

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

PROPUESTA DE ANTENA PARABÓLICA QUE OPERE EN BANDA Ku

Presentado ante la ilustre
Universidad Central de Venezuela
por el Br. Lemoine R., Daniel A.
para optar al título de
Ingeniero Electricista

Caracas, 2010

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

PROPUESTA DE ANTENA PARABÓLICA QUE OPERE EN BANDA Ku

Prof. Guía: Lic. MSc. Franklin Martínez
Tutor Industrial: Ing. Hon Ching Moy Li

Presentado ante la ilustre
Universidad Central de Venezuela
por el Br. Lemoine R., Daniel A.
para optar al título de
Ingeniero Electricista

Caracas, 2010

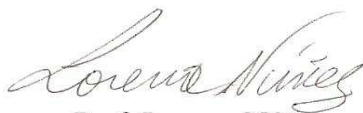
CONSTANCIA DE APROBACIÓN

Caracas, 09 de marzo de 2010

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

“PROPUESTA DE ANTENA PARABÓLICA QUE OPERE EN BANDA Ku”

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



Prof. Lorena Núñez
Jurado



Prof. William Jota
Jurado


Prof. Franklin Martínez
Prof. Guía

DEDICATORIA

..A Miriam y César, mis padres

..A Gabriel y Javier, mis hermanos

..A Kelly

AGRADECIMIENTOS

A Dios, ante todo, por la vida y por el presente, por poner un tiempo y un espacio perfectos para todo.

A mis padres, Miriam y César, por darme todas las herramientas para lograr mis metas. A mis hermanos, Gabriel y Javier, por ser mis amigos, por el apoyo.

A Kelly, por ser mi amor, mi amiga, mi compañera, mi apoyo, mi fuerza, mi inspiración; por estar ahí a mi lado a pesar de todo.

A mis panas, los amigos, los que siempre están.. Nelson, Laura, Luis, Vicente, Alexis, Pedro, María Ysabel, Bárbara, Vanessa, Analís, Néstor, Rosángela, Rosana, Yenifer, Pablo, Irán, Gabriel, Eduardo, Nataly, Ernesto. También a los panas del cendit, con cariño Diana, Abrahan, Julio, Jhon, Edgard, Víctor..

A la Universidad Central de Venezuela. Al Profesor Franklin, por su orientación académica. A María Auxiliadora, por su inmensa colaboración.

Al personal técnico del cendit, a Hon Ching, a Karina y Zolandia por su ayuda y orientación. Y muy especialmente a Doriam, por toda su dedicación y paciencia.

Lemoine R., Daniel A.

PROPUESTA DE ANTENA PARABÓLICA QUE OPERE EN BANDA KU.

Tutor Académico Lic., MSc. Franklin Martínez. Tutor Industrial Ing. Hon Ching Moy Li. Tesis. Caracas. U.C.V. Facultad de Ingeniería. Escuela de Ingeniería Eléctrica. Ingeniero Electricista. Opción: Comunicaciones. Institución: CENDIT. 2009. 102h+ anexos

Palabras claves: antena parabólica, reflector offset, bocina corrugada, banda Ku, polarización cruzada patrón de radiación, lóbulos laterales.

Resumen. En esta investigación se presenta el diseño de un sistema de antena reflector-alimentador para transmisión y recepción de señales satelitales en polarización lineal. Para eliminar el bloqueo que producen el alimentador y los soportes en la configuración de reflector foco centrado, se diseñó un reflector de configuración offset simple. Para disminuir la radiación lateral y mejorar la simetría del patrón de radiación, se planteó un alimentador del tipo bocina en configuración corrugada. Esto permite mejorar la eficiencia y ganancia del sistema. Se calcularon los parámetros geométricos y las dimensiones del reflector. Para iluminar el reflector diseñado, se desarrollaron cuatro bocinas corrugadas en configuración de banda estrecha y una en configuración de banda ancha, y los resultados se simularon con un software comercial especializado en aplicaciones electromagnéticas en 3D. Para seleccionar la bocina con las mejores características, se analizaron el patrón de radiación, el parámetro S11, la ganancia y la factibilidad de construcción. Para validar el uso del modelo de predicción teórica del patrón de radiación de la bocina, se comparó con la simulación, los resultados fueron consistentes entre sí. Esto permitió calcular los patrones de radiación del sistema integrado alimentador-reflector. La ganancia del sistema es de 44.6 dB y de 46.1 dB en las sub-bandas de recepción y transmisión, respectivamente, y la eficiencia máxima es 77%.

ÍNDICE GENERAL

CONSTANCIA DE APROBACIÓN.....	III
DEDICATORIA	IV
AGRADECIMIENTOS	V
RESUMEN.....	V
INDICE GENERAL	VII
INDICE DE FIGURAS.....	X
INDICE DE GRAFICAS.....	XI
INDICE DE TABLAS	XII
ACRÓNIMOS.....	XIII
INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO I.....	3
OBJETIVOS DE LA TESIS	3
1.1 Antecedentes	3
1.2 Planteamiento del problema.....	4
1.3 Justificación.....	4
1.4 Objetivo general	5
1.5 Objetivos específicos	5
1.6 Metodología	5
CAPÍTULO II	7
PRELIMINARES.....	7
2.1 Generalidades.....	7
2.2 Reflectores para comunicaciones satelitales	8
2.2.1 Técnicas de análisis de reflectores	11
2.2.2 Método de campo en la apertura	12
2.2.3 Parámetros de Antenas.....	13
- Directividad.....	13
- Ganancia.....	14

- Eficiencia.....	14
- Polarización.....	17
2.3 Reflectores asimétricos	19
2.3.1. Reflector offset simple o foco desplazado	19
2.3.2. Reflectores offset duales	20
2.4 Reflector offset simple	23
2.4.1. Ángulo de inclinación	24
2.4.2. Ángulo de iluminación.....	25
2.4.3. Ángulo de alimentación	25
2.4.4. Relación f/D	25
2.4.5. Dimensiones del reflector	25
2.4.6. Campo eléctrico del reflector offset simple	27
2.4.7. Campo radiado:	30
2.4.8. Ganancia absoluta	31
2.5 Bocinas electromagnéticas	32
2.5.1. Bocinas corrugadas	32
2.6 Bocina corrugada de banda estrecha	36
2.6.1. Patrón de Radiación:	38
2.7 Bocina corrugada de banda ancha.....	39
2.7.1. Patrón de Radiación:	41
CAPÍTULO III.....	45
DISEÑO Y ANÁLISIS	45
3.1 Diseño del Reflector.....	45
3.1.1. Consideraciones de Diseño	45
3.1.2. Selección de la geometría del reflector	46
3.1.3. Procedimiento para el diseño del reflector	47
- Distancia focal.....	47
- Altura de despeje.....	47
- Dimensiones del Reflector	49
3.2 Diseño del alimentador	50

- Bocina A.....	53
- Bocina B.....	54
- Bocina C.....	55
- Bocina D.....	56
- Bocina E	58
3.3 Análisis del alimentador.....	58
- Bocina A.....	59
- Bocina B.....	63
- Bocina C.....	67
- Bocina D.....	71
- Bocina E	75
- Validación de la predicción teórica de la Bocina B	80
- Validación de la predicción teórica de la Bocina E	82
3.4 Análisis del sistema reflector-alimentador.....	85
3.4.1. Patrón de radiación.....	85
3.4.2. Ganancia.....	93
3.4.3. Eficiencia.....	93
3.5 Selección de los materiales	96
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	97
BIBLIOGRAFÍAS	102
[ANEXO N°1].....	103
[ANEXO N°2].....	104
[ANEXO N°3].....	107

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Esquema de un sistema de comunicaciones	7
Figura 2. Propiedades del reflector parabólico	9
Figura 3. Antenas para enlaces satelitales.....	10
Figura 4. Sistema de coordenadas para el método de campo en la apertura.....	13
Figura 5. Geometría del reflector offset Cassegrain	21
Figura 6. Geometría del reflector offset Gregorian.....	22
Figura 7. Sistema de coordenadas y geometría del reflector offset simple.....	23
Figura 8. Parámetros del reflector.....	24
Figura 9. Dimensiones del reflector	26
Figura 10. Sección desplazada	27
Figura 11. Sistemas de coordenadas para el patrón de radiación de campo lejano	28
Figura 12. Tipos de bocinas electromagnéticas	32
Figura 13. Superficie corrugada.....	33
Figura 14. Bocina corrugada.....	34
Figura 15. Propagación del modo híbrido HE_{11}	35
Figura 16. Geometría de la bocina corrugada de banda estrecha.....	36
Figura 17. Patrón de radiación normalizado para bocinas de banda estrecha [22]	37
Figura 18. Eficiencia de haz de bocinas corrugadas de banda estrecha [22]	37
Figura 19. Sistema de coordenadas para la bocina corrugada de banda angosta.....	38
Figura 20. Geometría de la bocina corrugada de banda ancha	40
Figura 21. Patrón de radiación normalizado para bocinas de banda ancha [22].....	40
Figura 22. Eficiencia de haz para una bocinas corrugadas de banda ancha [22]	41
Figura 23. Sistema de coordenadas para la bocina corrugada de banda ancha.....	42
Figura 24. Ángulo medio de apertura de la bocina vs. número de onda esférico [4] .	43
Figura 25. Geometría del reflector.....	49
Figura 26. Dimensiones del reflector	50
Figura 27. Determinación de la geometría de la bocina de banda estrecha [22]	53

Figura 28. Sección de la Bocina A.....	54
Figura 29. Sección de la Bocina B.....	55
Figura 30. Sección de la Bocina C.....	55
Figura 31. Sección de la Bocina D.....	56
Figura 32. Determinación de la geometría de la bocina de banda ancha [22]	57
Figura 33. Sección de la Bocina E.	58

ÍNDICE DE GRÁFICAS

Gráfica 1. Patrón de radiación polar Bocina A (recepción)	60
Gráfica 2. Patrón de radiación polar Bocina A (transmisión).....	61
Gráfica 3. Coeficiente de reflexión $ S_{11} $ Bocina A	62
Gráfica 4. Ganancia Bocina A	63
Gráfica 5. Patrón de radiación polar Bocina B (recepción)	64
Gráfica 6. Patrón de radiación polar Bocina B (transmisión).....	65
Gráfica 7. Coeficiente de reflexión $ S_{11} $ Bocina B	66
Gráfica 8. Ganancia Bocina B.....	67
Gráfica 9. Patrón de radiación polar Bocina C (recepción)	68
Gráfica 10. Patrón de radiación polar Bocina C (transmisión).....	69
Gráfica 11. Coeficiente de reflexión $ S_{11} $ Bocina C	70
Gráfica 12. Ganancia Bocina C.....	71
Gráfica 13. Patrón de radiación polar Bocina D (recepción).....	72
Gráfica 14. Patrón de radiación polar Bocina D (transmisión).....	73
Gráfica 15. Coeficiente de reflexión $ S_{11} $ Bocina D	74
Gráfica 16. Ganancia Bocina D	75
Gráfica 17. Patrón de radiación polar Bocina E (recepción)	76
Gráfica 18. Patrón de radiación polar Bocina E (transmisión)	77
Gráfica 19. Coeficiente de reflexión $ S_{11} $ Bocina E	78
Gráfica 20. Ganancia Bocina E.....	79

Gráfica 21. Comparación de patrones de radiación, bocina D.....	81
Gráfica 22. Comparación de patrones de radiación, bocina E	83
Gráfica 23. Campo eléctrico plano E ($\varphi=0^\circ$) Recepción.....	86
Gráfica 24. Campo eléctrico plano H ($\varphi=90^\circ$). Recepción	87
Gráfica 25. Campo eléctrico ($\varphi=45^\circ$). Recepción	88
Gráfica 26. Campo eléctrico plano E ($\varphi=0^\circ$). Transmisión.....	89
Gráfica 27. Campo eléctrico plano H ($\varphi=90^\circ$). Transmisión	90
Gráfica 28. Campo eléctrico ($\varphi=45^\circ$). Transmisión	91

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Resultados de los parámetros calculados	48
Tabla 2. Dimensiones del reflector	49
Tabla 3. Dimensiones de la bocina de banda estrecha.....	53
Tabla 4. Dimensiones de la bocina de banda ancha.....	57
Tabla 5. Resumen de las características de los patrones de radiación del sistema.	92
Tabla 6. Resumen de las eficiencias calculadas.....	94
Tabla 7. Resumen características del sistema en Recepción.....	95
Tabla 8. Resumen de características del sistema en Transmisión.....	95

ACRÓNIMOS

LNB	Amplificador de bajo ruido. Siglas en ingles de: Low Noise Block
HPA	Amplificador de alta potencia. Siglas en inglés de: High Power Amplifier
GO	Óptica geométrica. Siglas en inglés de: Geometrical Optics
PO	Óptica física. Siglas en inglés de: Physical Optics
GTD	Teoría geométrica de la difracción. Siglas en inglés de: Geometrical Theory of Diffraction
PTD	Teoría física de la difracción. Siglas en inglés de: Physical Theory of Diffraction
MoM	Método de los momentos. Siglas en inglés de: Method of Moments

INTRODUCCIÓN

Los satélites constituyen un instrumento de gran importancia para el intercambio rápido de información a escala global. El gobierno venezolano actualmente dirige todos sus esfuerzos a la creación de una plataforma tecnológica para el despliegue de servicios del satélite VENESAT-1. Para lograr una penetración de los servicios de telecomunicaciones satelitales en el territorio y aprovechar las ventajas del satélite, es necesario instalar una gran cantidad de antenas receptoras y transmisoras que operen en las bandas de frecuencia C, Ku y Ka con alta ganancia y eficiencia.

La selección del tipo de antena a utilizar depende, en términos generales, de diversos factores como: ganancia, eficiencia, facilidad de construcción, dimensiones, o tipo de servicios. Específicamente para aplicaciones satelitales, el tipo de antena más utilizado es el reflector parabólico, ya que proporciona altos niveles de ganancia. Existen diferentes tipos de antenas parabólicas: Antenas Foco Centrado, Offset o Foco desplazado, Cassegrain, y Gregorian. Además, existen diferentes tipos de alimentadores para antenas parabólicas, entre los que se encuentran los dipolos, las ranuras y las bocinas electromagnéticas. La selección del tipo de alimentador depende también de sus características físicas y comportamiento eléctrico, tales como la respuesta en patrón de radiación y la impedancia nominal en la banda de interés. Como caso particular, las guías de onda tipo bocina se caracterizan por su gran ancho de banda y la baja relación de onda estacionaria, es por ello que las mismas se han convertido en el alimentador más utilizado para antenas reflectoras.

En los últimos años, el uso de antenas parabólicas de altas ganancias con estructuras de pequeñas dimensiones, bajos costos y facilidad de instalación, se ha traducido en grandes ventajas para la comunicación con enlaces geoestacionarios. Aunque la tecnología de antenas parabólicas para comunicaciones satelitales no es

reciente, en Venezuela casi todos los elementos de la estructura son de origen foráneo, siendo casi nula su producción nacional. El Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones CENDIT, haciendo énfasis en la solución de problemas en el ámbito nacional, promueve la investigación y el desarrollo de prototipos de antenas de diversos tipos para garantizar la difusión de servicios de telecomunicaciones.

En este caso, se plantea un estudio de alimentadores y reflectores parabólicos, para la transmisión y recepción de señales satelitales en la banda Ku, que permita desarrollar una propuesta que pueda ser construida posteriormente.

El presente trabajo consta de tres capítulos. El capítulo 1 contiene los objetivos, metodología general y alcance del proyecto. En el capítulo 2 se hace una revisión de los conceptos utilizados en el diseño y análisis de las antenas de comunicaciones satelitales. En el capítulo 3 se describe el proceso de diseño tanto del reflector como del alimentador, y se analizan los resultados obtenidos de los diseños. Por último, contiene una sección para las conclusiones y recomendaciones, donde se resume la propuesta definitiva del prototipo de la antena y se presentan algunas consideraciones finales.

CAPÍTULO I

OBJETIVOS DE LA TESIS

1.1 Antecedentes

En sus experimentos originales hace 100 años, Heinrich Hertz usó estructuras de radiación electromagnéticas básicas incorporando un reflector parabólico; sin embargo, no fue hasta la década de 1930 con el descubrimiento de la generación de microondas de alta potencia, que surgió la necesidad de entender la operación y optimizar el diseño de alimentadores para reflectores parabólicos.

El análisis y diseño de antenas reflectoras marca sus inicios durante la Segunda Guerra Mundial, cuando fueron utilizadas para aplicaciones militares. Aunque la tecnología asociada está bastante depurada, aún el conocimiento analítico y experimental del comportamiento y propiedades de este tipo de antena sigue siendo un área en estudio.

La mayoría de los diseños de antenas parabólicas requieren un análisis de la alimentación para poder obtener una caracterización completa del sistema. Con el transcurso de los años, se han perfeccionado las técnicas de análisis de reflectores entre las que se pueden destacar los estudios hechos en óptica geométrica, óptica física, el método de los momentos, la teoría geométrica de la difracción y la teoría física de la difracción. Por otra parte, se han desarrollado técnicas de diseño más eficientes en el área de alimentadores tipo bocinas.

1.2 Planteamiento del problema

Los reflectores parabólicos circularmente simétricos, iluminados por un alimentador en el punto focal, presentan niveles altos de radiación de lóbulos laterales, debido a la dispersión por el bloqueo del alimentador y los soportes del mismo. Una solución para evitar la obstrucción y la dispersión resultante del alimentador y sus soportes es utilizar una sección parabólica desplazada, configuración que se conoce como reflector offset.

En el presente trabajo, se propone el diseño de un prototipo de antena parabólica con configuración offset que funcione en la banda Ku con alta eficiencia y alta directividad para la recepción y transmisión de señales satelitales.

1.3 Justificación

La finalidad de este trabajo es contribuir con el desarrollo de prototipos de antenas parabólicas que aporten mayor ganancia y eficiencia, para la transmisión y recepción de señales satelitales, a fin de que se considere su fabricación en nuestro país generando nuevas fuentes de empleo.

Para continuar la línea de investigación y desarrollo que lleva la dirección de propagación y antenas del CENDIT, se pretende optimizar la calidad de servicios de telecomunicaciones a escala nacional aprovechando las características del satélite VENESAT-1, y de esta forma, contribuir con la misión de fortalecer el área de las telecomunicaciones.

1.4 Objetivo general

Elaborar una propuesta de prototipo de sistema integral basado en reflector parabólico y alimentador, en configuración offset, que opere en banda Ku para la transmisión y recepción de señales satelitales.

1.5 Objetivos específicos

- Estudiar las características físicas y comportamiento electromagnético de los reflectores parabólicos y las características del alimentador, en configuración offset.
- Analizar el modelo matemático que describa mejor el funcionamiento del sistema.
- Diseñar el reflector parabólico en configuración offset.
- Diseñar el alimentador para el reflector parabólico, que opere en la banda Ku.
- Elaborar un informe final con la descripción del reflector parabólico y el alimentador diseñados.

1.6 Metodología

La realización de este trabajo contempla las siguientes fases:

- Fase I:

Documentación: consulta de material bibliográfico, libros, artículos científicos y técnicos, revistas y documentos por Internet. Revisión de estudios previos. Revisión general de los criterios de diseño de reflectores parabólicos y de los alimentadores para reflectores. Análisis de los modelos teóricos que mejor describan el funcionamiento del sistema.

- Fase II:

Diseño y aplicación: consideraciones y requerimientos de diseño, selección y restricción de parámetros geométricos y electromagnéticos. Aplicación de aproximaciones, expresiones, fórmulas y cálculos preliminares para obtener características óptimas.

- Fase III:

Análisis de resultados: comentarios de los resultados obtenidos para el reflector y para el alimentador, por separado y en conjunto. Descripción y especificaciones finales del prototipo propuesto.

- Fase IV:

Elaboración del informe final: redacción del informe final que presente fundamento teórico y consideraciones y propuesta de diseño, análisis de resultados, conclusiones, e información relevante anexa sobre el desarrollo del proyecto.

CAPÍTULO II

PRELIMINARES

2.1 Generalidades

Un sistema de comunicaciones satelitales está formado por un segmento espacial y un segmento terrestre (figura 1). El segmento espacial contiene el satélite, equipado con un conjunto de dispositivos de comunicación y transmisión de potencia; el segmento incluye las instalaciones en tierra para el control, monitoreo, comando y telemetría. El segmento terrestre está formado por todas las redes de estaciones terrenas conectadas con el usuario final [1].

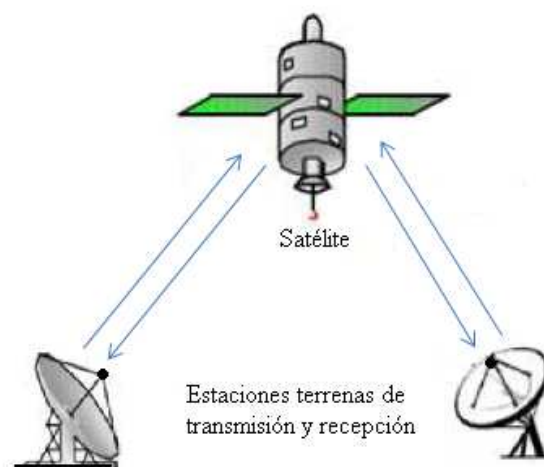


Figura 1. Esquema de un sistema de comunicaciones

Cada estación terrena de la red debe estar equipada con antenas operando en las bandas de frecuencia del satélite, para transmitir y recibir las señales desde tierra; las características típicas requeridas para dichas antenas son las siguientes [2, p.349]:

- Alta directividad a lo largo del eje de la antena, en principio, orientada a la posición nominal del satélite.
- Baja directividad en otras direcciones, en particular la que corresponda a otros receptores o transmisores.
- Alta eficiencia en las dos bandas de frecuencia, transmisión y recepción.
- Alto aislamiento de polarizaciones ortogonales.
- Temperatura de ruido de antena lo más baja posible.

Los componentes de radio frecuencia de una estación terrena son: el bloque de bajo ruido del receptor (LNB), y el amplificador de alta potencia del transmisor (HPA. También son importantes los convertidores de frecuencia para pasar de frecuencia intermedia (FI) a frecuencias de microondas [3, p. 384].

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

En este trabajo, las antenas operarán en las frecuencias de la banda Ku, comprendidas entre 11.7-12.2 GHz para el enlace descendente, y entre 14.0-14.5 GHz para el enlace ascendente.

2.2 Reflectores para comunicaciones satelitales

Para los enlaces satelitales las antenas más utilizadas son las del tipo reflector parabólico con alimentador tipo bocina, en sus diversas configuraciones geométricas.

Las propiedades de la superficie parabólica que la hacen particularmente útil para enfocar energía radiante en un haz direccional se pueden resumir en dos consideraciones sobre los rayos (figura 2): la primera, es que cualquier rayo proveniente del foco es reflejado en dirección paralela al eje del paraboloide; y la segunda, es que la distancia recorrida por cualquier rayo proveniente del foco y reflejado hasta un plano perpendicular al eje del paraboloide es la misma, independientemente del camino, por lo que tal plano representa un frente de onda uniforme [3].

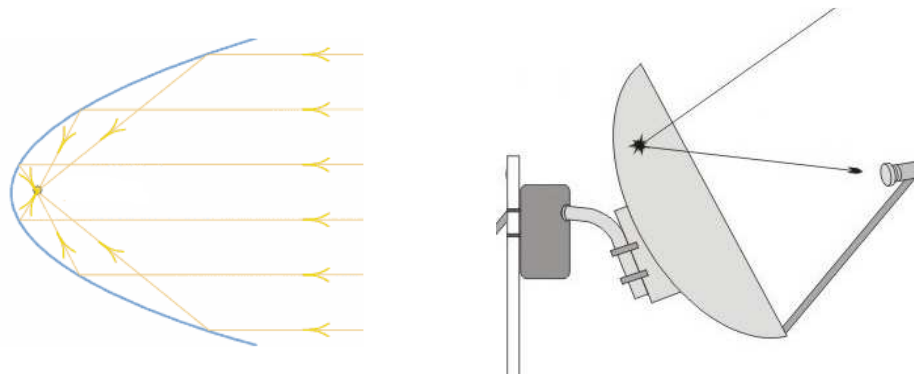


Figura 2. Propiedades del reflector parabólico

Los arreglos de antenas complementadas en fase se utilizan generalmente para ofrecer cobertura con un satélite en constante movimiento en orbitas bajas y/o intermedias.

Para obtener máxima eficiencia de una antena reflectora se requiere un control riguroso de la amplitud, la fase y la polarización de los campos incidentes y reflejados en el reflector (figura 3). Esto impone estrictos requerimientos de la fuente de radiación primaria, es decir, del alimentador del reflector [3].

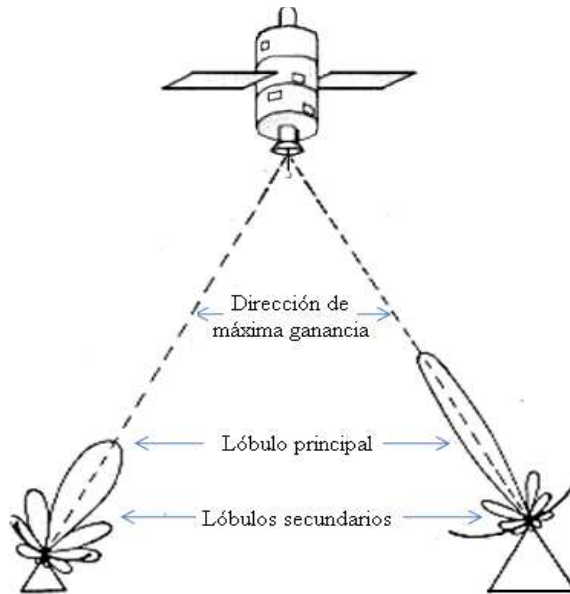


Figura 3. Antenas para enlaces satelitales.

La amplitud de la radiación del alimentador debe estar dirigida de forma adecuada sobre un ángulo sólido lo suficientemente grande para distribuir la energía uniformemente sobre toda la superficie del reflector.

La fase del campo radiado por una antena depende de la distancia eléctrica que viaja una onda para llegar desde su generador hasta un punto en consideración, y es la que determina la superficie que conforma el frente de onda de ese campo. La dirección de propagación de la energía en la onda es perpendicular a la superficie de fase constante.

Es necesario que el diseño de la combinación del reflector y el alimentador mantenga un compromiso eficiente entre la potencia que desborda y la no uniformidad de la iluminación.

2.2.1 Técnicas de análisis de reflectores

Los métodos para evaluar el campo disperso por una antena reflectora se han ido perfeccionando con las contribuciones de muchos estudios, y se han hecho más precisos con las facilidades que ofrecen los avances en computación de los últimos años. Sin embargo, es necesario establecer compromisos de prioridad entre la dificultad de los métodos, el tiempo de cálculo y el nivel de precisión requerido para cada estudio.

