 60°C -85 dBc/Hz @ 1 KHz -105 dBc/Hz @ 100 KHz
Phase Noise	-69 dBc/Hz @ 100 KHz -92 dBc/Hz @ 100 KHz -88 dBc/Hz @ 10 KHz
DC Input	+15 to +24 VDC
Current	275 mA Typ, 300 mA Max
Operating Temperature	-40°C to +60°C
Input Interface	Flange, WR 229G

Phone (517) 629-5990 – Fax (517) 629-6690 – 704 North Clark St. – Albion, MI 49224 – [www.sepatriot.com](http://www.sepatriot.com)

Output Interface	75 Ohm, Type "F" Female
Finish	Powder Coat
Physical Size	3.86 x 3.0 x 7.0 in
Weight	20 oz

## [ANEXO 3]

### Normativa INTELSAT

La normativa INTELSAT tiene base en las normativas UIT, se utiliza la normativa de INTELSAT ya que Venezuela forma parte de la red de usuarios de este sistema, por lo tanto las antenas que se encuentran operativas en estos momentos están respaldadas por la misma.

Para verificar a cual estándar pertenece una antena específica el documento IESS-101 se establece la dependencia del valor  $G/T_e$  para la escogencia del estándar, se resume en la tabla siguiente los valores de la figura de mérito, para la banda C de microondas, con el estándar asociado [ 18]

**Tabla 9:** Estándar que se debe aplicar en relación al valor de la figura de mérito

Estándar	Sub-estándar	$\frac{G}{T_e}$ [dB/K]
A	---	$35.0 + 20\log(f/4)$
B	---	$31.7 + 20\log(f/4)$
	F-3	$29.0 + 20\log(f/4)$
F	F-2	$27.0 + 20\log(f/4)$
	F-1	$22.7 + 20\log(f/4)$
	H-4	$22.1 + 20\log(f/4)$
H	H-3	$18.3 + 20\log(f/4)$
	H-2	$15.1 + 20\log(f/4)$

En el documento IESS-207 se detallan los requerimientos para las estaciones terrenas que operen en banda C de microondas, los estándares que tienen que ver con esta frecuencia son: A, B, F y H [ 19]

Como este diseño de prototipo de antena se basa en el estándar H este es el que será explicado, este prototipo de antena estaría en el rango de

#### **Estación Terrena de Transmisión:**

Para una antena parabólica que funcione en transmisión los requerimientos de los lóbulos laterales serán los siguientes:

1. Antenas fabricadas antes de 1996

La ganancia, en *dBi*, de los picos de los lóbulos laterales no deben exceder el valor de:

$$G = 32 - 25 \log \theta \quad 100 \lambda/D \leq \theta < 48^\circ \quad (3. 1)$$

$$G = -10 \quad \theta \geq 48^\circ \quad (3. 2)$$

Donde *G* es la ganancia del lóbulo lateral respecto a una antena isotrópica en la dirección de la órbita geoestacionaria, por otra parte

## 2. Antenas fabricadas después de 1996

Al igual que en el caso anterior la ganancia de los picos de los lóbulos laterales no deben exceder la envolvente de:

a) Para valores  $D/\lambda < 50$

$$G = 32 - 25 \log \theta \quad 100 \lambda/D \leq \theta < 48^\circ \quad (3. 3)$$

$$G = -10 \quad \theta \geq 48^\circ \quad (3. 4)$$

b) Para valores  $D/\lambda \geq 50$

$$G = 29 - 25 \log \theta \quad 100 \lambda/D \leq \theta \leq 20^\circ \quad (3. 5)$$

$$G = -3.5 \quad 20^\circ < \theta \leq 26.3^\circ \quad (3. 6)$$

$$G = 32 - 25 \log \theta \quad 26.3^\circ < \theta < 48^\circ \quad (3. 7)$$

$$G = -10 \quad \theta \geq 48^\circ \quad (3. 8)$$

### Estación Terrena de Recepción:

Para una antena parabólica que funcione en recepción los requerimientos de los lóbulos laterales serán los siguientes:

1. Antenas fabricadas antes de 1996

$$G = 32 - 25 \log \theta \quad 100 \lambda/D \leq \theta < 48^\circ \quad (3.9)$$

$$G = -10 \quad \theta \geq 48^\circ \quad (3.10)$$

2. Antenas fabricadas después de 1996

a) Para valores  $D/\lambda < 50$

$$G = 32 - 25 \log \theta \quad 100 \lambda/D \leq \theta < 48^\circ \quad (3.11)$$

$$G = -10 \quad \theta \geq 48^\circ \quad (3.12)$$

b) Para valores  $D/\lambda \geq 50$

$$G = 29 - 25 \log \theta \quad 100 \lambda/D \leq \theta \leq 20^\circ \quad (3.13)$$

$$G = -3.5 \quad 20^\circ < \theta \leq 26.3^\circ \quad (3.14)$$

$$G = 32 - 25 \log \theta \quad 26.3^\circ < \theta < 48^\circ \quad (3.15)$$

$$G = -10 \quad \theta \geq 48^\circ \quad (3.16)$$



## [ANEXO 4]

### **Pruebas de Verificación de la Estación Terrena**

Para cursar servicios dentro de la Red INTELSAT la Estación Terrena debe ser certificada, para así poder garantizar su desempeño con respecto a las normas IESS mostradas en el anexo anterior.

El procedimiento de pruebas que se deben realizar se recopila en el documento SSOG 210. Por otra parte, para conocer cuáles son las pruebas obligatorias que se requieren para una antena de recepción se verifica en la sección 2.6. de la norma SSOG 200 [ 20] que indica que sólo se debe verificar la figura de mérito de la estación terrena, sin embargo se pueden realizar algunas de las pruebas opcionales.

El parámetro  $G/T_e$  puede ser medido directamente utilizando el analizador de espectro o el método radio- estrella o puede ser calculada utilizando los resultados de las mediciones por separado: la ganancia de la antena de recepción y la temperatura de ruido del sistema. También es posible medirlo utilizando los satélites INTELSAT o prescindir de esta facilidad.

#### **Medición de la Figura de Mérito del Sistema de Recepción**

El método directo, que es el más utilizado para la medición de la figura de mérito del sistema de recepción, consta de once pasos [ 21]

1. La estación bajo prueba recibe una portadora a la frecuencia, polarización y EIRP conocidos.

2. Se capta la señal de pruebas con el analizador de espectros y se ajusta la antena para la máxima recepción.
3. Se ajusta el ancho de banda de la resolución del analizador a  $1\text{KHz}$  y los filtros de video a un valor pequeño  $100\text{ Hz}$  ó  $30\text{Hz}$  y se registra la medición de la señal de prueba.
4. Se procede a mover la antena unos  $5^\circ$  en el eje acimutal, lo suficiente como para no recibir señales provenientes del satélite.
5. Utilizando los mismos valores de resolución del analizador y de filtros de video, se registra la medición del ruido del sistema.
6. Se debe verificar el nivel de ruido de fondo del analizador de espectros, desconectando el cable de punto de medición de entrada. La diferencia entre el ruido total del sistema y la contribución de ruido del analizador, no debe ser inferior a  $20\text{ dB}$ , este nivel debe ser registrado.  
  
**Nota:** Si no se logra conseguir la diferencia antes mencionada, será necesario conectar un amplificador de línea en serie con el punto de medición, y se ajusta la ganancia de este hasta que se produzca una diferencia mayor a  $20\text{ dB}$ . Después de esto se repiten los pasos desde el número 3
7. Se calcula las diferencias de los valores registrados en los pasos 3 y 5. Este resultado es la relación  $(C + N)/N$  de la señal. Para corregir esta señal al valor  $C/N$  se utiliza la siguiente fórmula:

$$\frac{C}{N} = 10 \log \left[ 10^{\left[ \frac{(C+N)/N}{10} \right]} - 1 \right] \quad (4. 1)$$

Este paso no es necesario si el valor  $(C + N)/N$  es mayor a 20 dB porque el resultado de la corrección será menor a 0.1 dB. El valor obtenido en la ecuación (4. 1) se debe normalizar a la relación  $C/N_0$ , utilizando para ello la siguiente fórmula:

$$\frac{C}{N_0} = \frac{C}{N} - 2.5 + 10 \log(NBW \times cf) \quad (4. 2)$$

Donde  $NBW$  es el ancho de banda del ruido y  $cf$  es el factor de corrección del filtro del analizador, este dato se puede chequear en el manual de usuario del analizador.