El método de campo en la apertura ofrece resultados precisos para aproximar el lóbulo principal y los primeros lóbulos laterales del patrón de radiación, pero no considera la difracción, sólo la reflexión. La Óptica Geométrica (GO) no considera los efectos de difracción y necesita la ubicación de puntos especulares para analizar la reflexión de los campos.

La aproximación por corrientes inducidas es manejable si se estima la distribución de corriente en el reflector basado en Óptica Física (PO). Esta aproximación provee los campos radiados cercanos al eje del haz principal en buena correspondencia con los resultados experimentales. Sin embargo, en la zona de sombra la aproximación de PO no es completa, ya que, no son tomadas en cuenta las corrientes inducidas en la parte trasera del reflector ni las discontinuidades en los bordes.

Los métodos de difracción en los bordes, usando Teoría de Difracción Geométrica (GTD), proveen resultados válidos en la zona de sombra, ya que, las corrientes inducidas en ambos lados del reflector son tomadas en cuenta implícitamente. Sin embargo, GTD tiene limitaciones en su aplicación, por ejemplo, hay infinitos en el campo en algunas direcciones y sufre de singularidades caústicas de los rayos difractados. También fue desarrollada la Teoría de Difracción física (PTD), para complementar los campos reflejados en las superficies que se obtienen de

PO o GO, y así, evitar las singularidades existentes en los bordes de las superficies. El Método de los Momentos (MoM) es muy preciso, pero no es fácil de aplicar a reflectores grandes.

En general, el método de campo en la apertura, con aproximaciones de Óptica Geométrica, permite predecir los patrones de campo lejano para reflectores offset con alimentadores ubicados en el foco, utilizando integraciones de Transformada de Fourier Bidimensional.

2.2.2 Método de campo en la apertura

El método de campo en la apertura aplica para el estudio de antenas reflectoras donde el campo en la apertura del reflector es de fase constante o muy cercana a constante. El patrón de radiación del alimentador es transformado al plano de apertura del reflector usando óptica geométrica, y el campo lejano de la antena puede ser calculado aplicando una integral del campo eléctrico E_a y del campo magnético H_a sobre la apertura [4], con la siguiente ecuación:

$$E = \frac{-jk^2 e^{-jkR}}{(\omega \epsilon_o)R} \int \left[u_n \times H_a - \{(u_n \times H_a) \cdot u_r\} u_r - \left(\frac{\epsilon_o}{\mu_o} \right)^{1/2} (u_n \times E_a \times u_r) \right] e^{(jku_r \cdot r')} dA \quad (1)$$

La figura 4 muestra el sistema de coordenadas para las expresiones de campo eléctrico de un reflector.

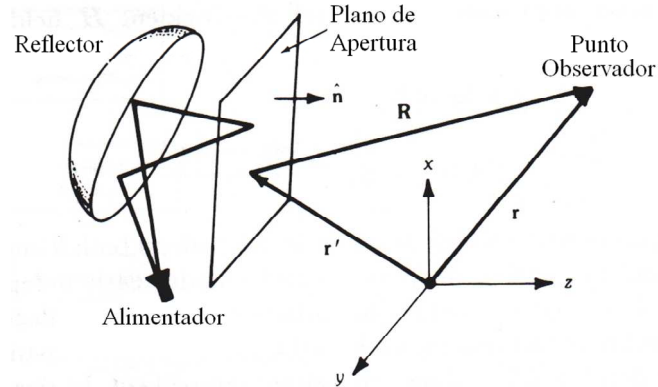


Figura 4. Sistema de coordenadas para el método de campo en la apertura

Se han desarrollado expresiones generales para el campo lejano [25], [26] y revelan que el campo lejano es esencialmente la Transformada de Fourier de la distribución en la apertura, que se puede plantear con la expresión anterior, o solamente en términos de los campos magnético y eléctrico en la apertura, H_a y E_a . Esta observación es de especial ayuda para entender, en términos físicos, la función de la distribución en la apertura y el efecto del bloqueo en la apertura. Con el método de campo en la apertura se obtienen resultados muy precisos en las direcciones angulares cercanas al borde y poco menos precisos sobre los primeros lóbulos laterales de las antenas.

2.2.3 Parámetros de Antenas

- Directividad:

Se define como [5]:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\text{potencia radiada por unidad de ángulo sólido}}{\text{potencia promedio radiada por unidad de ángulo sólido}} \quad (2)$$

- Ganancia:

Expresa el incremento en la potencia radiada en una dirección dada sobre la potencia de un radiador isotrópico emitiendo la misma potencia total, y en general se define como [5]:

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{\text{potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una dirección } \theta, \varphi}{\text{potencia de entrada (aceptada de la fuente)}} \quad (3)$$

- Eficiencia:

Es una medida de los diversos efectos y fenómenos que no contribuyen directamente a la operación ideal de la antena y representan pérdidas en el sistema. En consecuencia, se puede producir una reducción de la ganancia debido a baja potencia en la dirección deseada, exceso de potencia en direcciones no deseadas, interferencias, y por lo tanto bajo desempeño el sistema. Específicamente, los posibles factores que afectan la eficiencia son los siguientes:

- Eficiencia por Desbordamiento

El factor de eficiencia por desbordamiento es la relación de la potencia interceptada por el reflector a la potencia total radiada por el alimentador [6], y está dada por:

$$\eta_s = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_o/2} (|E_x(\rho, \varphi)|^2 + |E_y(\rho, \varphi)|^2) d\theta d\varphi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} (|E_x(\rho, \varphi)|^2 + |E_y(\rho, \varphi)|^2) d\theta d\varphi} \quad (4)$$

- Eficiencia por Apertura

El factor de eficiencia de apertura es la relación entre la intensidad de radiación en el eje en la polarización deseada y la intensidad de radiación producida por dicho campo si fuera de apertura de fase constante, linealmente polarizado, uniforme, y de la misma potencia total [6]. Generalmente, se desea una dirección de polarización, por ejemplo, en el caso de la eficiencia para polarización en dirección del eje y se tiene:

$$\eta_a = \frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_0^D E_y(\rho, \varphi) \rho d\rho d\varphi \right|^2}{\pi D^2 \int_0^{2\pi} \int_0^D (|E_x(\rho, \varphi)|^2 + |E_y(\rho, \varphi)|^2) \rho d\rho d\varphi} \quad (5)$$

Para el caso de las otras polarizaciones, la expresión es análoga. El factor de eficiencia de apertura es equivalente al producto de los factores de eficiencia de iluminación, de error de fase y de polarización cruzada. Específicamente, la forma de obtener cada uno de esos factores es como sigue:

- Eficiencia por Error de Fase

El factor de eficiencia de error de fase es la relación entre la intensidad de radiación en el eje de la componente de polarización directa del campo en la apertura y la máxima intensidad de radiación si dicha componente tuviera fase constante [6].

$$\eta_p = \frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_0^D E_y(\rho, \varphi) \rho d\rho d\varphi \right|^2}{\left[\int_0^{2\pi} \int_0^D |E_y(\rho, \varphi)| \rho d\rho d\varphi \right]^2} \quad (6)$$

- Eficiencia por Iluminación

El factor de eficiencia de iluminación es la relación entre la máxima intensidad de radiación de polarización directa y la intensidad de radiación en el eje si la potencia de polarización directa fuera radiada por un campo de apertura linealmente polarizada, de amplitud constante y fase constante [6].

$$\eta_i = \frac{\left[\int_0^{2\pi} \int_0^D E_y(\rho, \varphi) \rho d\rho d\varphi \right]^2}{\pi D^2 \int_0^{2\pi} \int_0^D |E_y(\rho, \varphi)|^2 \rho d\rho d\varphi} \quad (7)$$

- Eficiencia por Polarización Cruzada

El factor de eficiencia de polarización cruzada es la relación entre la intensidad de radiación en el eje por polarización directa y la intensidad de radiación total [6].

$$\eta_x = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^D |E_y(\rho, \varphi)|^2 \rho d\rho d\varphi}{\int_0^{2\pi} \int_0^D (|E_x(\rho, \varphi)|^2 + |E_y(\rho, \varphi)|^2) \rho d\rho d\varphi} \quad (8)$$

- Eficiencia por Bloqueo

El factor de eficiencia de bloqueo es la relación entre el área de apertura que está libre de la obstrucción ocasionada por el alimentador Ab y el área total del reflector At [7].

$$\eta_b = \left(\frac{Ab}{At} \right)^2 \quad (9)$$

- Eficiencia por Rugosidad de Superficie

Es el factor asociado a las cancelaciones de campo lejano derivadas de los errores de fase en la apertura. Donde δ es la desviación de superficie respecto al paraboloide real [8]. Se obtiene con la expresión:

$$\eta_t = e^{-\left(\frac{4\pi\delta}{\lambda}\right)^2} \quad (10)$$

- Eficiencia de Haz

El factor de eficiencia de haz es la relación entre la potencia radiada por una bocina en un cono de ángulo θ_0 y la potencia radiada total [9]. Donde $fp(\theta, \varphi)$ es la densidad de potencia radiada por una bocina circular.

$$\eta_r = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} fp(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} fp(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta} \quad (11)$$

- Polarización:

El campo lejano de una antena se puede expresar [10] como el producto de una función direccional compleja y un frente de onda esférico, como sigue:

$$E = (\hat{i}_\theta E_\theta + \hat{i}_\varphi E_\varphi) e^{j\omega t} \quad (12)$$

$$E_\theta = E'_\theta + jE''_\theta \quad (13)$$

$$E_\varphi = E'_\varphi + jE''_\varphi \quad (14)$$

Donde $E'_\theta, E''_\theta, E'_\varphi$ y E''_φ son función es reales de r, θ y φ , la ecuación (12) se puede reescribir como:

$$E = \hat{i}_\theta A \cos(\omega t - \alpha) + \hat{i}_\varphi B \cos(\omega t - \beta) \quad (15)$$

Si $B=0$, la onda está linealmente polarizada en dirección θ . Similarmente, si $A=0$, la onda está polarizada en dirección φ . En general, si $\beta=0$ pero $A \neq 0$ y $B \neq 0$, las componentes θ y φ están en fase [10]. La polarización de una onda también puede ser circular o elíptica, es de particular interés la polarización lineal, debido a las características específicas del satélite.

La polarización directa del campo de una fuente dada se toma como la componente de dicho campo, que es paralela al campo de referencia de la fuente, es decir, se refiere a las contribuciones de radiación principal. La polarización cruzada se toma como la componente ortogonal a la polarización de referencia, y se refiere a los campos que son asimétricos en la apertura, por lo tanto, no contribuyen a la radiación en la dirección principal del haz [11]. En un sistema de coordenadas rectangular, un vector unitario se toma como la dirección de polarización de referencia, y el otro como la dirección de polarización cruzada, y en general, también aplica a un sistema de coordenadas esférico donde los vectores unitarios son tangentes a una superficie esférica.

Existen dos casos en los cuales es de especial interés conocer las características de polarización cruzada, y son: para describir el patrón de radiación secundario de un sistema de antena completo, y para describir la distribución de campo de la fuente primaria [12].

2.3 Reflectores asimétricos

Los reflectores parabólicos de foco centrado iluminados por un alimentador en el punto focal, no tienen en la práctica, niveles de radiación de lóbulos laterales tan bajos como las predicciones teóricas, esto se debe a la dispersión por el bloqueo del alimentador y los soportes del mismo. Una solución para evitar la obstrucción y la dispersión resultante es utilizar una sección parabólica desplazada.

Por otra parte, la mayoría de los reflectores Cassegrain y Gregorian poseen simetría axial, por lo que el sub-reflector y los soportes bloquean parcialmente la apertura del reflector principal. En consecuencia, en el patrón de radiación aparecen lóbulos laterales relativamente altos, y se produce una reflexión en la línea de transmisión del alimentador.

2.3.1. Reflector offset simple o foco desplazado

El reflector offset, o de foco desplazado, tiene una importante ventaja para ciertas aplicaciones sobre los reflectores alimentados simétricamente, ya que el sistema de alimentación no bloquea la apertura del reflector, y así, la eficiencia puede ser más alta que la de su contraparte simétrica. Más aún, la ausencia del alimentador y los soportes en la apertura reduce significativamente la dispersión alrededor del eje del haz y reduce los lóbulos laterales.

La principal desventaja de los reflectores tipo foco desplazado es la radiación de polarización cruzada. Un patrón de alimentación circularmente simétrico no proyecta simétricamente en la apertura del reflector, y aunque esto tiene muy poca influencia en la radiación de polarización directa, hay una inherente radiación de polarización cruzada del reflector, aún cuando el alimentador no tenga radiación de polarización cruzada [4].

Con un alimentador linealmente polarizado, el nivel de radiación de polarización cruzada depende del ángulo de inclinación. La polarización cruzada puede ser compensada usando un alimentador polarizado circularmente, pero esto a su vez conduce a un efecto de corrimiento del haz. Por otra parte, si el alimentador está desplazado del foco, la fase en el plano de apertura no será constante, y pueden producirse aberraciones cuadráticas y esféricas. Esta configuración puede alcanzar hasta 80% de eficiencia teórica.

2.3.2. Reflectores offset duales

En las configuraciones Cassegrain y Gregorian simétricas, una porción de la onda esférica del sub-reflector es interceptada por el alimentador, se dispersa en forma de potencia desbordada produciendo altos niveles de lóbulos laterales. La interferencia de los lóbulos laterales generados por el bloqueo impone limitaciones al compartir las bandas de frecuencia para sistemas de comunicaciones satelitales [13].

Las antenas de reflectores duales Gregorian offset o Cassegrain offset son casos especiales, en los cuales, el eje focal del reflector parabólico principal está desplazado del eje de simetría. El foco primario del sub-reflector elíptico o hiperbólico está también localizado en este eje desplazado, y no sobre el eje de simetría [14].

La configuración Cassegrain offset está formada por un reflector principal con forma de sector parabólico, un reflector secundario con forma de sector hiperbólico, y un alimentador (figura 4).

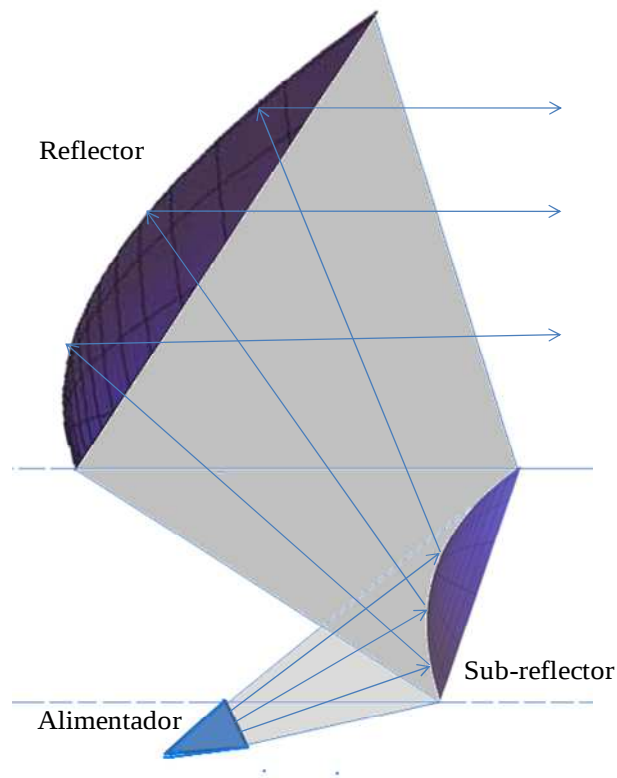


Figura 5. Geometría del reflector offset Cassegrain

Por otra parte, la configuración Gregorian está formada por un reflector principal con forma de sector parabólico, un reflector secundario con forma de sector elíptico, y un alimentador (figura 6). Aunque la proyección del borde del sub-reflector en el plano de apertura es una elipse, es común iluminarlo con un alimentador que posea un patrón de radiación circularmente simétrico.

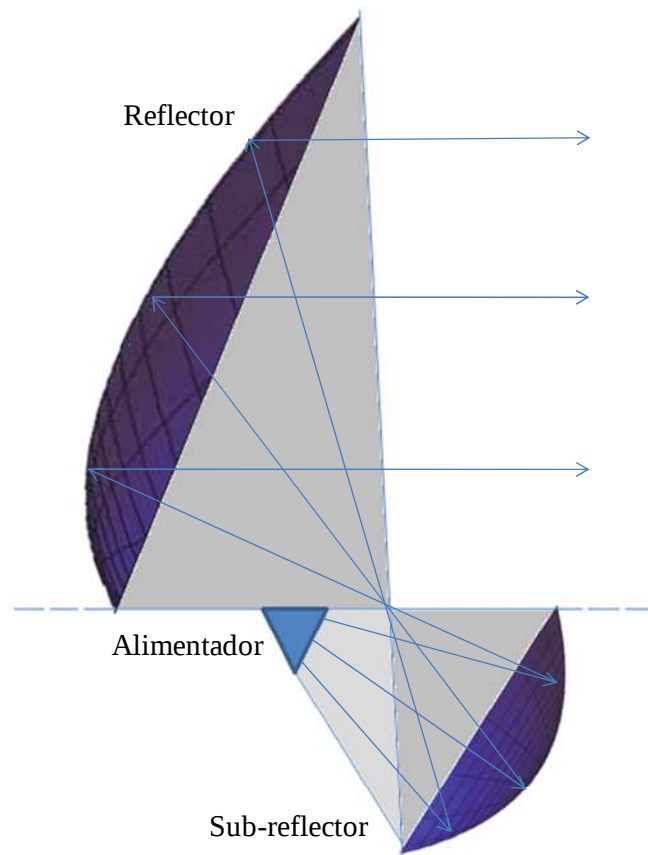


Figura 6. Geometría del reflector offset Gregorian

Además de eliminar el bloqueo, estas configuraciones permiten usar un sub-reflector más pequeño cerca del alimentador, reduciendo la radiación hacia atrás, debido a la baja relación f/D típica. En el diseño de este tipo de configuraciones se asume que la longitud de camino, desde el foco hasta el plano de apertura, es la misma para todos los rayos. La eficiencia teórica de estas configuraciones oscila entre 65% y 75%.

2.4 Reflector offset simple

Se conoce la ecuación de un paraboloide infinito Π de longitud focal f , cuyo foco está ubicado en el origen O del sistema de coordenadas cartesianas xyz , y su eje coincide con el eje oz , como se muestra a continuación:

$$x^2 + y^2 = 4f^2 + 4fz \quad (16)$$

El reflector offset se obtiene de la superficie infinita Π de la ecuación (16), cortada por un plano Λ , con un ángulo de inclinación α respecto al eje oz . La curva de intersección del paraboloide patrón y el plano inclinado es una elipse plana Γ (figura 7). Para iluminar ese sector parabólico, se ubica un cono circular con vértice en el foco del paraboloide patrón Π , con el eje inclinado un ángulo ψ_0 y un ángulo medio de generatriz ψ_e .

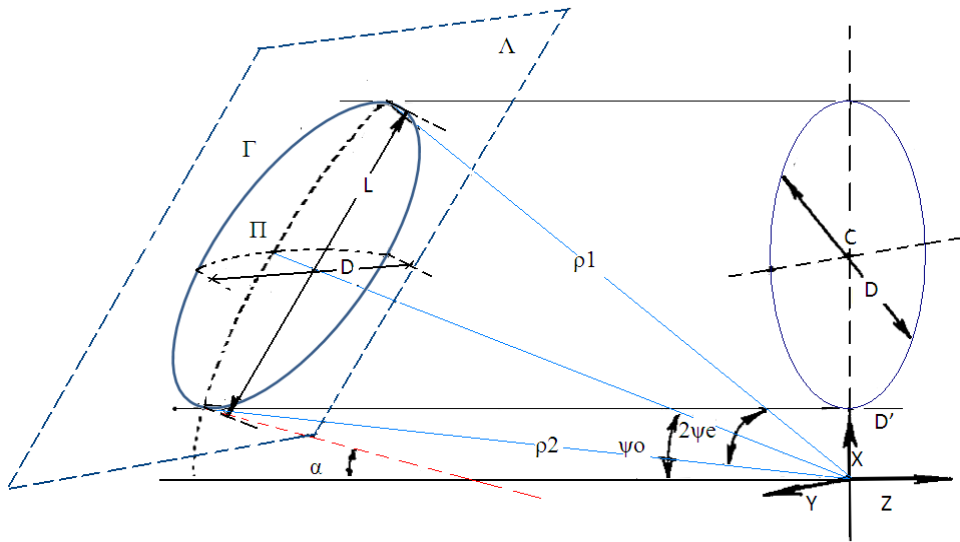


Figura 7. Sistema de coordenadas y geometría del reflector offset simple

Por otra parte, la proyección de Γ en el plano xy es un círculo V , de diámetro D , y con centro en el punto $C(x_c, y_c)$, y constituye el contorno de apertura del reflector [15]:

$$x_c = 2f \tan \alpha = 2f \sqrt{\frac{L^2}{D^2} - 1}; \quad y_c = 0 \quad (17)$$

En la figura 8, se indican los parámetros de diseño para un reflector tipo offset simple a partir de la geometría del paraboloide patrón, donde D es el diámetro y D' es la altura de despeje de la apertura. A continuación, se describe cada uno de los parámetros [16]:

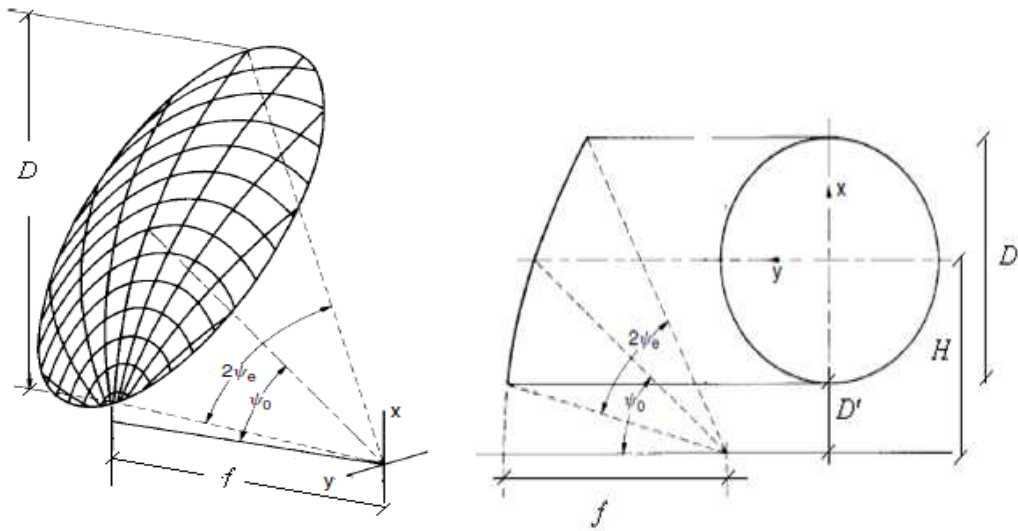


Figura 8. Parámetros del reflector

2.4.1. Ángulo de inclinación

Es el ángulo ψ_0 definido entre el eje del paraboloide patrón y el eje del cono de iluminación sobre los bordes del reflector; y se calcula con:

$$\psi_0 = \tan^{-1} \frac{2f(D + 2D')}{4f^2 - D'(D + D')} \quad (18)$$

2.4.2. Ángulo de iluminación

Es el ángulo medio ψ_e de las generatrices del cono, y define la apertura del cono de iluminación sobre los bordes del reflector, y se calcula con:

$$\psi_e = \tan^{-1} \frac{2fD}{4f^2 + D'(D + D')} \quad (19)$$

2.4.3. Ángulo de alimentación

Es el ángulo ψ_f de inclinación del eje de máxima radiación del alimentador y viene dado por:

$$\psi_f = 2 \tan^{-1} \frac{2D' + D}{4f} \quad (20)$$

2.4.4. Relación f/D

El ángulo de inclinación modifica la relación distancia focal a diámetro f/D de la siguiente forma:

$$\frac{f}{D} = \frac{\cos \psi_o + \cos \psi_e}{4 \sin \psi_e} \quad (21)$$

2.4.5. Dimensiones del reflector

En la práctica, el sistema coordenado cartesiano anclado al paraboloide patrón sólo se utiliza para definir la geometría general para el análisis electromagnético. En tal sentido, es conveniente definir un sistema cartesiano (figura

9) anclado al plano Λ con el origen en el centro de la elipse, para poder definir sus magnitudes propias, y en consecuencia, facilitar su construcción, ensamblaje y mediciones.

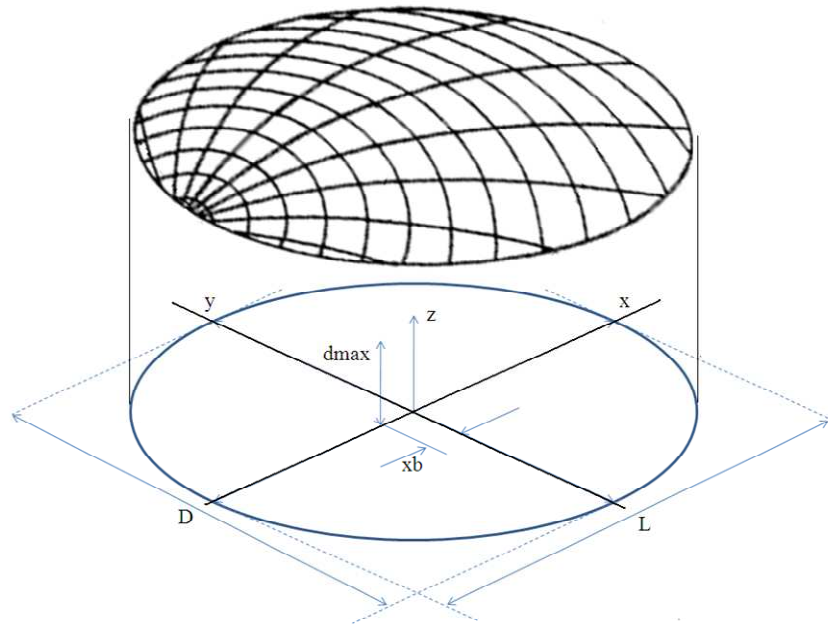


Figura 9. Dimensiones del reflector

Aunque la apertura eléctrica es circular, el borde del reflector es una elipse, y las dimensiones del eje mayor y del eje menor del borde elíptico se pueden determinar de la siguiente forma:

$$\text{Eje mayor:} \quad ae = \frac{L}{2} = \frac{D}{2\sin\psi_c} \quad (22)$$

$$\text{Eje menor:} \quad be = \frac{D}{2} \quad (23)$$

Además, se puede determina la máxima profundidad del plato d_{max} y la ubicación del punto de máxima profundidad sobre el eje mayor con las siguientes ecuaciones [15]:

$$dmax = \frac{3}{16fL} \quad (24)$$

$$xb = \frac{-D^2\sqrt{L^2 - D^2}}{16fL} \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} \rho1 \\ \rho2 \end{bmatrix} = \frac{fL^2}{D^2} + \frac{D^2}{16f} \pm D \left(\frac{L^2}{D^2} - 1 \right) \quad (26)$$

2.4.6. Campo eléctrico del reflector offset simple

La figura 10 muestra una sección desplazada de un reflector parabólico patrón. Su apertura proyectada en el plano focal será referida como apertura. Se asume, en este caso, que en el punto focal va un alimentador con patrón de radiación con simetría rotacional o circular que tiene su eje principal a un ángulo ψ con respecto al eje del reflector patrón [6, pp. 245-251].

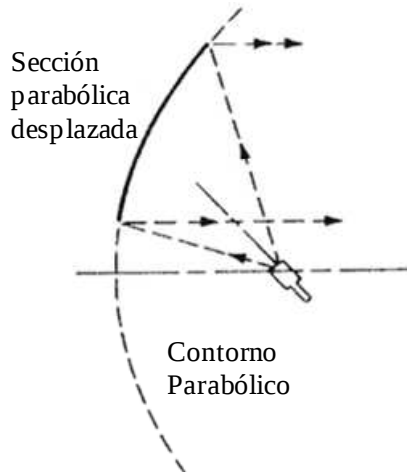


Figura 10. Sección desplazada

El campo eléctrico en la apertura, se plantea usando la óptica geométrica GO como técnica de análisis, y el patrón de radiación es obtenido a partir del campo eléctrico en la apertura en el plano focal. El campo en el plano focal es de fase

constante si se asume que el alimentador produce un campo de fase constante o con frente de onda esférico.

Para el estudio del campo en el plano focal de apertura se fijan tres sistemas coordenados, como se muestra en la figura 11. El eje polar del sistema x_o, y_o, z_o , contiene el eje del alimentador, y θ_o, ϕ_o son los ángulos de coordenadas esféricas de este sistema. El eje polar del sistema w, x_o, x contiene el eje del paraboloide patrón, y los correspondientes ángulos de coordenadas esféricas de dicho sistema son ρ', θ', ϕ' . El sistema xyz es usado para expresar los campos radiados, y r, θ, ϕ son los respectivas coordenadas esféricas.

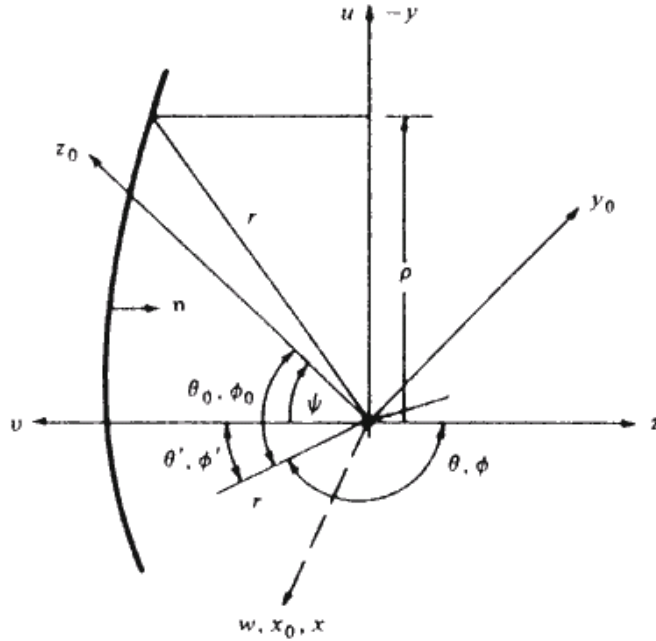


Figura 11. Sistemas de coordenadas para el patrón de radiación de campo lejano

La superficie del paraboloide patrón, en los nuevos sistemas coordenados está descrita por cualquiera de las siguientes ecuaciones:

$$r = \frac{2f}{1 + \cos \theta'} = \frac{2f}{1 + \cos \theta_o \cos \psi - \sin \theta_o \sin \phi_o \sin \psi} \quad (27)$$

$$v = f - \frac{u^2 + w^2}{4f}$$

Se puede demostrar [15] que la apertura proyectada en el plano focal es un círculo. La ecuación del contorno de la apertura proyectada en el campo focal es:

$$(u - u_o)^2 + w^2 = a^2 \quad (28)$$

$$u_o = \frac{u_2 + u_1}{2} \quad (29)$$

$$a^2 = \left(\frac{u_2 - u_1}{2} \right)^2 \quad (30)$$

Si el alimentador es una guía de onda circular excitada por modos TE_{1m} y TM_{1m} , tendrá un patrón de radiación de la forma:

$$E_f = \frac{e^{-jkr}}{r} [\hat{a}_{\theta o} e_1(\theta_o) \sin \varphi_o + \hat{a}_{\varphi o} e_2(\theta_o) \sin \varphi_o] \quad (31)$$

Donde λ es la longitud de onda de espacio libre y k es el número de onda de espacio libre. Para un patrón de radiación del alimentador, con simetría circular, sin radiación de polarización cruzada, se cumple que $e_1(\theta_o) = e_2(\theta_o)$, entonces se asume $e_1 = e_2 = e(\theta_o)$.

El campo reflejado en la superficie del reflector está dado por:

$$E_r = -E_f + 2(n \cdot E_f)n \quad (32)$$

Luego de una manipulación algebraica, se determinan las expresiones del campo eléctrico en la apertura para cada componente cartesiana:

$$E_{ax} = \frac{4fe^{-j2kf}e(\theta_o)[2xy(1 - \cos \psi) - 4fx \sin \psi]}{(4f^2 + x^2 + y^2)[4f^2 + x^2 + y^2 - 4fy \sin \psi + (4f^2 - x^2 - y^2) \cos \psi]} \quad (33)$$

$$E_{ay} = -E_{au} = \frac{4fe^{-j2kf}e(\theta_o)[(4f^2 + y^2 - x^2) + (4f^2 + x^2 - y^2) \cos \psi - 4fy \sin \psi]}{(4f^2 + x^2 + y^2)[4f^2 + x^2 + y^2 - 4fy \sin \psi + (4f^2 - x^2 - y^2) \cos \psi]} \quad (34)$$

$$E_{az} = 0 \quad (35)$$

Donde:

$$\theta_o = \cos^{-1} \left(\frac{4f^2 - x^2 - y^2}{4f^2 + x^2 + y^2} \cos \psi - \frac{4fy}{4f^2 + x^2 + y^2} \sin \psi \right) \quad (36)$$

2.4.7. Campo radiado:

La expresión del campo lejano, calculado a partir del campo eléctrico en la apertura queda de la siguiente forma:

$$E = \frac{j}{\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} [\hat{a}_\theta (f_x \cos \varphi + f_y \sin \varphi) \sin \theta + \hat{a}_\varphi (f_y \cos \varphi - f_x \sin \varphi) \cos \theta] \quad (37)$$

Donde se usaron las siguientes transformadas bidireccionales de Fourier, integradas en la región de apertura:

$$f_x(\theta, \varphi) = \iint E_{ax}(x, y) e^{jk(x \sin \theta \cos \varphi + y \sin \theta \sin \varphi)} dx dy \quad (38)$$

$$f_y(\theta, \varphi) = \iint E_{ay}(x, y) e^{jk(x \sin \theta \cos \varphi + y \sin \theta \sin \varphi)} dx dy \quad (39)$$

Para que la expresión sea válida se deben cumplir las condiciones de la región de campo lejano $r \gg \lambda$ y $r \gg D$, que se resumen en [8, p.24]:

$$r > \frac{2D}{\lambda^2} \quad (40)$$

Donde D , en este caso, es el máximo diámetro de la fuente.

Según la descripción de Polarización de la sección 2.2.3, se pueden determinar las componentes de polarización directa y cruzada del campo eléctrico del reflector. Para el campo de una apertura polarizada en dirección y , la componente de polarización directa del campo eléctrico es de la forma siguiente:

$$E_{COPOL}(\theta, \varphi) = \frac{jk}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \left\{ f_y [1 + (\cos \theta - 1) \cos^2 \varphi] - f_x (\cos \theta - 1) \frac{\sin 2\theta}{2} \right\} \quad (41)$$

La componente cruzada del campo eléctrico es de la forma siguiente:

$$E_{CRPOL}(\theta, \varphi) = \frac{jk}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \left\{ f_x [1 + (\cos \theta - 1) \sin^2 \varphi] + f_y (1 - \cos \theta) \frac{\sin 2\theta}{2} \right\} \quad (42)$$

Para el campo de una apertura polarizada en dirección x , aplican las mismas expresiones, pero se intercambian las componentes.

2.4.8. Ganancia absoluta

Aplicando la definición de la ecuación (3) la ganancia de la antena está dada por 4π veces el flujo de potencia en la polarización deseada en la dirección de de la señal dividido por la potencia total radiada por el alimentador, de la siguiente manera:

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{\int |E_{ay}|^2 ds}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} |e(\theta_o)|^2 \sin \theta_o d\varphi_o d\theta_o} \quad (43)$$

2.5 Bocinas electromagnéticas

Entre los distintos tipos de alimentadores, las antenas tipo bocina han logrado una amplia aceptación como alimentador de reflectores parabólicos. Una bocina ideal, para iluminar un reflector, es aquella que combine bajo desbordamiento de potencia, iluminación uniforme de la apertura, patrones de plano E y plano H iguales, ancho de banda amplio y centro de fase bien definido [17].

Las bocinas electromagnéticas, según su configuración geométrica, se pueden clasificar en los tipos siguientes: de apertura rectangular, sectorial plano E, sectorial plano H, piramidal, y de apertura circular (figura 12). Además, existen las bocinas corrugadas, que son un caso particular de la configuración geométrica de apertura circular, en las cuales la presencia de corrugaciones transversales en la superficie interna contribuye a mejorar el rendimiento de la bocina lisa [17].

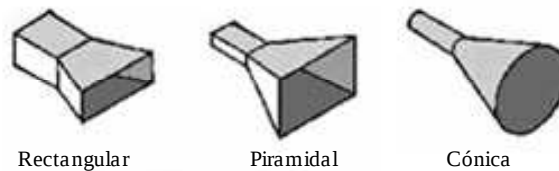


Figura 12. Tipos de bocinas electromagnéticas

2.5.1. Bocinas corrugadas

En una guía de onda ideal, las condiciones de frontera requieren que la componente tangencial del campo eléctrico y la componente normal del campo magnético se desvanezcan en las paredes perfectamente conductoras.

Una superficie corrugada, como se muestra en la figura 13, con varias ranuras por longitud de onda y una profundidad de un cuarto de longitud de onda simula una superficie que requiere que los campos tangenciales, eléctricos y magnéticos, se desvanezcan en la frontera [6].

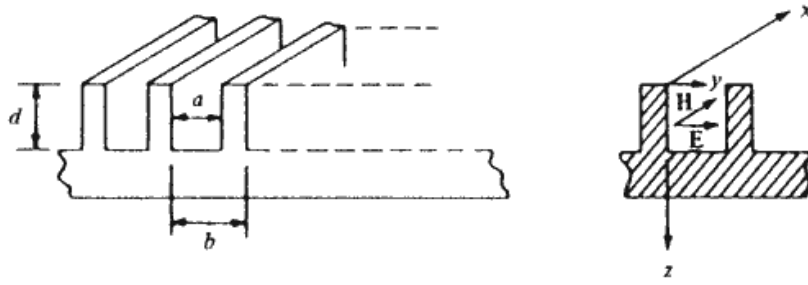


Figura 13. Superficie corrugada

Debido a que el espacio entre las ranuras es pequeño el único modo que se puede propagar en las corrugaciones es el modo TEM con el campo eléctrico normal a las caras de las ranuras y el campo magnético paralelo a dichas caras. En la ranura los campos están dados por:

$$E_y = E_o \sin k_o(d - z) \quad H_x = jY_o E_o \cos k_o(d - z) \quad (44)$$

Cuando la profundidad de las ranuras es $\lambda/4$ se puede demostrar que en la ranura $H_x=0$ en $z=0$ de la frontera, mientras que $E_y=E_o$. En la parte conductora de cada diente el campo eléctrico en la superficie es cero, pero el campo magnético tangencial es distinto de cero [18]. Cuando hay cinco o más ranuras por longitud de onda la superficie corrugada se puede aproximar a una superficie lisa con una impedancia de superficie anisotrópica equivalente, la cual requiere que el campo eléctrico paralelo a las ranuras sea cero y que se cumpla la relación:

$$\frac{E_y}{H_x} = -jZ_o \frac{a}{b} \tan k_o d \quad (45)$$

La figura 14 muestra una guía circular corrugada y una bocina cónica corrugada con dientes delgados.

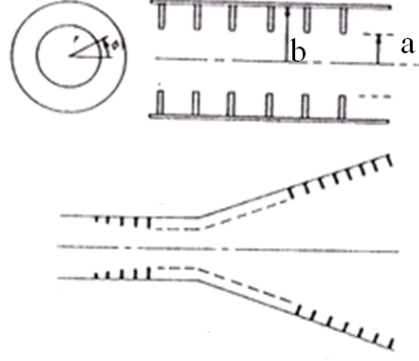


Figura 14. Bocina corrugada

La propagación y la radiación de este tipo de estructuras han sido estudiadas en detalle por varios autores [19], [20], Clarricoats y Saha [24] usaron condiciones de frontera del tipo descrito anteriormente en la superficie interna $r = a$, (figura 14) y encontraron que es posible seleccionar una profundidad de ranura tal que $E_r = Z_o H_\phi$ y $E_\phi = -Z_o H_r$ que se conoce como la condición híbrida balanceada. Una combinación de modo TE_{11} con modo TM_{11} , llamado modo híbrido HE_{11} , con la condición híbrida balanceada, puede existir en una guía de onda corrugada cuando se cumple la condición:

$$\frac{dJ_1(k_o a)}{d(k_o a)} Y_1(k_o b) = J_1(k_o b) \frac{dY_1(k_o a)}{d(k_o a)} \quad (46)$$

En la figura 15, se muestra el modo híbrido balanceado HE_{11} de una bocina cónica corrugada.

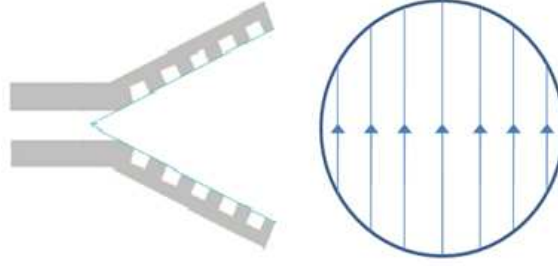


Figura 15. Propagación del modo híbrido HE_{11}

Bajo condiciones híbridas balanceadas los campos transversales del modo HE_{11} en la guía de onda corrugada están dados por:

$$E_r = J_o(k_o r) \cos \varphi \quad (47)$$

$$E_\varphi = -J_o(k_o r) \sin \varphi \quad (48)$$

$$H_r = -Y_o E_\varphi \quad (49)$$

$$H_\varphi = Y_o E_r \quad (50)$$

De las anteriores es se puede encontrar que [6]:

$$E_x = J_o(k_o r) \quad (51)$$

$$E_y = 0 \quad (52)$$

Las características de las bocinas corrugadas pueden normalizarse haciendo uso del parámetro $\mathcal{A}$, que es la diferencia entre el frente de onda esférico y el plano de apertura de la bocina, en términos de longitudes de onda, el cual se define como [22]:

$$\Delta = \frac{a}{\lambda_o} \tan \frac{\alpha o}{2} = \frac{b}{\lambda_o} \sin \alpha o \tan \frac{\alpha o}{2} \quad (53)$$

La frecuencia central de operación f_c se calcula con la siguiente ecuación:

$$f_c = \sqrt{f_{min} f_{max}} \quad (54)$$

2.6 Bocina corrugada de banda estrecha

Para que una bocina corrugada sea catalogada de banda estrecha, se debe cumplir la siguiente condición:

$$f_{min} \leq 1.4 f_{max} \quad (55)$$

La figura 16 muestra la geometría detallada de la bocina de banda estrecha y los principales parámetros de diseño. Donde a es el radio de apertura, b es la longitud cónica, αo es el ángulo medio de apertura, p es el paso de ranura a ranura, t es el espesor de diente, w es el espacio de ranura y ai es el radio del puerto.

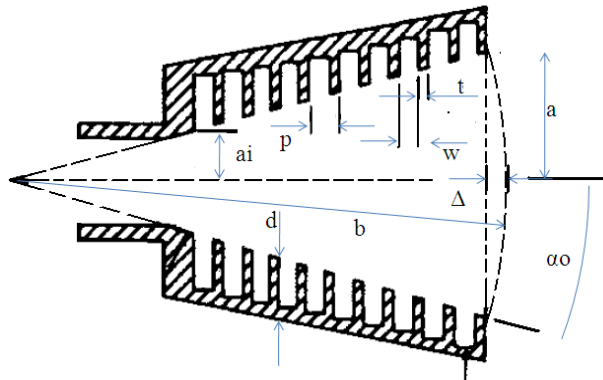


Figura 16. Geometría de la bocina corrugada de banda estrecha

El patrón de radiación para una bocina de banda angosta, propagando el modo híbrido balanceado HE_{11} se muestran en la figura 17. Para un $\Delta > 0.2$, el nivel del primer lóbulo lateral aumenta significativamente, lo que causa una disminución de la eficiencia de haz (figura 18). Por lo tanto, es deseable para la mayoría de las aplicaciones que $\Delta < 0.2$ [22].

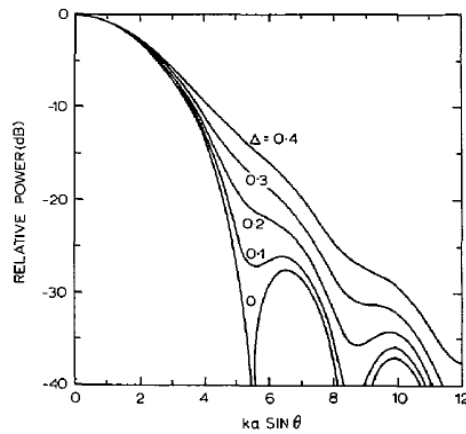


Figura 17. Patrón de radiación normalizado para bocinas de banda estrecha [22]

Para diseñar este tipo de bocina, conocido el ancho de haz deseado a una frecuencia f_c y seleccionado un Δ , se obtiene $k_c a$ de la figura 17. El resto de los parámetros a y b se obtienen de la ecuación (53). Si se desea una alta eficiencia de haz, Δ debe ser lo menor posible, lo que implica que la longitud de la bocina se incrementa.

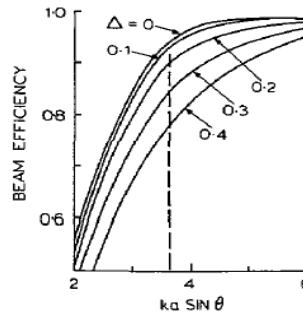


Figura 18. Eficiencia de haz de bocinas corrugadas de banda estrecha [22]

2.6.1. Patrón de Radiación:

La figura 19 muestra el sistema de coordenadas para la fórmula de radiación.

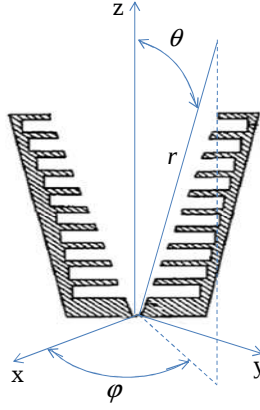


Figura 19. Sistema de coordenadas para la bocina corrugada de banda angosta

El campo en la apertura de la bocina debe ser expandido en términos de una suma de modos esféricos TE y TM de espacio libre, sobre una región $r=b$, $-a\phi < \theta < a\phi$ y $0 < \phi < 2\pi$.

Tomando en cuenta las condiciones de la ecuación (40), el patrón de radiación de campo lejano está dado por [19]:

$$f(\theta) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n j^{n+1}}{h_n^{(2)}(kb)} F_n(\theta) \quad (56)$$

Donde $h_n^{(2)}(x)$ es una función esférica de Hankel de segundo tipo y orden n y:

$$c_n = \frac{2n+1}{2n^2(n+1)^2} \int_0^{\theta_1} F_n(\theta) F_v(\theta) \sin \theta d\theta \quad (57)$$

$F_n(\theta)$ es la función de campo de modo esférico y $F_v(\theta)$ es la función de campo en la apertura del modo híbrido balanceado, dadas por:

$$F_n(\theta) = \left\{ \frac{dP_n^1(\cos \theta)}{d\theta} + \frac{P_n^1(\cos \theta)}{\sin \theta} \right\} \quad (58)$$

Donde $P_n^1(\theta)$ es una función asociada de Legendre de primer tipo y orden n .

El valor del número de onda esférico v , en condiciones híbridas (59) balanceadas, es decir, para propagar el modo HE_{11} , se obtiene de la solución de la ecuación:

$$F_v(\theta_0) = 0$$

Una solución aproximada de la ecuación (59) es la siguiente [4]:

$$v = \frac{2.405}{\sqrt{\theta_0 \sin \theta_0}} - 0.5 \quad (60)$$

Se toma como el entero más cercano a la solución.

2.7 Bocina corrugada de banda ancha

Para que una bocina corrugada sea catalogada de banda ancha, se debe cumplir la siguiente condición [22]:

$$1.4f_{min} \leq f_{max} \leq 2.4f_{min} \quad (61)$$

La figura 20 muestra la geometría detallada de la bocina de banda ancha. Los parámetros son los mismos mencionados para la bocina de banda estrecha.

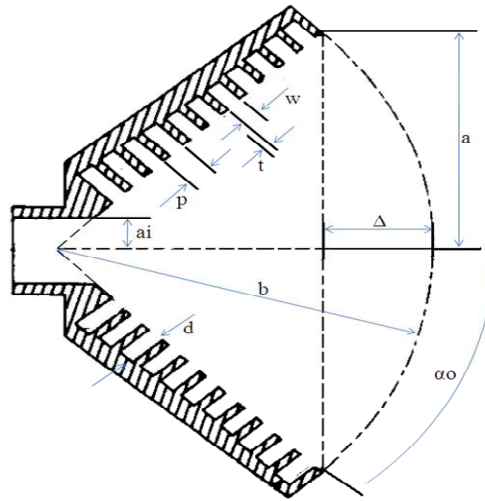


Figura 20. Geometría de la bocina corrugada de banda ancha

En la figura 21 se muestra la información del patrón de radiación normalizado para las bocinas de banda ancha, propagando un modo híbrido balanceado HE_{11} , la cual es válida para un ángulo medio de apertura $\alpha_0 < 70^\circ$. Se muestra cómo los lóbulos laterales al haz principal se hacen más planos e inclinados y el pico del haz se aplanan a medida que Δ se incrementa, mejorando la eficiencia de haz (figura 22).

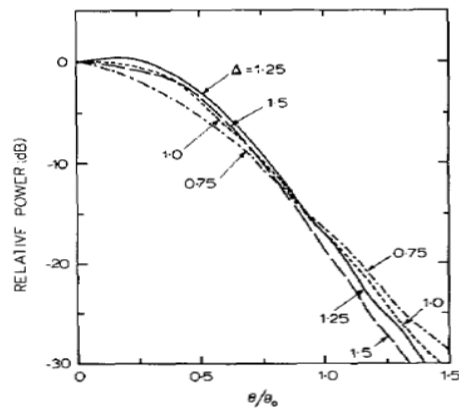


Figura 21. Patrón de radiación normalizado para bocinas de banda ancha [22]

Para alcanzar una alta eficiencia de haz, y una posición del centro de fase que sea independiente de la frecuencia de operación en una bocina corrugada de banda ancha, se debe usar un valor de diferencia de fase $\Delta > 0.75$ [22].

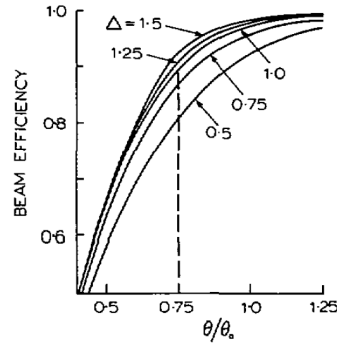


Figura 22. Eficiencia de haz para una bocinas corrugadas de banda ancha [22]

Para diseñar una bocina de este tipo, conocido el ancho de haz deseado y seleccionado un valor Δ , se obtiene primero el ángulo de apertura α_0 (figura 21). Luego, de la ecuación (53) se puede obtener el valor de la longitud cónica b , a la frecuencia central de operación f_c para el valor de error de fase Δ seleccionado. Si se desea una alta eficiencia de haz, se debe seleccionar un valor Δ alto, lo que implica un aumento considerable tanto en el radio de apertura a como en la longitud cónica b .

2.7.1. Patrón de Radiación:

La figura 23 muestra el sistema de coordenadas para la fórmula de radiación de la bocina corrugada de banda ancha. Las variables relativas a la apertura están primadas (r' , θ' , φ') y las de campo lejano no (r , θ , φ). El campo radiado puede ser obtenido con una integración de Kirchhoff-Huygen sobre una región $r=b$, $-\alpha_0 < \theta < \alpha_0$ y $0 < \varphi < 2\pi$.

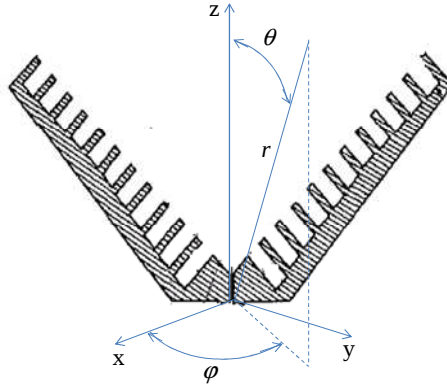


Figura 23. Sistema de coordenadas para la bocina corrugada de banda ancha

La forma de los campos en una bocina cónica con corrugaciones circulares uniformes, asume valores arbitrarios entre $\lambda c/4$ y $\lambda c/2$ en la profundidad de las ranuras. Además, asume que las corrugaciones deben ser delgadas y muy cercanas, para poder imponer la condición de frontera de la impedancia superficial.