8. Se repiten los pasos del 1 al 7 para la otra polarización, si aplica.
9. El proveedor del satélite suministrará la información necesaria a la estación bajo prueba como: EIRP del enlace descendente, pérdidas del trayecto y el valor de corrección.
10. Se calcula la figura de mérito del sistema usando la siguiente fórmula:

$$\frac{G}{T} = \frac{C}{N_0} + K - EIRP + \text{Pérdidas del trayecto} + \text{corrección} \quad (4. 3)$$

Donde  $K$  es la constante de Boltzman, expresada en  $dB$   $K = -228.6dB$

11. Se reporta el valor de la figura de mérito.

### **Patrón de Recepción**

La medición de los lóbulos laterales no es una prueba obligatoria para el acceso de los satélites de INTELSAT. Sin embargo, es recomendado para la protección de la estación terrena de interferencias.

#### **- Antenas equipadas con movimiento azimut elevación mecánico:**

1. La estación terrena es iluminada por el satélite con una portadora a determinada frecuencia, EIRP y polarización especificada.
2. Colocar la antena con la elevación y azimut tal que se obtenga el máximo de la señal de bajada. Usar una resolución de ancho de banda en el analizador de 1KHz o menor.
3. Mover la antena en contra de las agujas del reloj hasta un límite previamente seleccionado, que contenga alguno de los lóbulos laterales. Se coloca un grado extra para tener el tiempo suficiente de ver el punto de arranque en el momento de registrar la forma del patrón de radiación.
4. Empezar el movimiento en sentido de las agujas del reloj.
5. Se inicia el registro del gráfico en el momento en el que la antena pase por el punto de inicio. Se continúa moviendo la antena con un ritmo constante hasta el máximo del límite especificado.

6. Se coloca nuevamente la antena en su máxima señal de recepción y se mueve la antena hacia abajo en elevación hasta el límite menor especificado.
7. Se repiten los pasos desde el 3 al 5 para obtener el gráfico en el eje de elevación.
8. Se repiten los pasos del 1 al 7 para cada frecuencia requerida
9. Se cambia la antena para recibir polarización cruzada y se repite los pasos desde el 1 hasta el 8 para cada patrón.
10. Si se requiere, se envía la copia u original de los patrones de radiación de los lóbulos laterales al soporte para estaciones terrenas.

- **Antenas no equipadas con movimiento azimut elevación mecánico:**

1. La estación terrena es iluminada por el satélite con una portadora a determinada frecuencia, EIRP y polarización especificada.
2. De acuerdo a los cálculos hechos colocar la antena en la posición establecida, tanto de azimut como de elevación para obtener el máximo de la señal de bajado.
3. Se ajusta el analizador de espectro se usa una resolución de ancho de banda de  $1\text{KHz}$  o menor. Se registra el máximo nivel del lóbulo principal.
4. Se mueve lentamente la antena bajo prueba en contra de las agujas del reloj mientras se observa que la señal va bajando para localizar el mínimo valor entre nulos. Se mide y se registra el nivel de la señal

relativa al lóbulo principal, también se registra el desplazamiento angular de la antena.

5. Se continúa moviendo la antena bajo prueba en contra de las agujas del reloj para localizar el pico del lóbulo secundario. Se mide y se registra el valor.
6. Se repite los pasos 3 y 4 para localizar los subsiguientes lóbulos laterales y nulos. El límite de esta prueba será el número de lóbulos laterales que sean necesarios. Si el límite no está dado se debe tomar un mínimo de once (11) picos de lóbulos laterales.
7. Se retorna la antena bajo prueba hasta el lóbulo principal, como en el paso 2 y se re-apunta la antena, si es necesario, al máximo del valor de la señal.
8. Se repite los pasos del 2 al 7 moviendo la antena en sentido de las agujas del reloj.
9. Se repiten los pasos desde el 2 al 8 realizando el movimiento a lo largo del eje de elevación.
10. Se repiten los pasos desde el 1 hasta el 9 para la otra polarización, si se requiere.
11. Se grafica los datos obtenidos.