La expresión para el patrón de radiación de campo lejano, sujeta a las condiciones de la ecuación (40), está dada por [19], [20]:

$$E = C \frac{e^{-jkR}}{R} (\hat{a}_\theta N_\theta^F \sin \varphi + \hat{a}_\varphi N_\varphi^F \cos \varphi) \quad (62)$$

Las funciones N_θ^F y N_φ^F tienen parte real Fr e imaginaria Fi , que se pueden calcular con:

$$N_\theta^{Fr,Fi} = \int_0^{\alpha_0} \left[(p1 + p2) \left(\frac{\cos u}{\sin u} \right) \mp p3 \left(\frac{\sin u}{\cos u} \right) \right] d\theta' \quad (63)$$

$$N_\varphi^{Fr,Fi} = \int_0^{\alpha_0} \left[(p1 + p2) \left(\frac{\cos u}{\sin u} \right) \mp q3 \left(\frac{\sin u}{\cos u} \right) \right] d\theta' \quad (64)$$

Donde:

$$p1 = F1(\theta')(\cos \theta \cos \theta' + 1)[J_o(u1) - J_2(u1)] \sin \theta' \quad (65)$$

$$p2 = F2(\theta')(\cos \theta + \cos \theta')[J_o(u1) + J_2(u1)] \sin \theta' \quad (66)$$

$$p3 = 2F1(\theta') \sin \theta \sin^2 \theta' J_1(u1) \quad (67)$$

$$q3 = 2F2(\theta') \sin \theta \sin^2 \theta' J_1(u1) \quad (68)$$

$$u = kr_o \cos \theta \cos \theta' \quad u1 = kr_o \sin \theta \sin \theta' \quad (69)$$

$$F_1(\theta) = \left\{ \frac{P_s^1(\cos \theta)}{\sin \theta} + \gamma \frac{dP_s^1(\cos \theta)}{d\theta} \right\} \quad F_2(\theta) = \left\{ \frac{dP_s^1(\cos \theta)}{d\theta} + \gamma \frac{P_s^1(\cos \theta)}{\sin \theta} \right\} \quad (70)$$

Donde el número de onda esférico s se determina con la figura 24, como el entero más cercano correspondiente ángulo medio de apertura α_o de la bocina, en la curva del modo híbrido de propagación HE_{11}

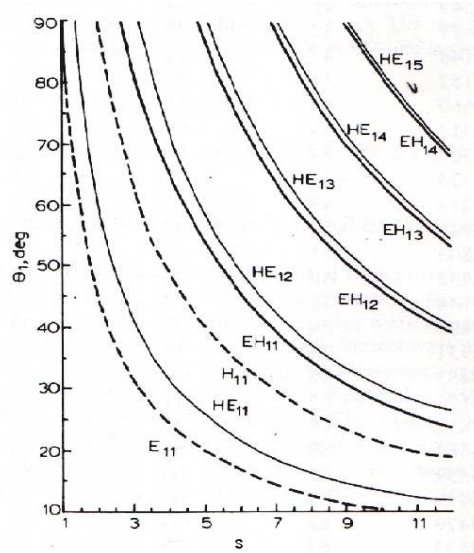


Figura 24. Ángulo medio de apertura de la bocina vs. número de onda esférico [4]

Analizando las propiedades expuestas, tanto de características físicas como de comportamiento electromagnético de las bocinas y los reflectores, se tienen las siguientes consideraciones:

- Las consideraciones de diseño y el procedimiento descrito permiten definir la geometría y dimensiones del reflector.
- La geometría y dimensiones del alimentador se diseñan en función de los requerimientos de diseño y de los parámetros de iluminación del reflector. Es decir, hay un compromiso de diseño que impone se diseñar el alimentador para iluminar un reflector específico.
- Es necesario definir las características geométricas del reflector y del alimentador para poder calcular el comportamiento electromagnético de los mismos, a través de los modelos de predicción estudiados.

CAPÍTULO III

DISEÑO Y ANÁLISIS

3.1 Diseño del Reflector

3.1.1. Consideraciones de Diseño

Para lograr que el diseño sea compatible con las especificaciones del satélite se deben cumplir las siguientes características:

- Frecuencias de operación: sub-banda de recepción 11.7-12.2 GHz, sub-banda de transmisión 14.0-14.5 GHz.
- Diámetro del reflector 1.2m.
- Polarización lineal.
- Ganancia del sistema mayor a 40dB.
- Eficiencia del sistema mayor a 50%.
- Ancho de lóbulo principal menor a 2°.

Adicionalmente, se considera de importancia que el diseño sea de fácil construcción y de bajo costo, de forma tal que su implementación sea factible con los materiales y tecnología disponibles en el país.

Aunque no está explícito en los requerimientos de diseño, se debe tener en cuenta que la reducción de la polarización cruzada procura un mejor funcionamiento del sistema de antena. La radiación por polarización cruzada es un efecto indeseable, que introduce interferencia en la operación de transmisión y recepción, y produce

pérdidas de potencia, por lo tanto, se mantuvo entre las prioridades de diseño del sistema mantener baja la polarización cruzada.

3.1.2. Selección de la geometría del reflector

Se diseñó un reflector tipo offset simple para cumplir los requerimientos del sistema, ya que, ofrece una alta eficiencia teórica; y aunque las tres configuraciones disminuyen el bloqueo en la apertura, en los casos de reflectores duales los costos suelen ser elevados y la estructura mecánica más compleja.

Para el diseño del reflector tipo offset simple, se usaron las ecuaciones de la sección 2.4, donde se explica la caracterización geométrica y se presentan las expresiones necesarias para obtener los parámetros requeridos al definir el sistema reflector.

Para calcular los parámetros requeridos en el diseño del reflector offset simple es necesario conocer, al menos, tres restricciones iniciales, entre los que se encuentran: la longitud del eje menor D , la longitud del eje mayor L , la distancia focal f , la altura del centro de apertura H , la altura de despeje D' , el ángulo α de inclinación del plano de corte. De las anteriores, sólo se conoce que el diámetro del reflector debe ser $D=1,2m$, cuya magnitud es equivalente a la longitud del eje menor del contorno elíptico. Para la estimación inicial de algunos parámetros de diseño no se cuenta con un criterio restrictivo que permita asumir valores iniciales, por lo tanto, se compromete la validez del resto de los cálculos. Tal es el caso de la longitud del eje mayor L del contorno elíptico del reflector, o la altura del centro de apertura H , del cual no se dispone de alguna recomendación típica.

Sin embargo, se tomaron criterios para estimar los valores iniciales de la distancia focal f , y la altura de despeje D' , y de esta forma, calcular los parámetros

restantes, como son, el ángulo de inclinación φ_o , el ángulo medio de iluminación φ_e , el ángulo de alimentación φ_f , y las dimensiones del reflector.

3.1.3. Procedimiento para el diseño del reflector

– Distancia focal

El criterio utilizado para estimar la distancia focal f fue que el reflector debe estar ubicado en la zona de campo lejano del alimentador, de esta forma, se podrá hacer uso de la expresión de radiación de campo lejano del alimentador para la predicción teórica del campo eléctrico del sistema integrado. Por lo tanto, para cumplir con la condición de campo lejano (40), y asumiendo el alimentador dentro de una esfera de radio 10cm , se obtuvo la siguiente distancia:

$$d = 2 \frac{(0.1\text{m})^2}{0.023\text{m}} = 0.869\text{m}$$

Para la selección de este parámetro se debe tener en cuenta que una distancia focal grande, aunque incrementa la eficiencia, implica que la estructura de soporte del alimentador y demás dispositivos sea más compleja. En tal sentido, se seleccionó la distancia focal $f=0.9\text{m}$

– Altura de despeje

El alimentador no debe obstruir el haz de la señal proveniente del satélite, ni el haz de la señal reflejada en el reflector. Por otra parte, las dimensiones del alimentador están sujetas a restricciones, si se toman en cuenta las limitaciones de materiales y tecnología disponibles en el país. Por lo tanto, se asumió una altura de despeje con margen de seguridad, sin conocer las dimensiones exactas del

alimentador, para hacer los cálculos necesarios de los parámetros de diseño del sistema reflector.

Tomando en cuenta que el centro de fase del alimentador debe estar ubicado en el punto focal del paraboloide patrón, y dadas las restricciones de tamaño del alimentador, se seleccionó una altura de despeje $D'=12cm$.

3.1.4. Diseño del reflector

Con los datos y estimaciones iniciales, se procedió a hacer uso de las ecuaciones de la sección 2.4 para calcular los parámetros restantes, que se resumen en la tabla 1.

Tabla 1. Resultados de los parámetros calculados	
Ángulo de inclinación φ_o	40.1°
Ángulo medio de iluminación φ_e	32.4°
Ángulo de alimentación φ_f	43.6°
Relación f/D	0.75
Distancia mínima al punto focal ρ_2	$0.952m$
Distancia máxima al punto focal ρ_1	$1.336m$

En la figura 25 se muestran los parámetros de la geometría del reflector.

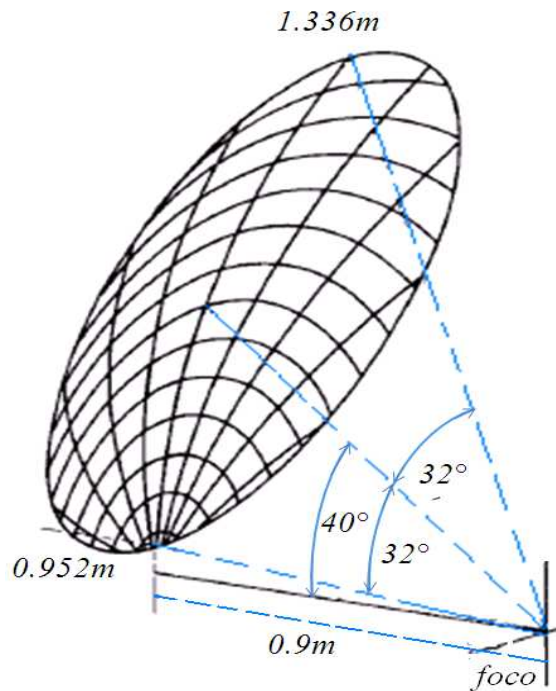


Figura 25. Geometría del reflector.

– Dimensiones del Reflector

Como se estudió anteriormente, el borde del reflector tiene forma elíptica; la longitud de los ejes mayor y menor de la elipse calculan utilizando las ecuaciones de la sección 2.4.5.

Además, se determinaron la máxima profundidad del reflector y la ubicación del punto de máxima profundidad. Los resultados se resumen en la tabla 2.

Tabla 2. Dimensiones del reflector	
Longitud de eje mayor	$1.292m$
Longitud del eje menor	$1.2m$
Punto de máxima profundidad	$-0.037m$
Máxima profundidad	$0.09m$

En la figura 26 se muestran las dimensiones detalladas del reflector.

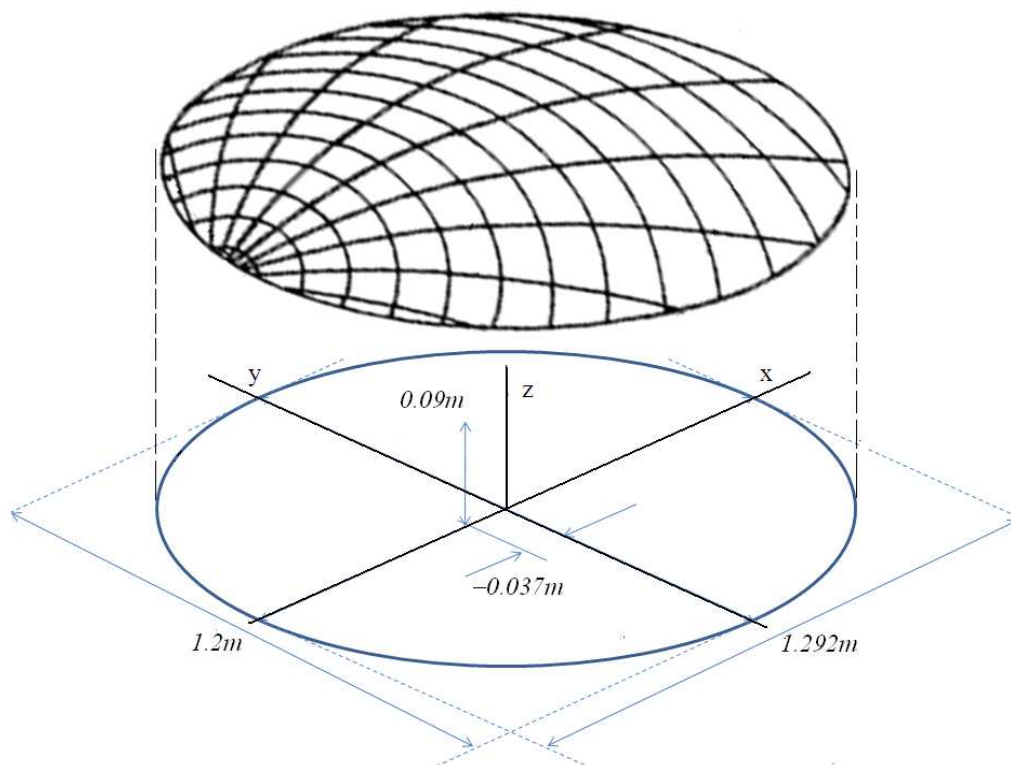


Figura 26. Dimensiones del reflector

3.2 Diseño del alimentador

3.2.1. Consideraciones de Diseño

- Frecuencia de operación: sub-banda de recepción 11.7-12.2 GHz, sub-banda de transmisión 14.0-14.5 GHz.
- Diámetro de apertura menor a 10cm.
- Potencia en los bordes del reflector menor a -12dB.
- Ganancia mayor a 10dB.
- Nivel de lóbulos laterales menor a -20dB.
- Coeficiente de reflexión $|S_{11}|$ menor a 0,15 en las bandas de operación.
- Baja potencia de radiación trasera.

3.2.2. Selección de la geometría del alimentador

El tipo de alimentador diseñado es una bocina corrugada, ya que, según las características de radiación y propagación estudiadas, permite cumplir los requerimientos de operación del sistema, y posee ventajas constructivas que se adaptan a las técnicas y materiales disponibles en el país. Puede ser manufacturado en una sola pieza de metal dependiendo de la técnica que se aplique a la propuesta final.

Se debe tener en cuenta que el sistema debe operar en tanto la sub-banda de recepción como en la de transmisión, por lo tanto, el mismo alimentador debe mantener las características de radiación y propagación apropiadas para cumplir los requerimientos de ganancia en todo el ancho de banda especificado.

Para las bandas de frecuencias de operación impuestas en los requerimientos de diseño, se tomó $f_{min}=11.7GHz$ y $f_{max}=14.5GHz$ que definen el ancho de banda, donde se cumple lo siguiente:

$$\begin{aligned}f_{max} &= 1.24f_{min} \\ f_c &= 13.025 \text{ GHz}\end{aligned}$$

Esta condición se corresponde con la restricción impuesta en la ecuación (55), lo que permite seleccionar la configuración de bocina de banda estrecha para el desarrollo del diseño del alimentador que permita cumplir los requerimientos del sistema. Asimismo, se pudo seguir el procedimiento de diseño de la recomendación estudiada en la sección 2.7 para obtener los parámetros de la geometría de la bocina.

Sin embargo, al revisar la banda de operación, se puede notar que la sub-banda de recepción y la sub-banda de transmisión no son adyacentes, por lo tanto se debe asegurar que las características de radiación se mantengan estables dentro de los requerimientos de operación hasta las frecuencias límites.

Aunque las condiciones impuestas en las ecuaciones (55) y (61) para la selección del tipo de bocina son restrictivas, se optó por aplicar un diseño de prueba de bocina con configuración de banda ancha, y de esta forma, analizar resultados de las dos configuraciones estudiadas.

Todas las bocinas se diseñaron con un diámetro de puerto de entrada de $18mm$ para que fueran compatibles con los puertos circulares WC-75 y C120 de dispositivos comerciales de transmisión y recepción (anexo nº3) correspondientes a la operación en la banda Ku (10GHz – 15GHz)

3.2.3. Procedimiento para el diseño de bocinas de banda estrecha

Además de la consideración de diseño para una potencia de $-12dB$ en los bordes del reflector, se debe asumir un valor de diferencia de fase Δ que mantenga un compromiso entre las dimensiones del diseño y la eficiencia de haz. Si se desea una alta eficiencia de haz, Δ debe ser lo menor posible, lo que implica que la longitud de la bocina se incrementa. Por lo tanto, se seleccionó el valor límite de diferencia de fase recomendado $\Delta=0.2$

De la figura 27, se determinó el valor de abscisa $ka\sin\theta=4$ correspondiente a un nivel de potencia de $-12dB$ en la curva de diferencia de fase seleccionada $\Delta=0.2$.

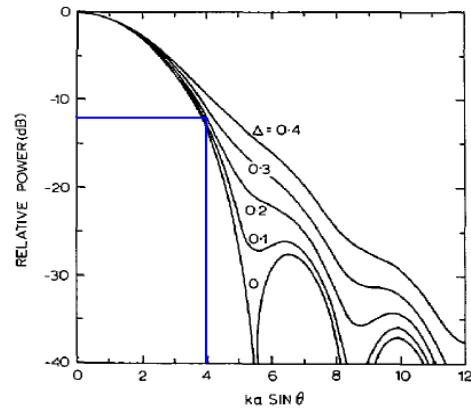


Figura 27. Determinación de la geometría de la bocina de banda estrecha [22]

Conocido el ángulo de iluminación del reflector $\theta = \varphi_e = 32^\circ$, se determinó el radio de apertura a de la bocina corrugada. Finalmente, tomando en cuenta el valor de Δ asumido, se calcularon los parámetros restantes haciendo uso de la ecuación (53). Los resultados obtenidos se muestran a continuación:

Tabla 3. Dimensiones de la bocina de banda estrecha	
Radio de apertura	$a = 1.26\lambda_c = 27.6mm$
Longitud cónica	$b = 3.7\lambda_c = 85.3mm$
Ángulo medio de apertura	$\alpha_0 = 18.9^\circ$

Para la misma configuración geométrica se desarrollaron tres diseños con perfil de corrugaciones tipo exponencial y uno con perfil de corrugaciones tipo polinomio, con distintas características, los resultados se presentan a continuación:

3.2.4. Diseño de las bocinas

– Bocina A

Se desarrolló un diseño de 12 corrugaciones con perfil tipo polinomio de la tabla A.1 (anexo n°1), con espesor de dientes fijo de $1mm$, y espacio de ranura fijo de

3mm; y se usaron las ecuaciones del anexo n°2 para calcular las variaciones de la profundidad de las ranuras entre $\lambda c/2$ y $\lambda c/4$. Al adaptar el perfil de corrugaciones a la geometría el diámetro se ve modificado en $\pm 1mm$. El resultado de este diseño se puede apreciar en la figura 28.

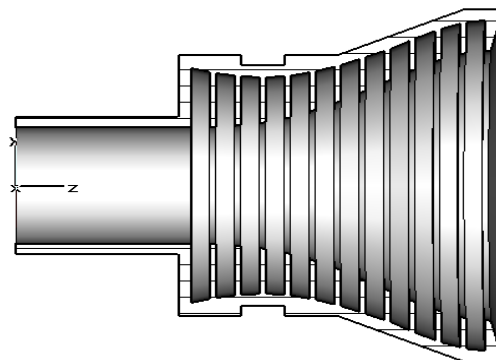


Figura 28. Sección de la Bocina A.

– Bocina B

Se desarrolló un diseño con perfil tipo exponencial de la tabla A.1 (anexo n°1) formado por 11 corrugaciones, con espesor de dientes fijo de 1mm, y aumento exponencial del espacio entre ranuras. Con las ecuaciones del anexo n°2, se calcularon las profundidades de las ranuras entre $\lambda c/2$ y $\lambda c/4$. Al adaptar el perfil de corrugaciones a la geometría, el diámetro aumentó 2mm. El resultado de este diseño se puede apreciar en la figura 29.

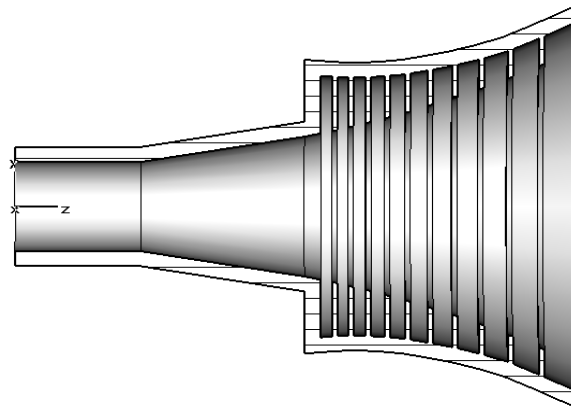


Figura 29. Sección de la Bocina B.

– Bocina C

Otro diseño desarrollado fue de 10 corrugaciones, con espacio entre ranuras fijo de $1mm$, y disminución exponencial del espesor de los dientes. Con las ecuaciones (anexo nº2), se calcularon las profundidades de las ranuras entre $\lambda c/2$ y $\lambda c/4$. Al adaptar el perfil de corrugaciones a la geometría, el diámetro aumentó $1mm$. El resultado de este diseño se puede apreciar en la figura 30.

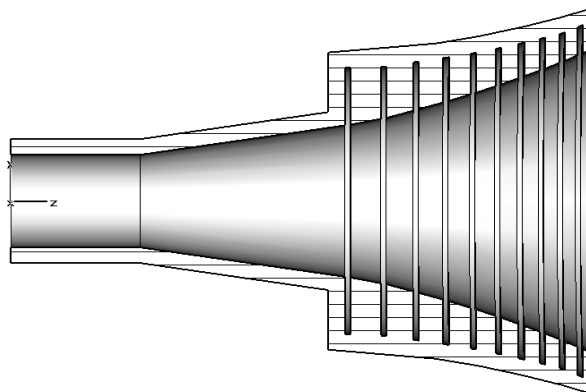


Figura 30. Sección de la Bocina C.

– Bocina D

Se desarrolló un diseño de 10 corrugaciones, con aumento exponencial del espacio entre ranuras y disminución exponencial del espesor de dientes. Se calcularon las profundidades de las ranuras entre $\lambda c/2$ y $\lambda c/4$ (anexo n°2). Al adaptar el perfil de corrugaciones a la geometría, el diámetro aumentó 1mm. El resultado de este diseño se puede apreciar en la figura 31.

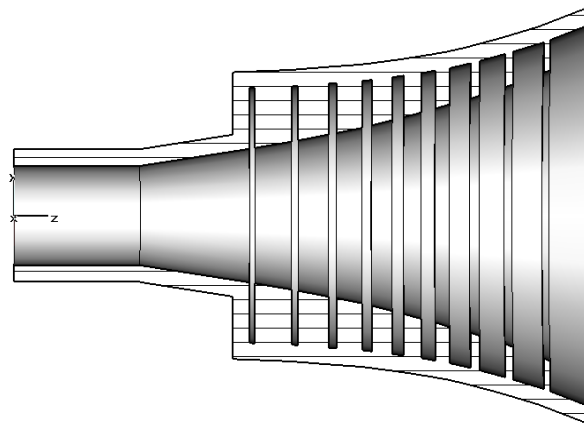


Figura 31. Sección de la Bocina D.

3.2.5. Procedimiento para el diseño de bocinas de banda ancha

Según la recomendación de diseño estudiada, se debe estimar un valor de diferencia de fase Δ , para luego determinar los parámetros de la bocina con los patrones de radiación normalizados para bocinas de banda ancha. Se seleccionó el mínimo valor recomendado para la diferencia de fase de bocinas de banda ancha $\Delta=0.75$; esto con la finalidad de lograr un diseño de dimensiones reducidas sin que desmejore el rendimiento esperado. Una diferencia de fase mayor permite obtener una mayor eficiencia de haz pero implica un considerable aumento de las dimensiones de la bocina.

De la figura 32, se determinó el valor de abscisa $\theta/\alpha_0=0.8$ correspondiente a un nivel de potencia de $-12dB$ en la curva de diferencia de fase seleccionada $\Delta=0.75$.

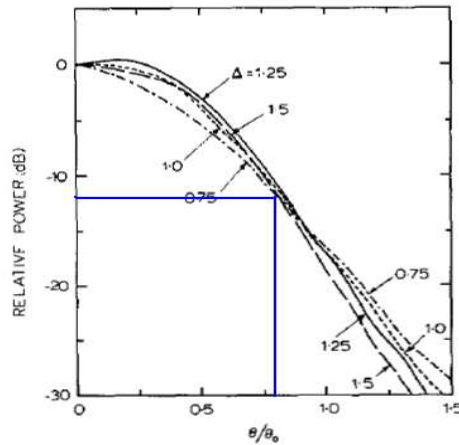


Figura 32. Determinación de la geometría de la bocina de banda ancha [22]

Luego, conociendo el ángulo de iluminación del reflector $\theta=\varphi e=32^\circ$, se determinó el ángulo medio de apertura α_0 de la bocina escalar. Finalmente, tomando en cuenta el valor de Δ asumido, se calcularon los parámetros restantes haciendo uso de la ecuación (53). Los resultados obtenidos se muestran a continuación:

Tabla 4. Dimensiones de la bocina de banda ancha	
Radio de apertura	$a=1.95\lambda_c=44.8mm$
Longitud cónica	$b=2.9\lambda_c=66.8mm$
Ángulo medio de apertura	$\alpha_0=41.2^\circ$

Sin embargo, se puede apreciar en la figura 32, que los patrones de radiación entre $-10dB$ y $-15dB$ coinciden o están muy cerca, para todos los valores de diferencia de fase Δ . El error de apreciación al buscar el punto de potencia relativa deseada produce errores despreciables en los parámetros obtenidos.

– Bocina E

Se desarrolló un diseño de 12 corrugaciones, para el cual se seleccionó el perfil tipo exponencial de la tabla A.1 (anexo nº1), con variación de la profundidad de las ranuras entre $\lambda c/2$ y $\lambda c/4$ (anexo nº2), y se dejaron fijos el espesor de los dientes de 1mm y el espacio de ranura de 3mm , sin región de transición. El resultado de este diseño se puede apreciar en la figura 33.

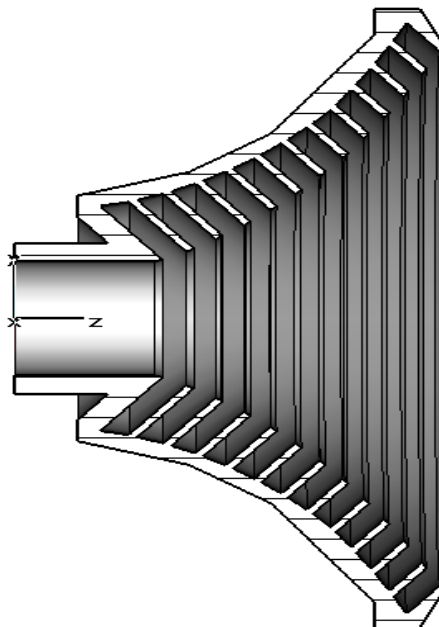


Figura 33. Sección de la Bocina E.

Una vez, desarrollados los diseños de bocinas presentados, se procedió a analizar las características de radiación de cada una de ellas.

3.3 Análisis del alimentador

El procedimiento de análisis consistió en detallar las características relevantes de los resultados obtenidos para cada bocina diseñada. Las bocinas se

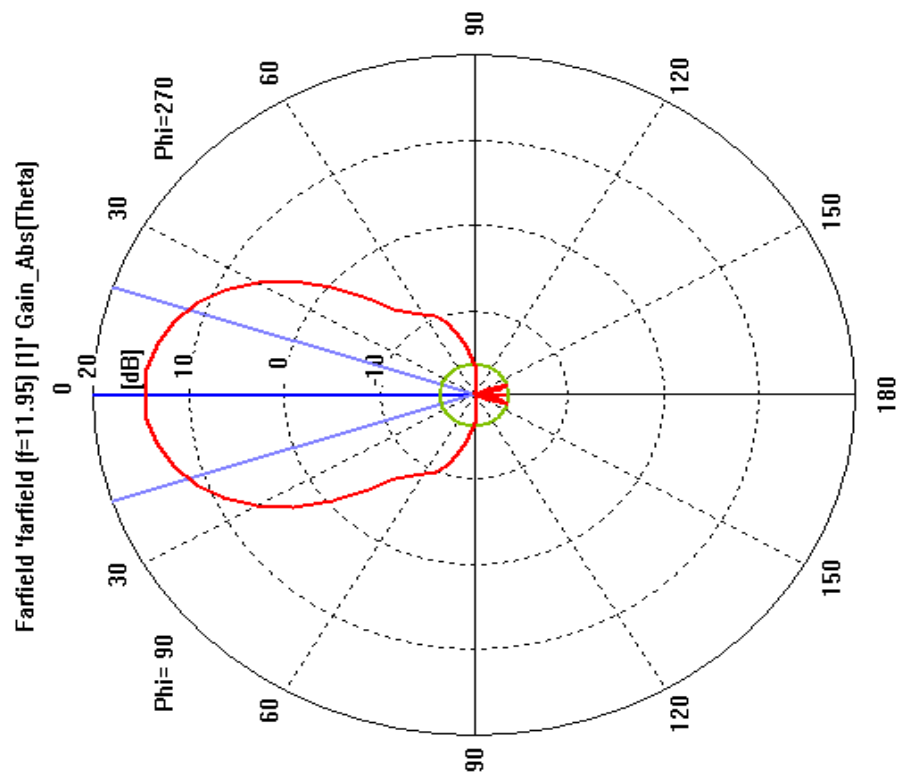
diseñaron para cumplir los requerimientos de diseño, pero es necesario comparar el desempeño de cada una, por lo que se tomaron en cuenta los siguientes aspectos: patrón de radiación en las sub-bandas de recepción y de transmisión, coeficiente de reflexión $|S_{11}|$ en el ancho de banda de operación, ganancia absoluta en el ancho de banda de operación. Se procedió a analizar las características de cada bocina descrita en la sección anterior. Se presentan todas las gráficas y se resaltan las características de cada aspecto.

Es necesario que la bocina ilumine los bordes del reflector con -12dB de potencia relativa, es decir, en un ángulo $\theta=32^\circ$ que corresponde al ángulo medio de iluminación del borde del reflector según los requerimientos de diseño.

– Bocina A

En la gráfica 1, se observa que el patrón de radiación es uniforme en la sub-banda de recepción. Presenta una relación front-to-back $G_{F/B}$ de 31.0 dB. No presenta lóbulos laterales, pero presenta lóbulos posteriores.

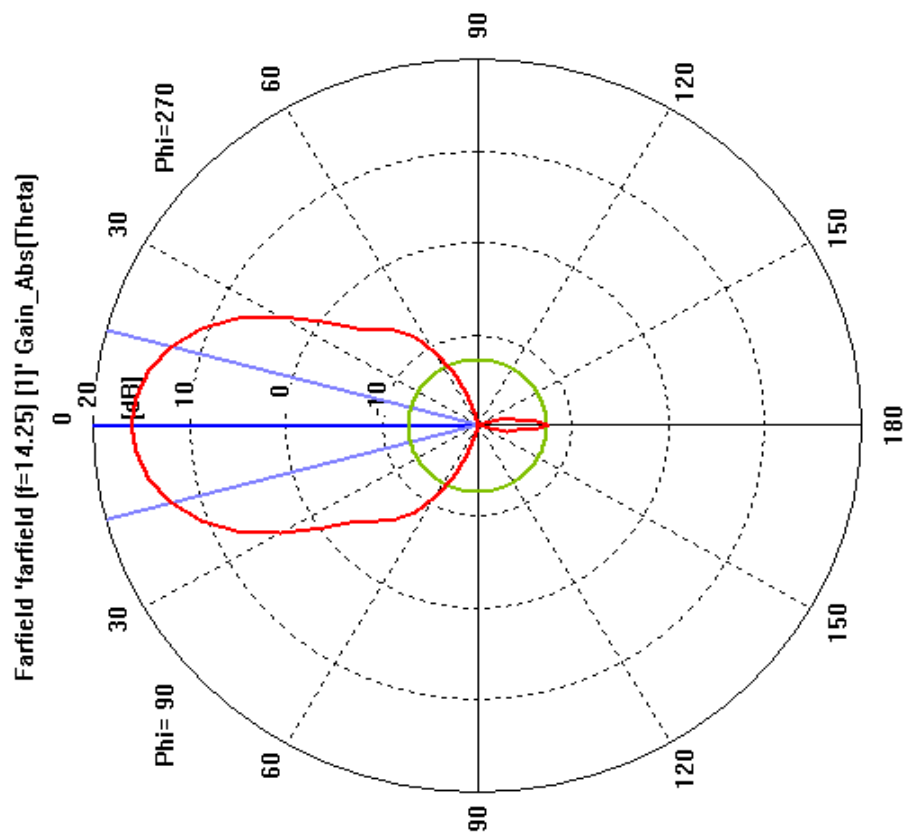
Asimismo, en la gráfica 2 se observa que en la sub-banda de transmisión el patrón de radiación presenta una relación front-to-back $G_{F/B}$ de 28.7 dB. No presenta lóbulos laterales, pero presenta lóbulos posteriores.



Frequency = 11.95
 Main lobe magnitude = 14.8 dB
 Main lobe direction = 0.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 36.6 deg.
 Side lobe level = -31.0 dB

Gráfica 1. Patrón de radiación polar Bocina A (recepción)

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

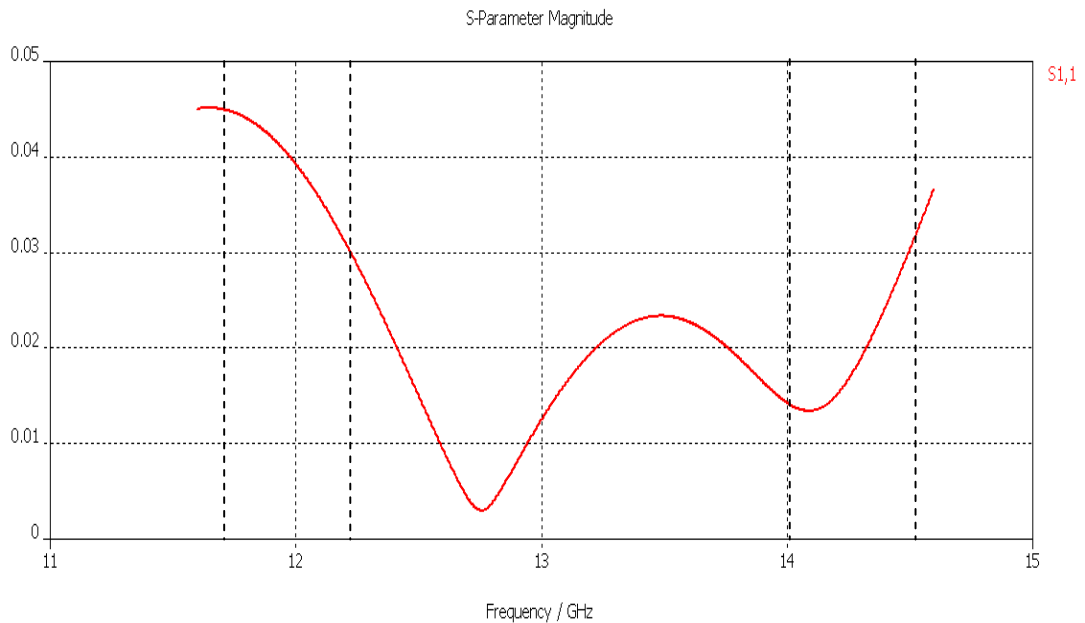


Frequency = 14.25
 Main lobe magnitude = 16.1 dB
 Main lobe direction = 0.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 30.2 deg.
 Side lobe level = -28.7 dB

Gráfica 2. Patrón de radiación polar Bocina A (transmisión)

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

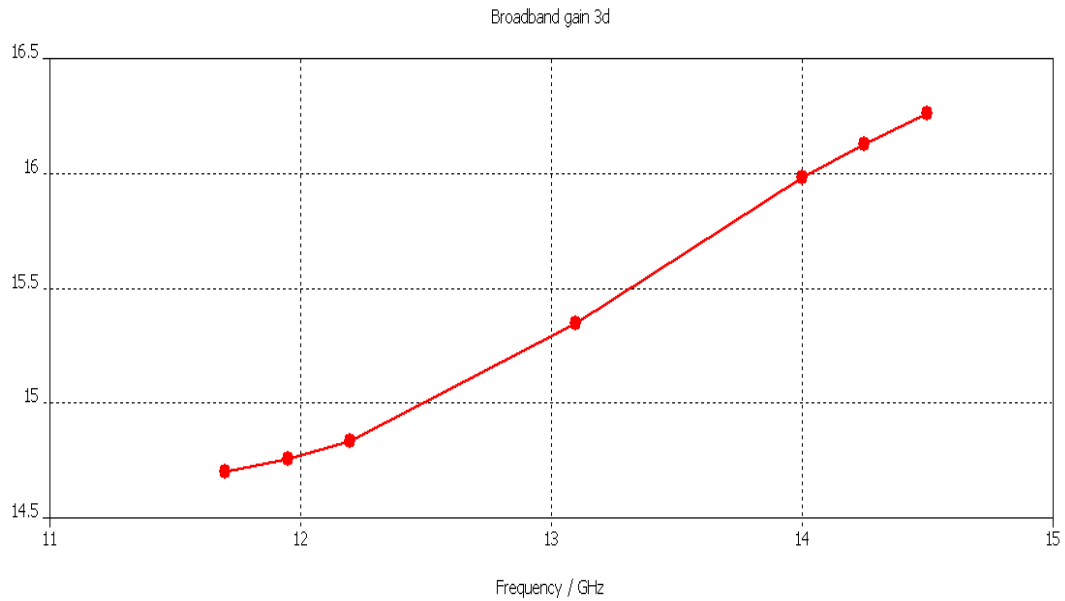
Por otra parte, de la gráfica 3 se extrae que los valores del $|S_{11}|$ están por debajo de 0.15 para todo el ancho de banda de operación, con un valor promedio en la sub-banda de recepción de 0.038 ± 0.007 , y un valor promedio en la sub-banda de transmisión de 0.022 ± 0.08 .



Gráfica 3. Coeficiente de reflexión $|S_{11}|$ Bocina A

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

En cuanto a la ganancia de la bocina A, se extrae de la gráfica 4 que la ganancia promedio en toda la banda es de $15.5 \pm 0.8\text{dB}$.



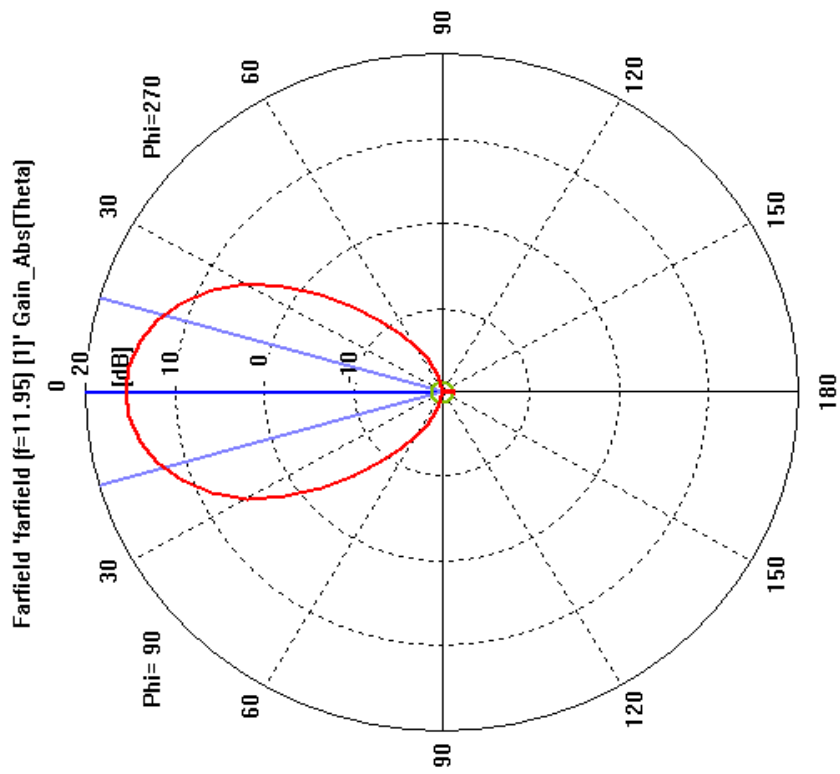
Gráfica 4. Ganancia Bocina A

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

– Bocina B

En la gráfica 5, se observa que el patrón de radiación es uniforme en la sub-banda de recepción. Presenta una relación front-to-back $G_{F/B}$ de 34.2 dB. No presenta lóbulos secundarios y los lóbulos posteriores son despreciables.

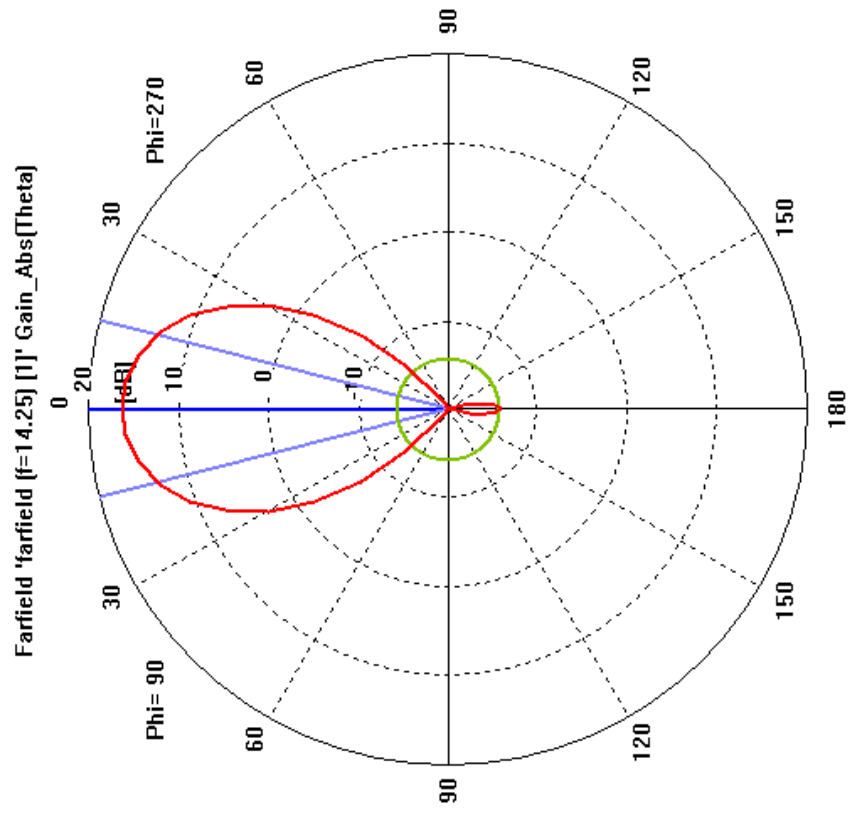
Asimismo, en la gráfica 6 se observa que en la sub-banda de transmisión el patrón de radiación presenta una relación front-to-back $G_{F/B}$ de 30.5 dB. No presenta lóbulos laterales. Presenta un lóbulo posterior.



Frequency = 11.95
 Main lobe magnitude = 15.6 dB
 Main lobe direction = 0.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 32.5 deg.
 Side lobe level = -34.2 dB

Gráfica 5. Patrón de radiación polar Bocina B (recepción)

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

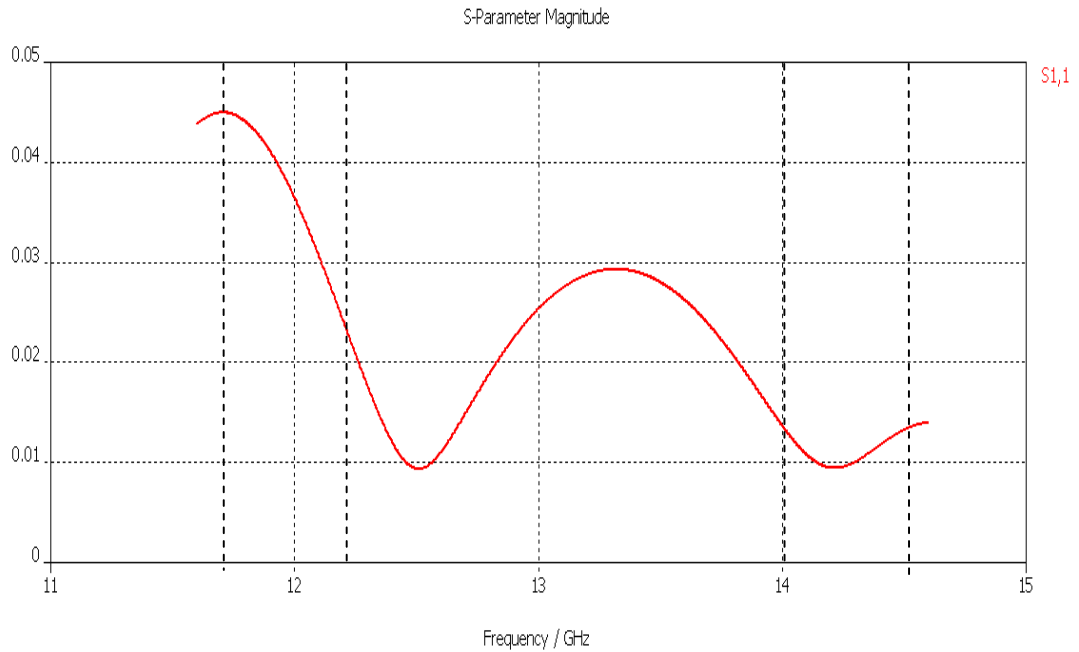


Frequency = 14.25
 Main lobe magnitude = 16.4 dB
 Main lobe direction = 0.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 28.9 deg.
 Side lobe level = -30.5 dB

Gráfica 6. Patrón de radiación polar Bocina B (transmisión)

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

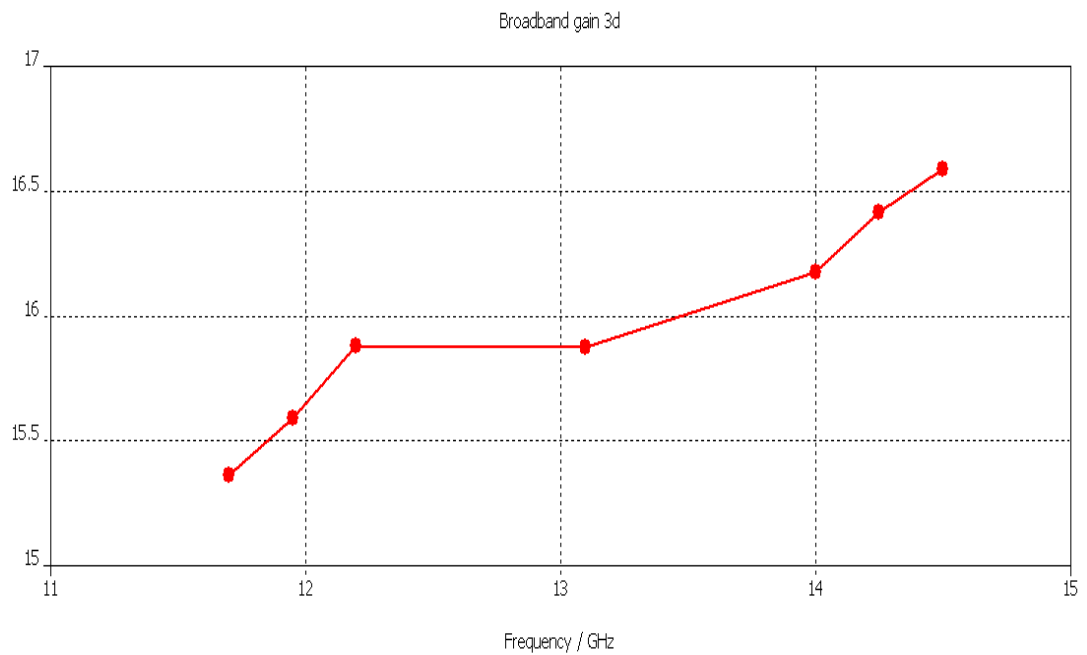
Por otra parte, de la gráfica 7 se extrae que los valores del $|S_{11}|$ están por debajo de 0.15 para todo el ancho de banda de operación, con un valor promedio en la sub-banda de recepción de 0.035 ± 0.01 , y un valor promedio en la sub-banda de transmisión de 0.012 ± 0.002 .



Gráfica 7. Coeficiente de reflexión $|S_{11}|$ Bocina B

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

En cuanto a la ganancia de bocina B, se extrae de la gráfica 8 que la ganancia promedio en toda la banda es de 16.0 ± 0.6 dB.



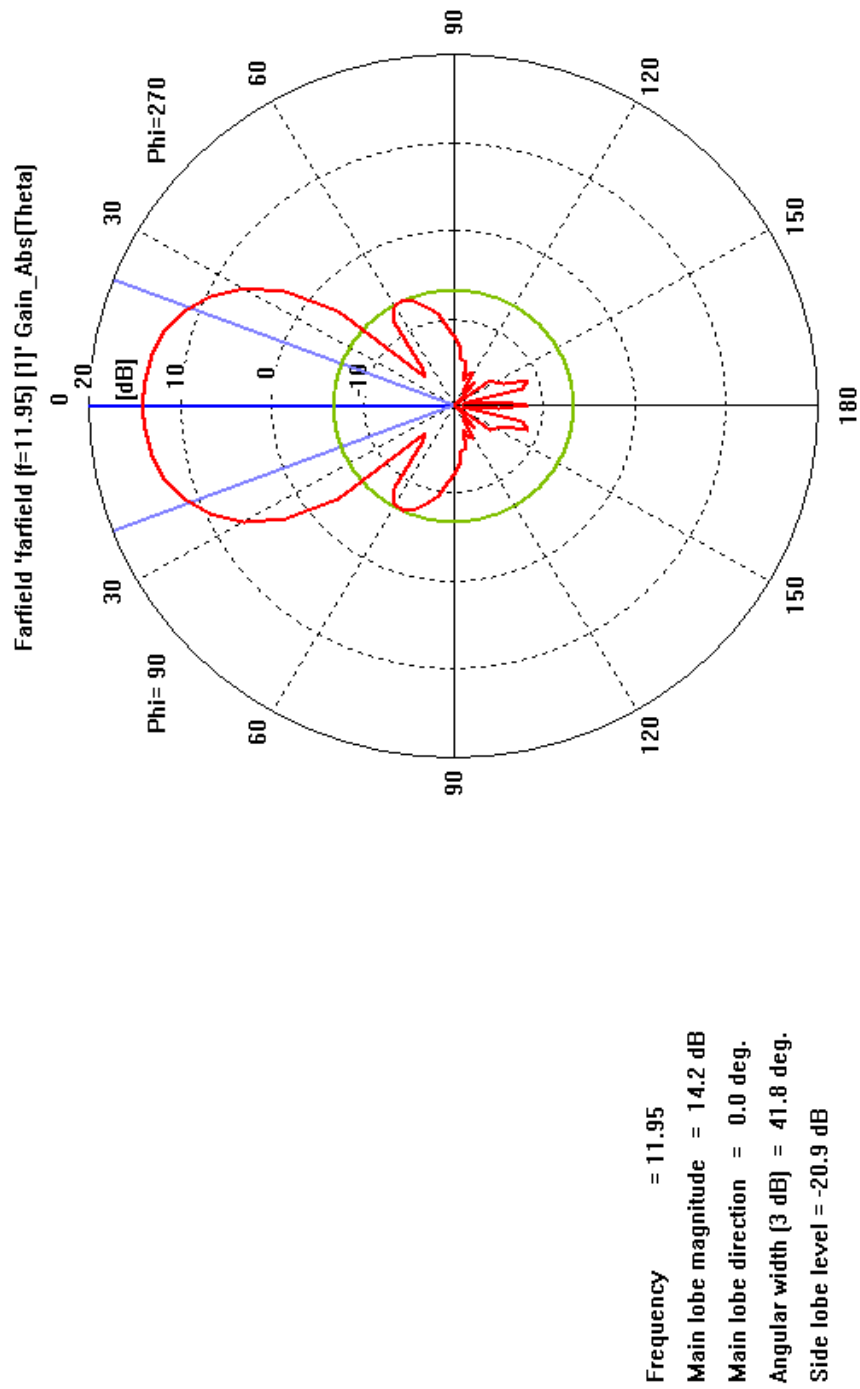
Gráfica 8. Ganancia Bocina B

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

– Bocina C

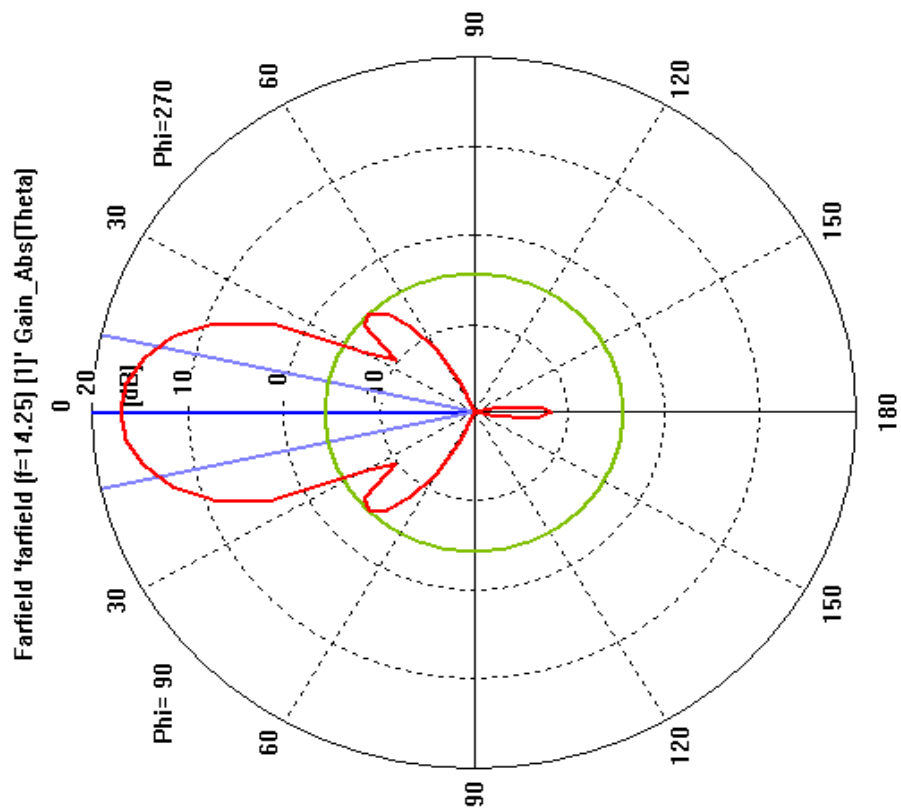
En la gráfica 9, se observa que el patrón de radiación no es uniforme en la sub-banda de recepción. Presenta una relación front-to-back $G_{F/B}$ de 22.2 dB. Presenta lóbulos secundarios de -20.9 dB y lóbulos posteriores.

Asimismo, en la gráfica 10 se observa que en la sub-banda de transmisión el patrón de radiación presenta una relación front-to-back $G_{F/B}$ de 25.1 dB. Presenta lóbulos laterales de -21.3 dB y lóbulos posteriores.



Gráfica 9. Patrón de radiación polar Bocina C (recepción)

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

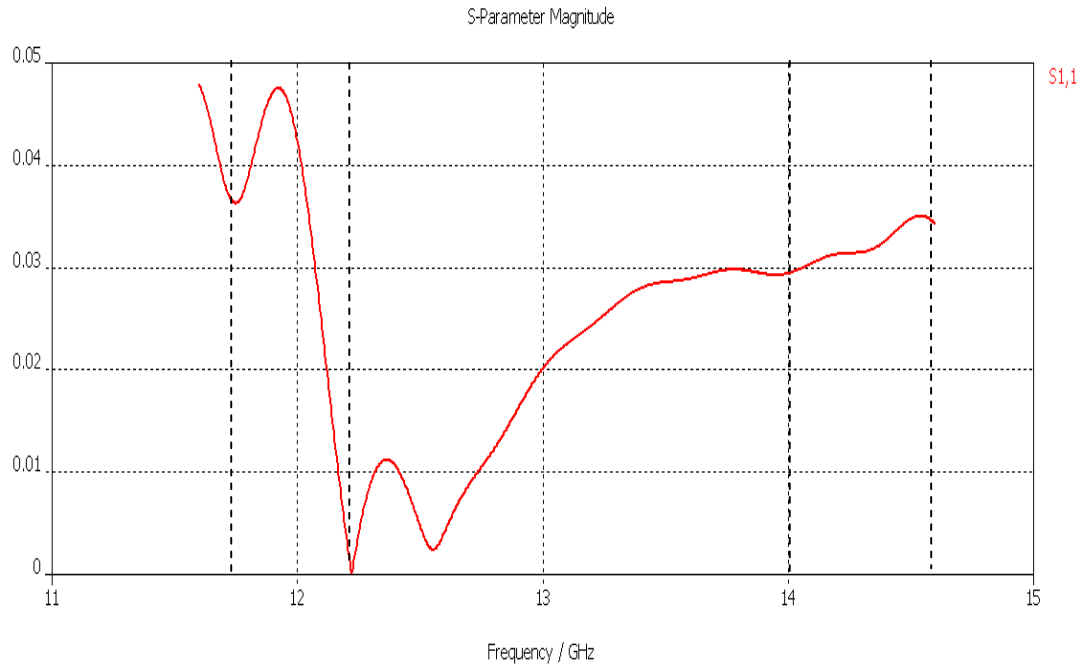


Frequency = 14.25
 Main lobe magnitude = 17.1 dB
 Main lobe direction = 0.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 24.9 deg.
 Side lobe level = -21.3 dB

Gráfica 10. Patrón de radiación polar Bocina C (transmisión)

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

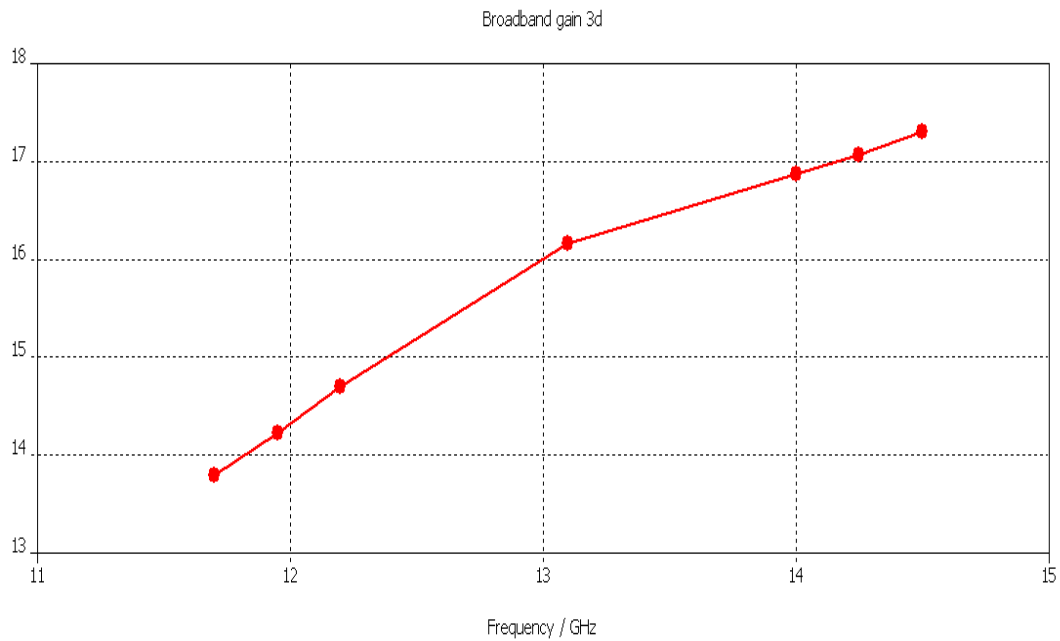
Por otra parte, de la gráfica 11 se extrae que los valores del $|S_{11}|$ están por debajo de 0.15 para todo el ancho de banda de operación, con un valor promedio en la sub-banda de recepción de 0.024 ± 0.024 , y un valor promedio en la sub-banda de transmisión de 0.032 ± 0.002 .



Gráfica 11. Coeficiente de reflexión $|S_{11}|$ Bocina C

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

En cuanto a la ganancia de la bocina C, se extrae de la gráfica 12 que la ganancia promedio en toda la banda es de $15.5 \pm 1.6\text{dB}$.



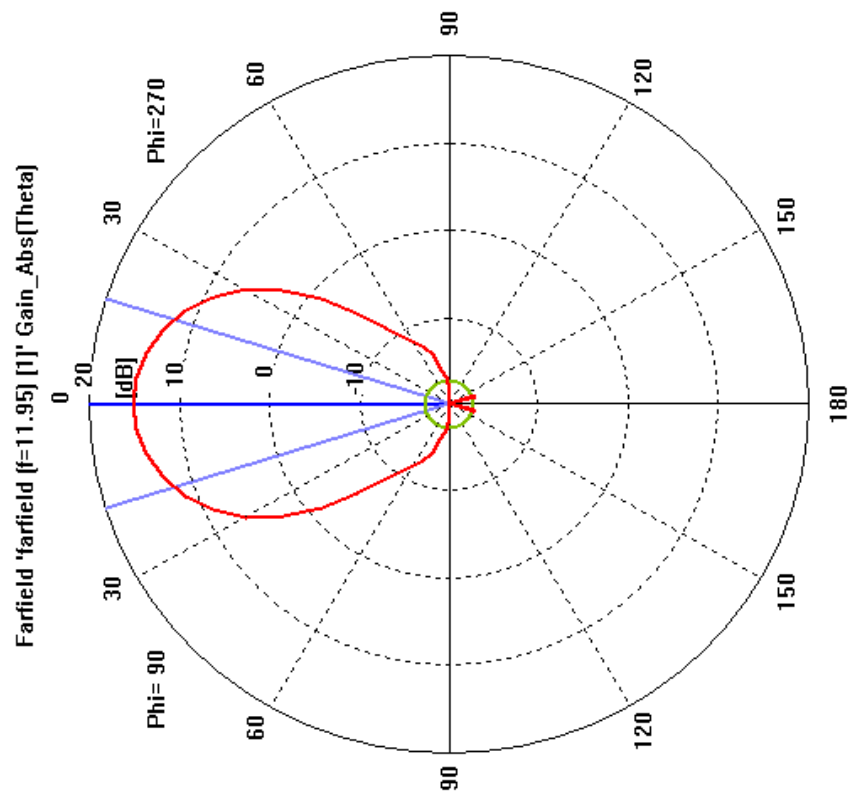
Gráfica 12. Ganancia Bocina C

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

– Bocina D

En la gráfica 13, se observa que el patrón de radiación es uniforme en la sub-banda de recepción. Presenta una relación front-to-back $G_{F/B}$ de 32.3 dB. No presenta lóbulos laterales y los lóbulos posteriores son despreciables

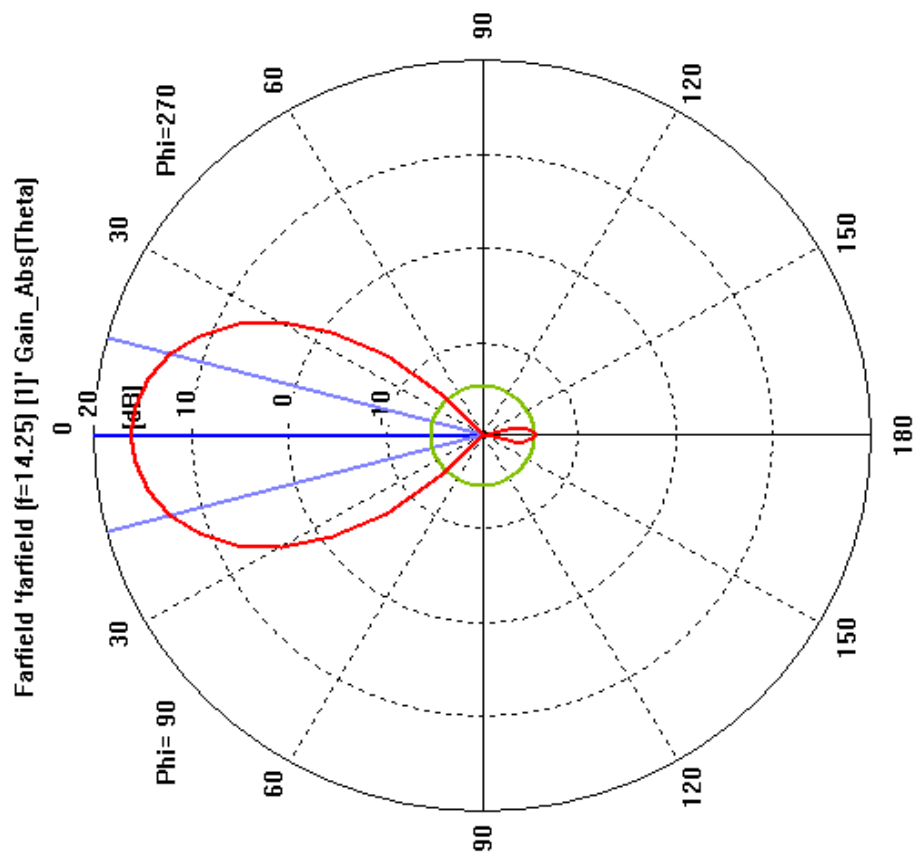
Asimismo, en la gráfica 14 se observa que en la sub-banda de transmisión el patrón de radiación presenta una relación front-to-back $G_{F/B}$ de 30.8 dB. No presenta lóbulos laterales, pero presenta un lóbulo posterior.



Frequency = 11.95
 Main lobe magnitude = 15.2 dB
 Main lobe direction = 0.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 35.0 deg.
 Side lobe level = -32.3 dB

Gráfica 13. Patrón de radiación polar Bocina D (recepción)

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

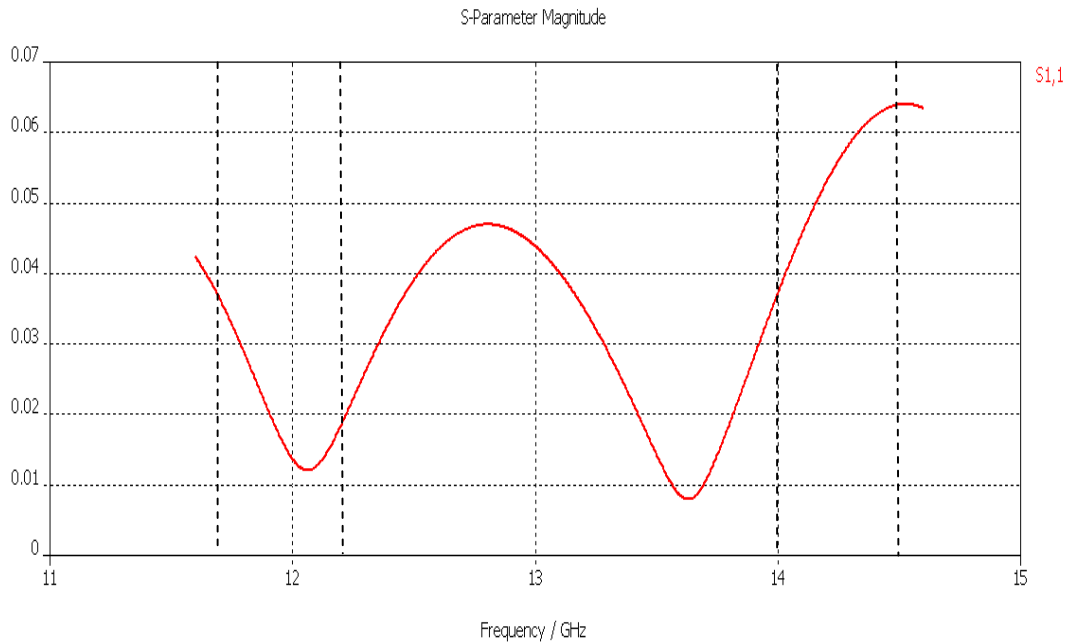


Frequency = 14.25
 Main lobe magnitude = 16.3 dB
 Main lobe direction = 0.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 30.3 deg.
 Side lobe level = -30.8 dB

Gráfica 14. Patrón de radiación polar Bocina D (transmisión)

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

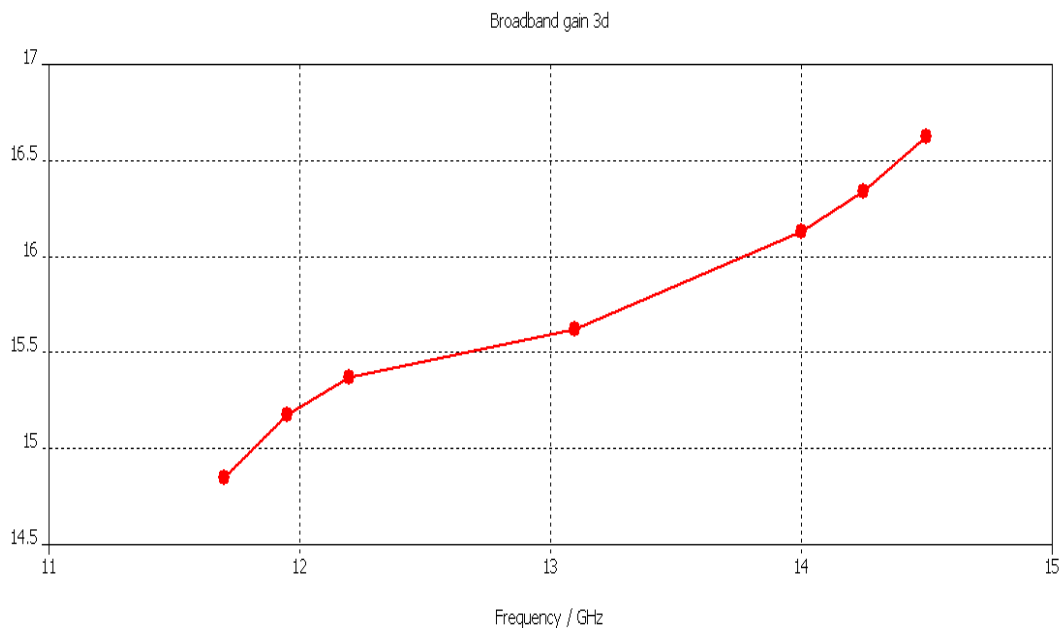
Por otra parte, de la gráfica 15 se extrae que los valores del $|S_{11}|$ están por debajo de 0.15 para todo el ancho de banda de operación, con un valor promedio en la sub-banda de recepción de 0.026 ± 0.015 , y un valor promedio en la sub-banda de transmisión de 0.052 ± 0.012 .



Gráfica 15. Coeficiente de reflexión $|S_{11}|$ Bocina D

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

En cuanto a la ganancia de la bocina D, se extrae de la gráfica 16 que la ganancia promedio en toda la banda es de $15.8 \pm 1\text{dB}$



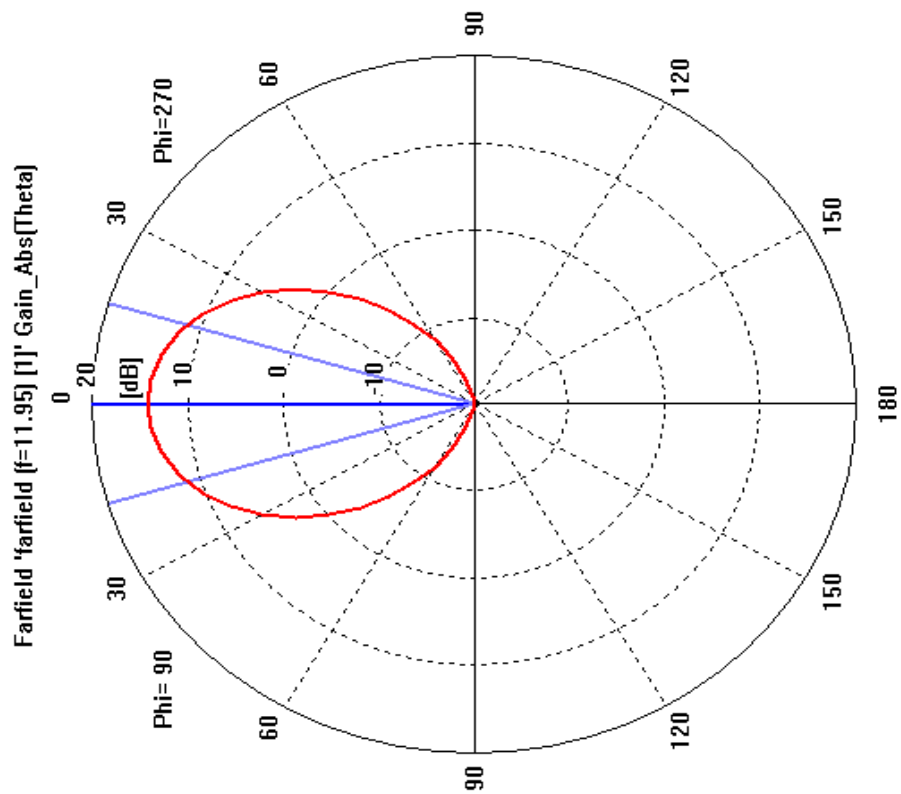
Gráfica 16. Ganancia Bocina D

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

– Bocina E

En la gráfica 17, se observa que el patrón de radiación es uniforme en la sub-banda de recepción. Presenta una relación front-to-back $G_{F/B}$ de 34.4 dB. No presenta lóbulos laterales y los lóbulos posteriores son despreciables.

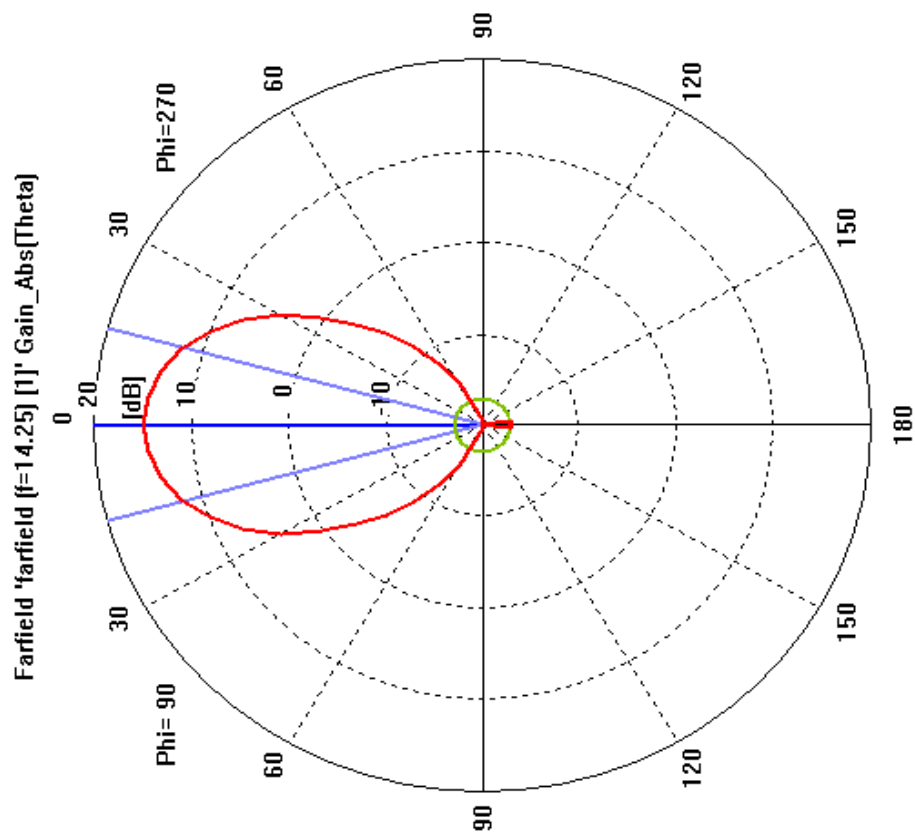
Asimismo, en la gráfica 18 se observa que en la sub-banda de transmisión el patrón de radiación presenta una relación front-to-back $G_{F/B}$ de 32.0 dB y es uniforme. Al igual que en la recepción, no presenta lóbulos laterales y los lóbulos posteriores son despreciables.



Frequency = 11.95
 Main lobe magnitude = 14.4 dB
 Main lobe direction = 0.0 deg.
 Angular width [3 dB] = 33.6 deg.
 Side lobe level = -34.4 dB

Gráfica 17. Patrón de radiación polar Bocina E (recepción)

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

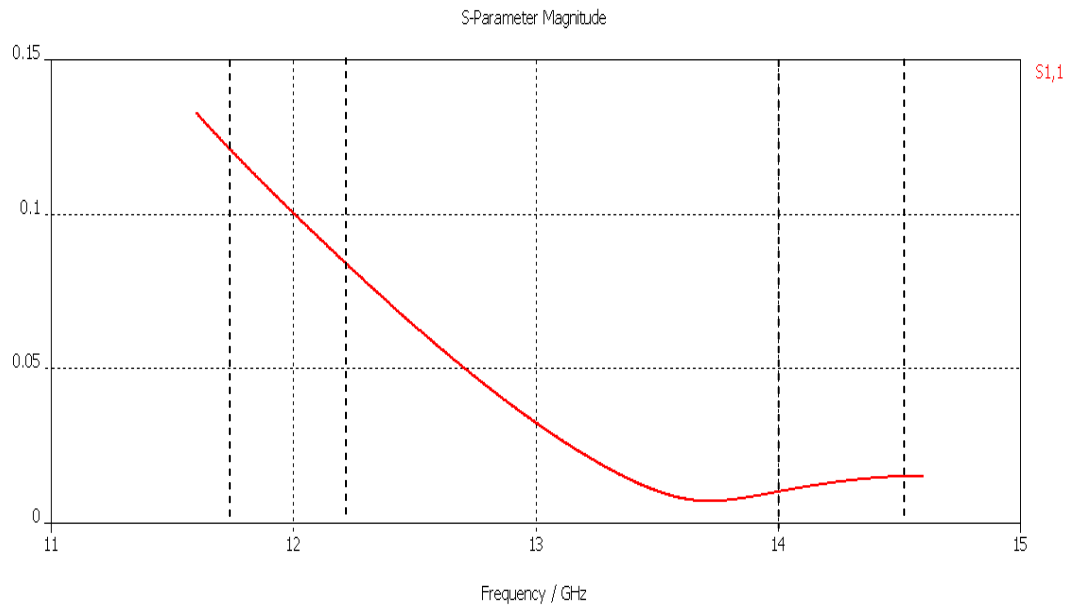


Frequency = 14.25
 Main lobe magnitude = 15.0 dB
 Main lobe direction = 0.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 30.6 deg.
 Side lobe level = -32.0 dB

Gráfica 18. Patrón de radiación polar Bocina E (transmisión)

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

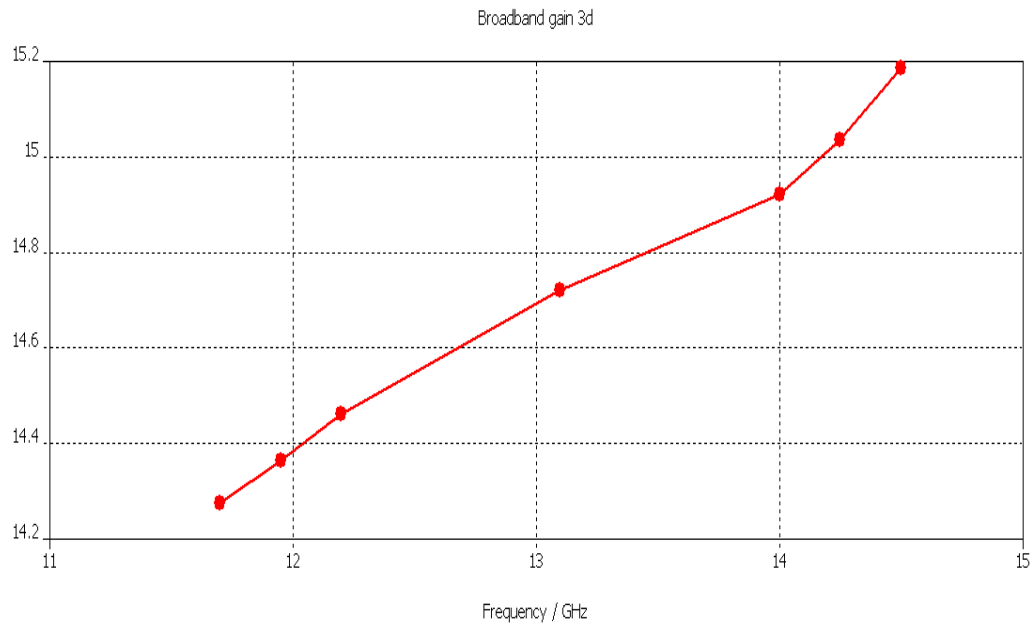
Por otra parte, de la gráfica 19 se extrae que los valores del $|S_{11}|$ están por debajo de 0.15 para todo el ancho de banda de operación, con un valor promedio en la sub-banda de recepción de 0.11 ± 0.03 , y un valor promedio en la sub-banda de transmisión de 0.01 ± 0.001 .



Gráfica 19. Coeficiente de reflexión $|S_{11}|$ Bocina E

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

En cuanto a la ganancia de la bocina E, se extrae de la gráfica 20 que la ganancia promedio en las bandas de frecuencias de interés es de $14.7 \pm 0.5\text{dB}$



Gráfica 20. Ganancia Bocina E

Extraído de: CST MICROWAVE STUDIO SUITE™ 2006

3.3.1. Pre-selección

Los diseños desarrollados fueron calculados para cumplir los requerimientos de potencia en los bordes del reflector y de dimensiones del alimentador. Además, se seleccionaron algunos perfiles de corrugación para apreciar el efecto en la presencia de lóbulos laterales y en la uniformidad del patrón de radiación.

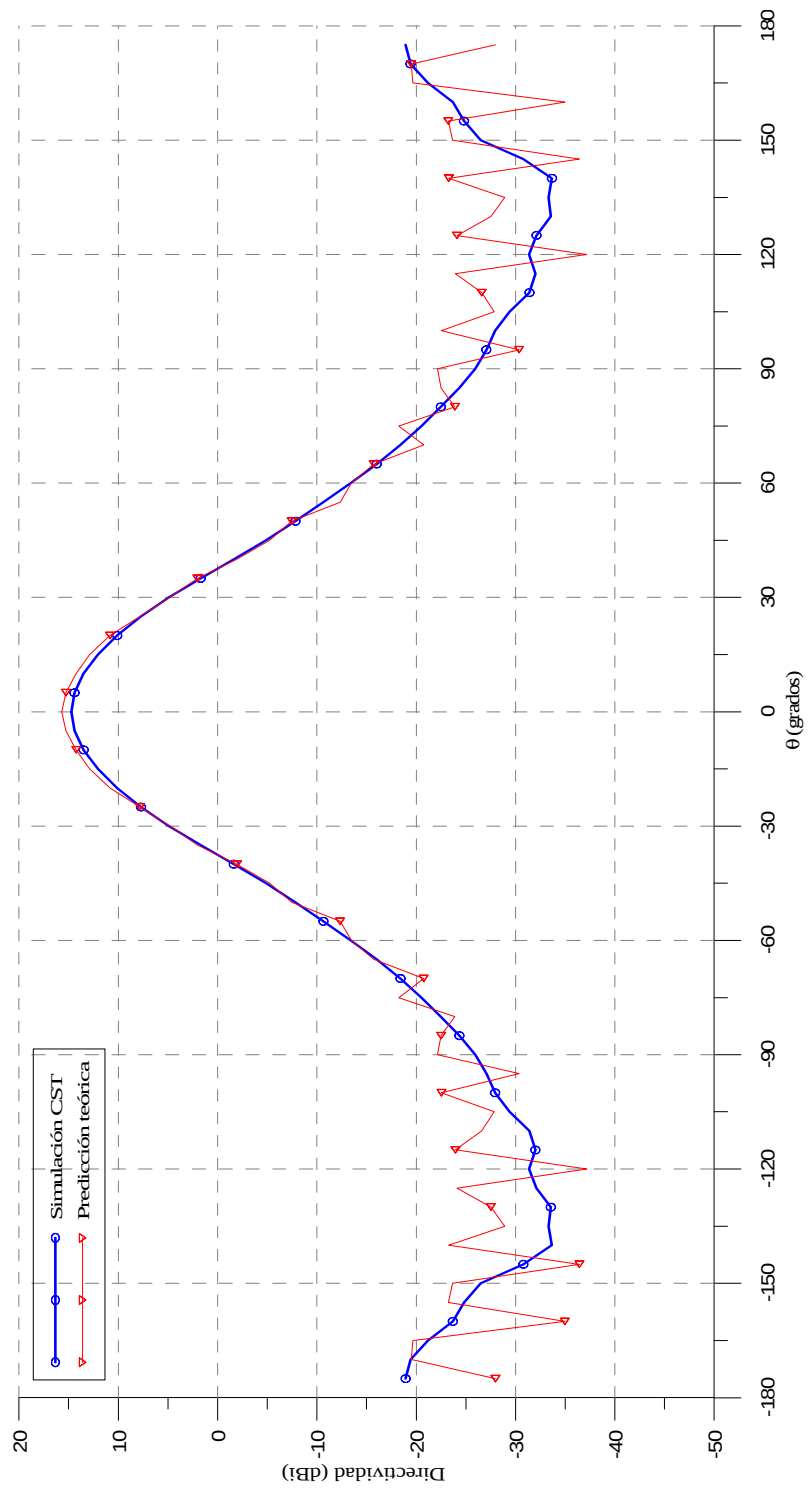
Todas las bocinas cumplieron los requerimientos de ganancia y de $|S_{11}|$. La bocina C presentó los mayores niveles de lóbulos laterales, y sus patrones de radiación son los menos uniformes entre todas las bocinas estudiadas. La bocina A no cumple los requerimientos de iluminación del reflector, y sus patrones de radiación en las sub-bandas no son uniformes, como en los casos de las bocinas B, D y E. Los patrones de radiación de las bocinas B, D y E son uniformes, sin lóbulos laterales y con lóbulos posteriores despreciable. Las bocinas B y E, presentaron comportamientos similares en todos los aspectos estudiados: ganancia, el $|S_{11}|$, la

forma del patrón de radiación y relación $G_{F/B}$. Sin embargo, la bocina D presentó una dificultad desde el punto de vista de la manufactura, ya que, la variación del espesor de los dientes y del espacio entre ranuras requiere una técnica de construcción más compleja. De esta forma, el proceso de pre-selección permitió optar por las características que presentaron las bocinas B y E para la siguiente fase de análisis.

Es necesario validar el modelo de predicción teórica para el patrón de radiación de bocinas seleccionado, para corroborar que el diseño cumple con el modelo de predicción utilizado. Por esta razón, es relevante comparar el patrón de radiación obtenido de la simulación del diseño, con el patrón de radiación obtenido del modelo de predicción teórica implementado para describir al correspondiente diseño de bocina. Además, la predicción teórica del sistema alimentador-reflector requiere la información del patrón de radiación del alimentador.

– Validación de la predicción teórica de la Bocina B

La bocina B pre-seleccionada se desarrolló con un procedimiento de diseño para bocinas de banda estrecha, y sus características geométricas fueron obtenidas en la sección 0. Asimismo, en la sección 2.6.1 se describió el modelo de predicción teórica para el patrón de radiación de bocinas de banda estrecha. Se procedió a comparar el patrón de radiación obtenido de la simulación en CST Microwave Studio de la bocina B, con el patrón de radiación obtenido del modelo de predicción teórica. La gráfica 21 muestra la comparación de los dos patrones:



Gráfica 21. Comparación de patrones de radiación, bocina B

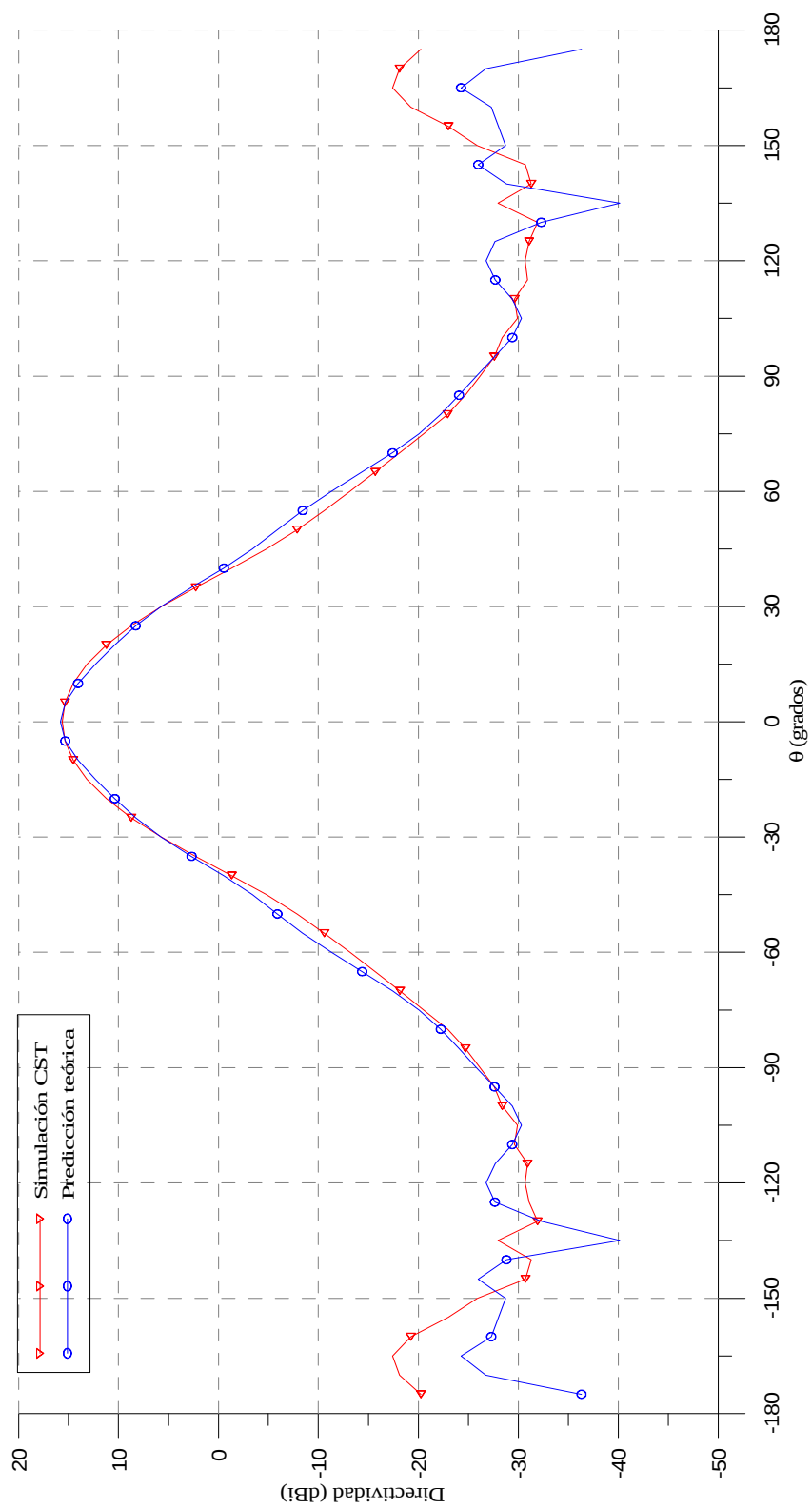
Se puede observar de la gráfica anterior, que existe una alta correspondencia entre los dos patrones, al menos, en un ancho de haz de 120° . La radiación lateral en el modelo de predicción teórica es oscilante, pero evidencia la tendencia a disminuir su nivel de potencia relativa en forma monótona y similar al patrón obtenido de la simulación. Para efectos comparativos, los resultados son consistentes entre sí.

Cabe destacar que en el modelo de predicción teórica implementado en esta parte, sólo se toma en cuenta las siguientes características geométricas de la bocina de banda estrecha: radio de apertura a , la longitud cónica b y el ángulo medio de apertura α_0 . Además, asume que la profundidad de las ranuras debe estar entre $\lambda c/4$ y $\lambda c/2$, y que las ranuras deben estar cercanas entre sí. Estas condiciones se cumplen en el diseño de la bocina B.

El límite para truncar la sumatoria de las contribuciones de modos esféricos de la ecuación (56), está recomendado en $N > kb$, lo que quiere decir, para el caso de la bocina B seleccionada, que $N > 19$. Sin embargo, a partir de $N=14$ contribuciones es suficiente para evidenciar la tendencia.

– Validación de la predicción teórica de la Bocina E

La bocina E pre-seleccionada se desarrolló con un procedimiento para bocinas de banda ancha, y sus características geométricas fueron obtenidas en la sección 3.2.5. Por otra parte, en la sección 2.7.1 se describió el modelo de predicción teórica para el patrón de radiación de bocinas de banda ancha. Análogamente al procedimiento de la bocina B, se compararon los patrones de radiación obtenidos. La gráfica 22 muestra la comparación de los dos patrones:



Gráfica 22. Comparación de patrones de radiación, bocina E

Se puede observar en la gráfica anterior, que la correspondencia entre los dos patrones es alta en un ancho de haz de 120° . La predicción de los lóbulos laterales no es precisa, sin embargo, la comparación permite validar el uso del modelo teórico para el cálculo de las características de radiación del sistema reflector-alimentador. Para efectos comparativos, los resultados son consistentes entre sí.

En el modelo de predicción teórica implementado para este tipo de bocinas, se toma en cuenta las mismas características geométricas indicadas en el modelo anterior, y se asumen las mismas condiciones, que se cumplen en el diseño de la bocina E.

3.3.2. Selección

La fase de selección final permitió escoger una de las dos bocinas preseleccionadas, y el criterio de prioridad de dicha selección fue la factibilidad de construcción. Aún cuando las dos bocinas pre-seleccionadas ofrecen un desempeño acorde con los requerimientos del sistema, la bocina seleccionada fue aquella que permitió satisfacer las imposiciones iniciales, incluyendo la disponibilidad de técnicas constructivas y materiales a nivel nacional.

En tal sentido, la bocina E ofrece la mayor factibilidad de construcción, ya que puede ser fabricada de una pieza sólida de metal en una máquina de torneado común, sin la necesidad de recurrir a procesos más prolongados como el molde, o la construcción por partes. La bocina D requiere otras técnicas de construcción que limitan la posible producción a gran escala en plazos de tiempo cortos.

3.4 Análisis del sistema reflector-alimentador

Para analizar el sistema alimentador-reflector, es necesario conocer las características del patrón de radiación que se produce al iluminar el reflector con la bocina seleccionada como alimentador. Para este propósito, se procedió a calcular el patrón de radiación del sistema implementando el modelo de predicción teórica descrito en la sección 2.4.6, el cual permite obtener las componentes de polarización directa E_{COPOL} (41) y de polarización cruzada del campo eléctrico E_{CRPOL} (42).

En la sección anterior, se validó el uso del método de predicción para describir matemáticamente el patrón de radiación de la bocina seleccionada por la consistencia en la forma del patrón de radiación. De esta forma, se puede introducir esta información en el modelo de predicción del sistema reflector-alimentador.

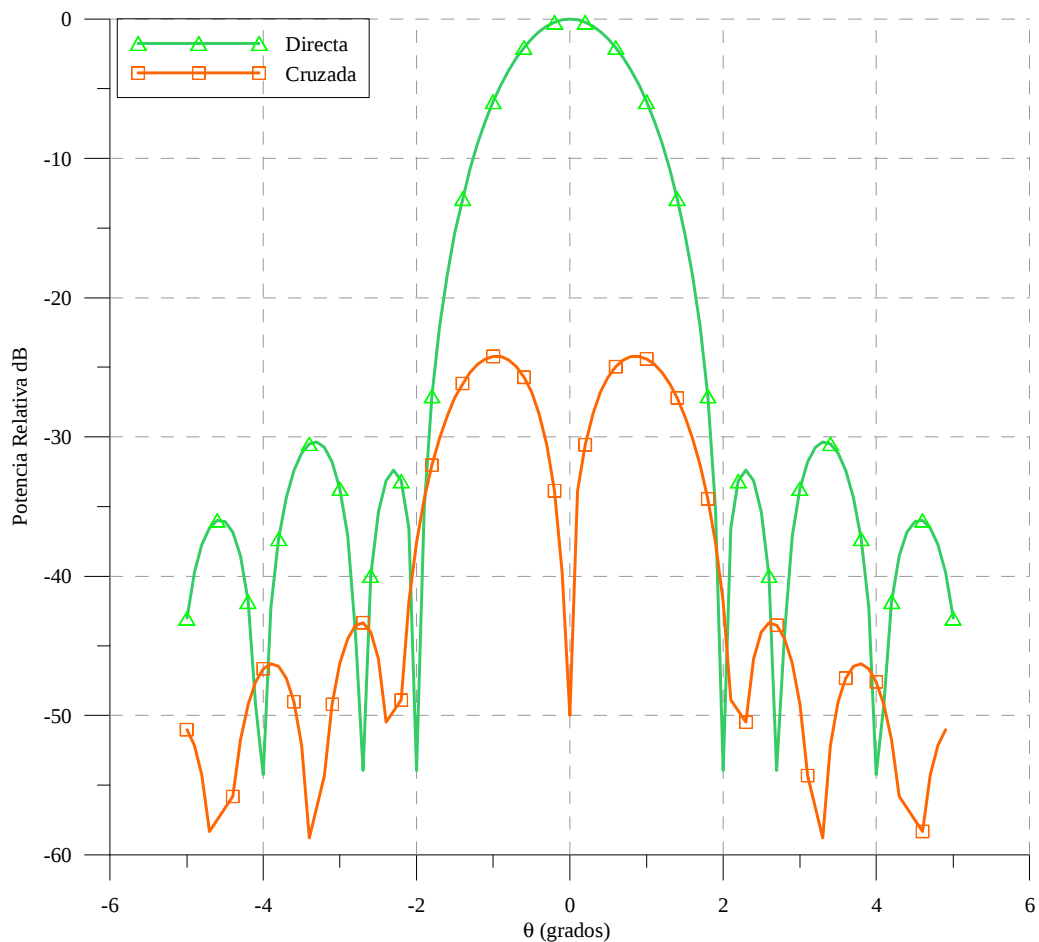
Se obtuvieron las gráficas del patrón de radiación tanto de la componente de polarización directa como de polarización cruzada del campo eléctrico para los principales planos, es decir, plano E $\varphi=0^\circ$, plano H $\varphi=90^\circ$ y plano de $\varphi=45^\circ$. De esta forma, se pueden analizar las características de simetría del lóbulo principal, el nivel de lóbulos laterales, y el ancho del lóbulo principal, que se refiere al ancho de haz de potencia mitad o $-3dB$.

3.4.1. Patrón de radiación

Se muestran los resultados del patrón de radiación del campo eléctrico del sistema reflector-alimentador a la frecuencia central de la sub-banda de recepción y de la sub-banda de transmisión, para distintos planos de sección φ . Las gráficas se muestran en: Potencia relativa (dB) vs. Ángulo θ (grados)

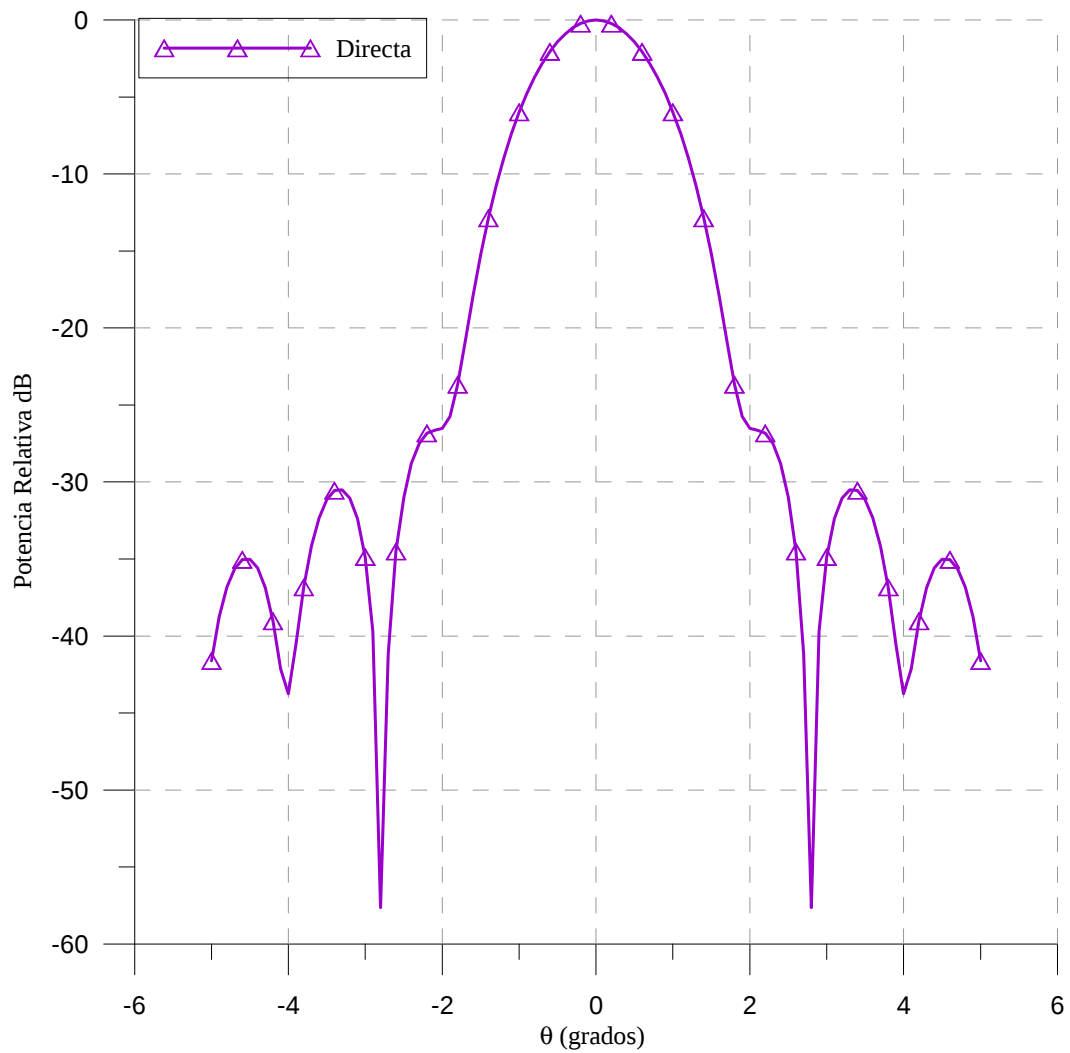
- Recepción

Se observa en la gráfica 23, que el patrón de radiación del sistema presenta un nivel de lóbulo secundario de -33dB de potencia relativa, pero el nivel de potencia no decrece en forma monótona (presencia de un lóbulo espurio de -30dB). El ancho del lóbulo principal es 1.5° . Presenta un nivel de polarización cruzada pico de -25dB en un ancho de 1.9° , por lo tanto, la máxima polarización cruzada está fuera del ancho del lóbulo principal de polarización directa.



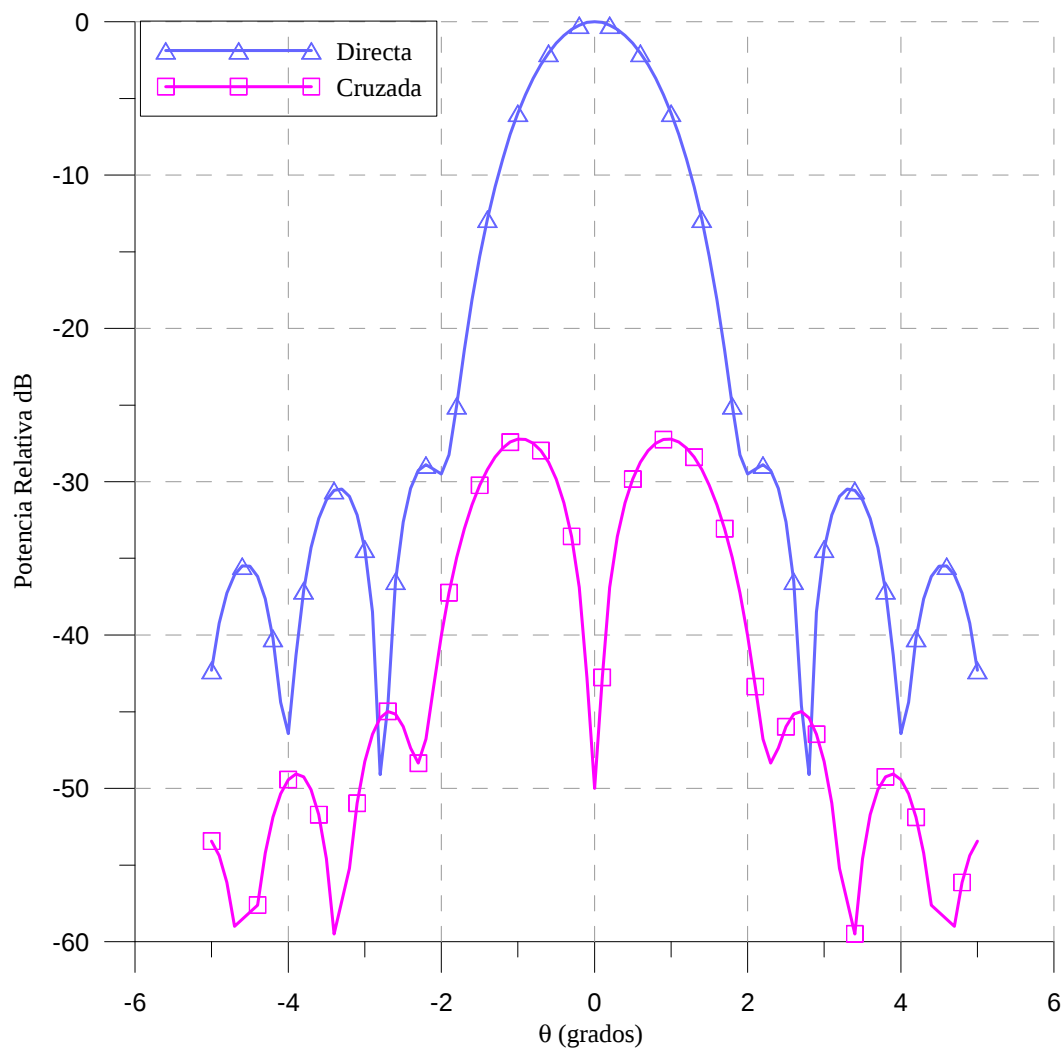
Gráfica 23. Campo eléctrico plano E ($\varphi=0^\circ$) (Recepción)

Se extrae de la gráfica 24, que el patrón de radiación de polarización directa presenta un nivel máximo de lóbulos secundarios de -31dB de potencia relativa, y decrece en forma monótona. El ancho del lóbulo principal es 1.5° . En el plano $\varphi=90^\circ$, los niveles de polarización cruzada son despreciables con respecto al máximo de lóbulo de polarización directa.



Gráfica 24. Campo eléctrico plano H ($\varphi=90^\circ$). (Recepción)

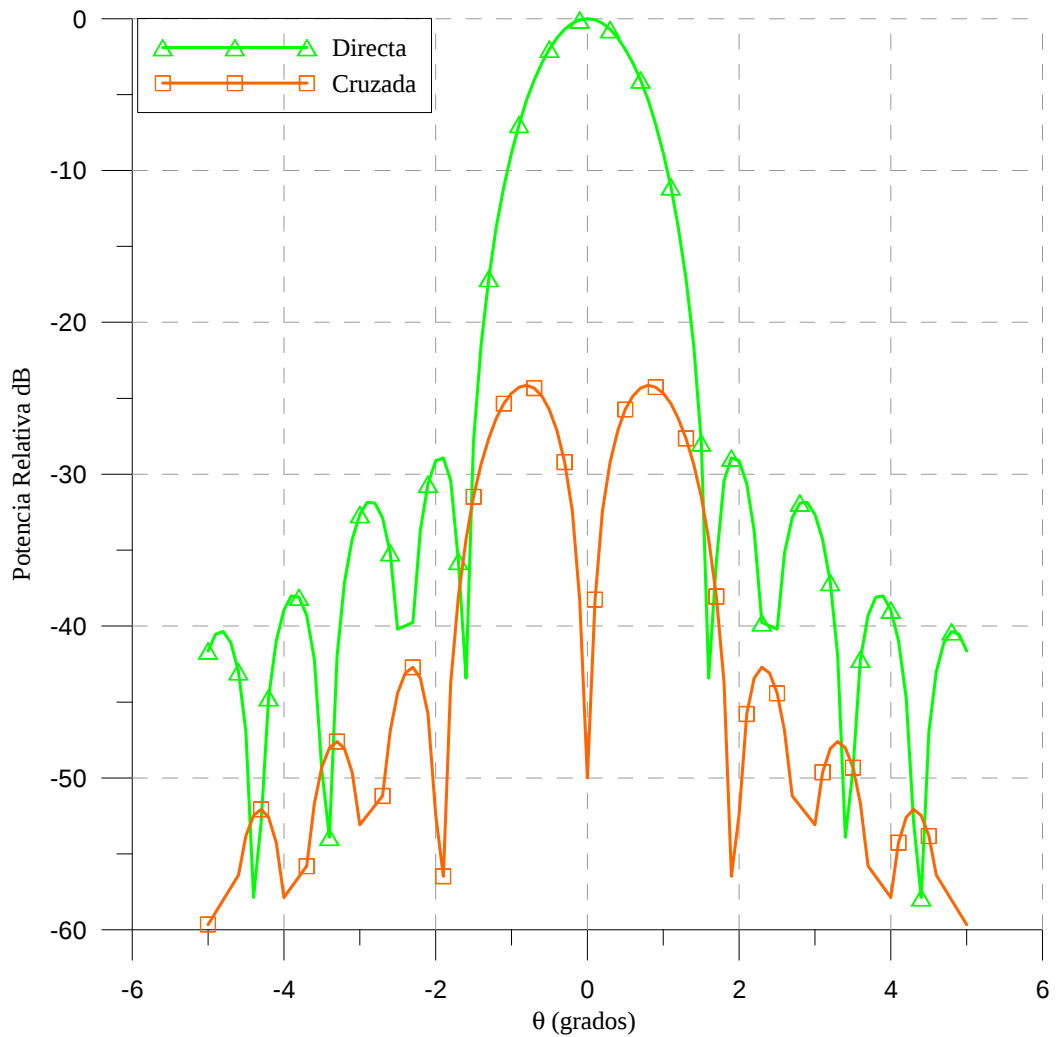
Para el caso del plano $\varphi=45^\circ$, la polarización cruzada presenta un pico de $-27dB$ en un ancho de haz de 1.9° . En la polarización directa, el ancho de lóbulo principal es 1.5° , y presenta lóbulos laterales con un nivel máximo de $-30dB$, como se muestra en la gráfica 25. En tal sentido, la máxima polarización cruzada está fuera del ancho del lóbulo principal de polarización directa. Para las dos polarizaciones el nivel de potencia decrece en forma monótona, a medida que se aleja del eje.



Gráfica 25. Campo eléctrico ($\varphi=45^\circ$). (Recepción)

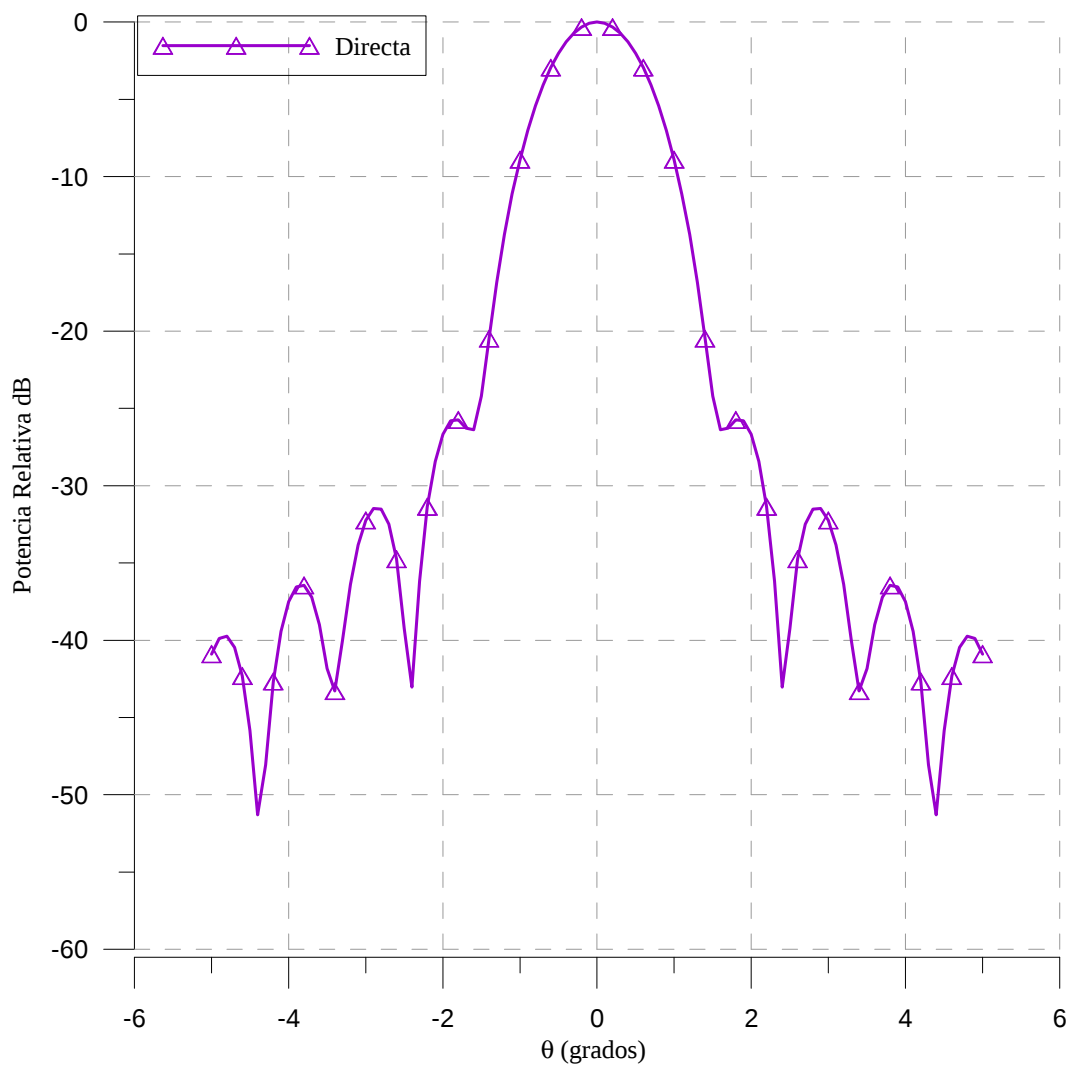
-Transmisión

Se observa en la gráfica 26, que el patrón de radiación del sistema presenta un nivel de lóbulo secundario de -29dB , sin lóbulos espurios. El ancho del lóbulo principal es 1.5° . Presenta un nivel de polarización cruzada pico de -25dB en un ancho de 1.9° , es decir, fuera del ancho del lóbulo principal de polarización directa.



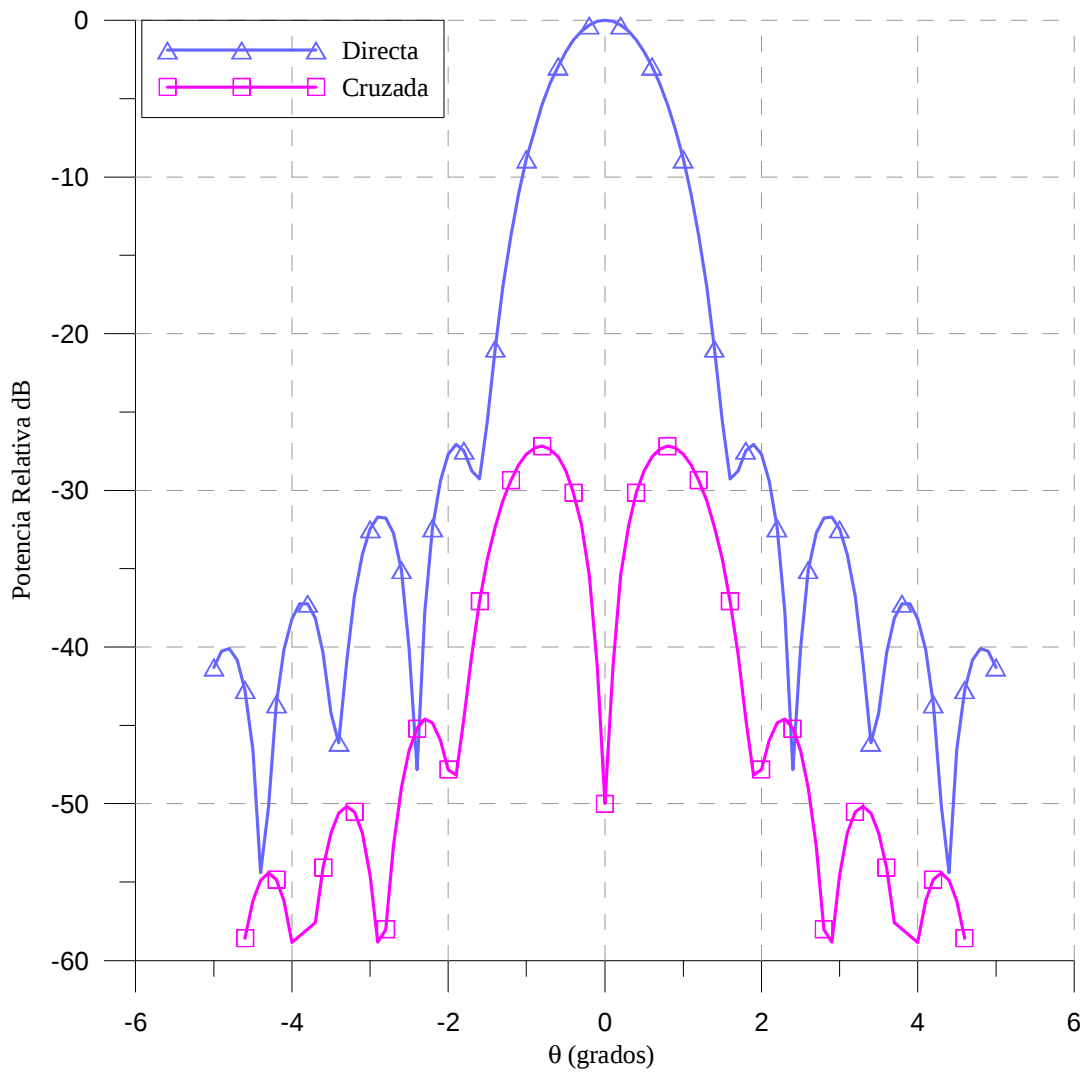
Gráfica 26. Campo eléctrico plano E ($\varphi=0^\circ$). (Transmisión)

Se extrae de la gráfica 27, que el patrón de radiación de polarización directa presenta un nivel máximo de lóbulos secundarios de -27dB de potencia relativa, y decrece en forma monótona. El ancho del lóbulo principal es 1.5° . En el plano $\varphi=90^\circ$, los niveles de polarización cruzada son despreciables con respecto al máximo de lóbulo de polarización directa.



Gráfica 27. Campo eléctrico plano H ($\varphi=90^\circ$). (Transmisión)

Para el caso del plano $\varphi=45^\circ$, la polarización cruzada presenta un pico de -27dB para un ancho de haz de 1.9° . En la polarización directa, el ancho del lóbulo principal es 1.5° , y tiene lóbulos laterales con nivel máximo de -27dB , como se muestra en la gráfica 28. Para las dos polarizaciones el nivel de potencia decrece en forma monótona.



Gráfica 28. Campo eléctrico ($\varphi=45^\circ$). (Transmisión)

La tabla 5 resume las características relevantes de los patrones de radiación de las gráficas anteriores, para las dos sub-bandas de operación.

Tabla 5. Resumen de las características de los patrones de radiación del sistema.						
Característica	Sub-banda de Recepción			Sub-banda de Transmisión		
	Plano 0°	Plano 45°	Plano 90°	Plano 0°	Plano 45°	Plano 90°
Ancho de -3dB polarización directa (°)	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
Ancho de -10dB polarización. Directa (°)	2.4	2.4	2.4	2.4	2.4	2.4
Máximo lóbulo lateral polarización directa (dB)	-30	-29	-27	-29	-27	-26
Pico de polarización cruzada (dB)	-25	-27	---	-25	-27	---
Ancho de pico polarización cruzada (°)	1.9	1.9	---	1.9	1.9	---

De la tabla anterior, se puede determinar que los niveles de $-3dB$ y $-10dB$ del lóbulo principal de polarización directa son simétricos respecto al eje, para los planos de estudio, en las dos sub-bandas de operación. Además, se puede notar que los lóbulos laterales, aunque no presentan el mismo nivel de potencia relativa para todo φ , mantienen un rango de $-28 \pm 2dB$.

El pico máximo de polarización cruzada, $-25dB$, se encuentra en el plano $\varphi=0^\circ$. El pico máximo de polarización cruzada está fuera de la región angular del ancho del lóbulo principal de polarización directa, para todos los planos de estudio, de esta forma, se puede asumir que la polarización cruzada no interfiere significativamente en la polarización directa.

3.4.2. Ganancia

Haciendo uso de la ecuación (43), se calculó la ganancia máxima teórica del sistema reflector-alimentador, tanto para la frecuencia central de la sub-banda de recepción como para la frecuencia central de la sub-banda de transmisión. Los cálculos arrojaron los siguientes resultados:

$$\begin{array}{ll} \text{Recepción} & 44.6 \pm 0.5 \text{ dB} \\ \text{Transmisión} & 46.1 \pm 0.5 \text{ dB} \end{array}$$

Se extrae de los resultados anteriores que la ganancia presenta variaciones despreciables en la banda de frecuencia en estudio, por lo tanto, es estable y se considera que no es sensible respecto la frecuencia de operación de la banda. Esta característica es relevante, puesto que, corresponde a los requerimientos de operación de una estación terrena para comunicaciones satelitales donde las características de radiación deben mantenerse uniformes para los canales de uso dispuestos.

3.4.3. Eficiencia

Para estimar una medida de la influencia de cada fenómeno que afecta el funcionamiento ideal de la antena, se calcularon las eficiencias descritas en la sección 0, haciendo uso de las expresiones de la componente de campo en polarización directa E_{COPOL} (41) y la componente del campo de polarización cruzada E_{CRPOL} (42) en la región de integración de la superficie de apertura. Los cálculos se realizaron tanto para la banda de recepción como para la banda de transmisión. Los resultados se resumen en la tabla 6.

Tabla 6. Resumen de las eficiencias calculadas		
Eficiencia	<i>Recepción</i>	<i>Transmisión</i>
Desbordamiento	0.957	0.963
Apertura	0.808	0.812
Error de fase	1	1
Polarización cruzada	0.994	0.994
Iluminación	0.813	0.817
Rugosidad de Superficie	0.998	0.998
Bloqueo	1	1
Eficiencia Total η	0.772	0.780

De la tabla anterior, se puede observar que la eficiencia total del sistema está dentro del rango de la eficiencia típica para esta configuración, el cual está comprendido entre 70% y 80%. Con la configuración de reflector tipo offset simple, se logró un aumento de la eficiencia total con respecto su contraparte simétrica, la cual alcanza típicamente una eficiencia teórica máxima de 65%. La alta eficiencia teórica se mantiene tanto para la sub-banda de transmisión como para la de recepción

Se puede notar que al evitar el bloqueo de la apertura aumenta la ganancia absoluta del sistema aumenta, y se reducen la dispersión lateral de potencia. La premisa de este estudio fue evitar el bloqueo de la apertura del reflector característica de las configuraciones simétricas. La configuración de reflector offset simple permite solucionar este problema, pero para que se mantenga un compromiso de operación entre el alimentador y el reflector, y para cumplir los requerimientos del sistema, es necesario controlar otros parámetros de diseño. En tal sentido, eliminar el bloqueo de la apertura con una configuración offset simple involucra otros problemas, por ejemplo, la radiación de polarización cruzada y el desbordamiento de potencia, que se producen debido a la iluminación asimétrica.

Las siguientes tablas resumen las características de la propuesta de sistema.

Tabla 7. Resumen características del sistema en recepción

Sub-banda de operación	11.7-12.2 GHz
Ganancia	44.6dB@11.95GHz
Eficiencia	77%
Polarización	Horizontal o Vertical
Polarización cruzada	$\leq -25\text{dB}$
S11 máximo del alimentador	0.01
Ancho de lóbulo principal	1.5°
Nivel máximo del lóbulo secundario	-25dB
Puerto de alimentación	EIA WC-75

Tabla 8. Resumen de características del sistema en transmisión

Sub-banda de operación	14.0-14.5 GHz
Ganancia	46.1dB@14.25GHz
Eficiencia	78%
Polarización	Horizontal o Vertical
Polarización cruzada	$\leq -25\text{dB}$
S11 máximo del alimentador	0.13
Ancho de lóbulo principal	1.5°
Nivel máximo del lóbulo secundario	-25dB
Puerto de alimentación	EIA WC-75

3.5 Selección de los materiales

Tomando en cuenta el costo de los materiales para la construcción y la disponibilidad en el país se consideró el aluminio entre los principales materiales conductores. Además, se tomó en cuenta la resistencia de este material a la intemperie y condiciones climáticas.

Se seleccionó el aluminio laminado para la construcción del reflector, ya que aporta flexibilidad. Para la construcción de la bocina se seleccionó el duraluminio, que es una aleación de aluminio con pequeñas cantidades de otros metales, ya que aporta rigidez y reduce la porosidad del aluminio sólido.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En el presente trabajo se llevó a cabo el diseño de una antena del tipo reflector parabólico en configuración offset simple, y de un alimentador del tipo bocina corrugada, para la transmisión y recepción de señales satelitales en polarizaciones lineales ortogonales. Se diseñaron varios tipos de bocinas, seleccionando perfiles de corrugación para disminuir la radiación lateral de las bocina.

La bocina de la propuesta final es la que presenta la mayor factibilidad de construcción para la tecnología mecánica y la manufactura disponible en el país. El patrón de radiación de la propuesta final de bocina es uniforme, con dispersión lateral y trasera despreciable.

Se estudiaron métodos de predicción teórica para calcular las características de radiación, tanto de las bocinas en configuración de banda ancha o estrecha, como para el sistema integrado reflector-alimentador.

Asimismo, se validó el método de predicción teórica estudiado a través de una simulación del diseño de la bocina, para poder introducir el patrón de radiación de la bocina en el método de predicción del sistema integrado. La predicción del patrón de radiación de la bocina es válida dentro de un rango de 120° de ángulo de apertura, pero la predicción de la radiación lateral no es precisa. Sin embargo, para el ángulo medio de iluminación del reflector, la predicción es suficiente para obtener resultados consistentes.

La bocina corrugada tiene una ganancia de 14.7 ± 0.5 dB en toda la banda de operación; el coeficiente de reflexión $|S_{11}|$ se mantiene menor a 0,15 para las dos sub-bandas de operación. El sistema integrado tiene una ganancia promedio de 44.6

dB para la sub-banda de recepción y 46.1 dB para la sub-banda de recepción. Esta ganancia se mantiene estable en las sub-bandas de operación. La eficiencia promedio del sistema es de 77%.

El patrón de radiación del sistema integrado es simétrico, y contiene la información de la radiación de la componente de polarización directa y de la componente de polarización cruzada del campo eléctrico. Los lóbulos laterales son, para todo el patrón de radiación, menores a -25dB, y el pico de polarización cruzada es menor a -25dB fuera del ancho de potencia mitad del lóbulo de polarización directa, para todo el patrón de radiación.

Para discriminar las polarizaciones lineales de transmisión y recepción que llegan al alimentador de la presente propuesta, se recomienda continuar las investigaciones en el área de los sistemas de transmisión y recepción de señales satelitales, en el diseño de un Transductor Orto-Modal con filtro de rechazo, para la banda Ku.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Tomasi, Wayne. *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*. (Libro).--México: Ed. Prentice Hall, 2003.
- [2] Maral, G., Bousquet, M. *Satellite Communications Systems*. (Libro).--Estados Unidos: Ed. John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [3] Cuttler, C. C. *Parabolic-Antenna Design for Microwaves*.--EN: Proceedings of the IRE.--Vol. 35, (1974), p.p. 1284-1294.
- [4] Olver, A. D.; Clarricoats P. J. B.; KishkmA. A.; Shafai L. *Microwave Horns and Feeds*, (Libro).-- Estados Unidos: IEE Press, 1994.
- [5] Silver, Samuel. *Microwave Antenna Theory and Design*. (Libro).--Estados Unidos: Ed. McGraw-Hill, 1949.
- [6] Collin, R. E. *Antennas and Radiowave Propagation*. (Libro).--Estados Unidos: Ed. McGraw-Hill, 1985.
- [7] Baars, Jacob W. M. *The Paraboloidal Reflector Antenna in RadioAstronomy and Communication*. (Libro).--Estados Unidos: New York: Ed. Springer, 2007.
- [8] Stutzman, W. *Antenna Theory and Design*. (Libro).--Estados Unidos: Ed. John Wiley & Sons, Inc. 1976.
- [9] Caldecott, R.; Mentzer C. A.; Peters, L. *The Corrugated Horn as an Antenna Range Standars*.--EN: IEEE Transactions on Antennas and Propagation.--Vol. AP-21 (1973), p.p. 562-564.
- [10] Elliot, Robert. *Antenna Theory and Design*. (Libro).--Estados Unidos: Ed. Wiley Interscience, 2003.
- [11] Jacobsen, J. *On the Cross Polarization of Asymmetric Reflector Antennas for Satellite Applications*.--EN: IEEE Transactions on Antennas and Propagation.-- Vol. AP-25, (1977), p.p. 276-283.
- [12] Ludwig, A. *The Definition of Cross Polarization*.--EN: IEEE Transactions on Antennas and Propagation.--Vol. AP-21, (1973), p.p. 116-119.

- [13] Granet, C. *A Simple Procedure for Design of Classical Displaced-Axis Dual-Reflector Antennas Using a Set of Geometric Parameters.*--EN: IEEE Antennas and Propagation Magazine.--Vol. 41, No. 6 (1999), p.p. 64-71.

- [14] Dragone, C.; Hogg, D. C. *The Radiation Pattern and Impedance of Offset and Symmetrical Near- Field Cassegrainian and Gregorian Antennas.*--EN: IEEE Transactions on Antennas and Propagation.--Vol. AP-22, (1974), p.p. 472-475.

- [15] Uhm, M.; Shislov, A.; Park, K. *Offset-Paraboloid Geometry: Relations for Practical Use.*--EN: IEEE Antennas and Propagation Magazine.--Vol. 38, No.3 (1996), p.p. 77-79.

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

- [17] Simmons A. J.; Kay, A. F. *The Scalar Feed: A high performance feed for Large Paraboloid Reflectors.*--EN: IEE Conference.--Vol. 21, (1966), p.p. 213-217.

- [18] MacA, T. *Theoretical performance of prime-focus paraboloids using cylindrical hybrid-mode feeds.*--EN: Proceedings of the IEE.--Vol. 118, (1971), p.p. 1539-1549.

- [19] Clarricoats, P. J. B. *Radiation from Wide-Flare-angle Scalar Horns.*--EN: Electronic Letters.--Vol. 5, (1969), p.p. 376-378.

- [20] Narasimhan, M. S. *Corrugated Conical Horns with arbitrary corrugation depth.*--EN: Radio Electronics Engineering.--Vol. 43, (1973), p.p. 188-192.

- [21] Granet, C.; James, G. *Design of Corrugated Horns: A primer.*--EN: IEEE Antennas and Propagation Magazine.--Vol. 47, No. 2, April 2005.

- [22] MacA, T. *Design of Corrugated Conical Horns.*--EN: IEEE Transactions on Antennas and Propagation.--Vol. AP-26, (1978), p.p. 367-372.

- [23] Jansen, J.; Jeuken, M.; Lambrechtse, C. *The Scalar Feed.*--EN: Archiv fur Elektronik Übertragungstechnik.--Vol. 226, (1972), p.p. 22-30.

- [24] Clarricoats, P. J. B.; Saha, P. K. *Propagation and Radiation behavior of corrugated feeds.*--EN: Procedure of Institute of Electrical Engineering.--Vol. 118, (1971), p.p. 1177-1186.

- [25] Rudge, A. *Multiple Beam Antennas: Offset Reflectors with Offset Feeds.*--EN: IEEE Transactions on Antennas and Propagation.--Vol. AP-23, (1975), p.p. 317-322.

[26] Chu, T.; Turrin, H. *Depolarization Properties of Offset Reflector Antennas*.--
EN: IEEE Transactions on Antennas and Propagation.--Vol. AP-21, (1973), p.p. 339-345.

BIBLIOGRAFÍAS

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

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

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

Silva, Z. Propuesta de alimentadores de antenas parabólicas en banda C y Ku. Trabajo de grado para optar al título de Ingeniero Electricista. Universidad Central de Venezuela. 2009.

[ANEXO N°1]

[Tipos de perfiles para bocina.][21]

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

[ANEXO N°2]

[Convertidores de Modo TE₁₁-HE₁₁.] [21]

Convertidor de modo por profundidad de ranuras variable:

- Condición de uso: $f_{m\acute{a}x} \leq 1.8f_{min}$
- Numero de ranuras: $5 \leq N_{MC} \leq 7$.

Profundidad de la j -ésima ranura para $1 \leq j \leq N_{MC} + 1$:

B. 1

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

Profundidad de la j -ésima ranura para $N_{MC} + 2 \leq j \leq N$:

B. 2

$$d_j = \frac{\lambda_c}{4} e^{\left[\frac{1}{2.114(k_c a_j)^{1.134}} \right]} - \left(\frac{j - N_{MC} - 1}{N - N_{MC} - 1} \right) \left(\frac{\lambda_c}{4} e^{\left[\frac{1}{2.114(k_c a_o)^{1.134}} \right]} \right) - \frac{\lambda_o}{4} e^{\left[\frac{1}{2.114(k_o a_o)^{1.134}} \right]}$$

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

- Convertidor de modo con espacio entre ranuras y espesor de dientes variables
- Condición de uso $f_{m\acute{a}x} \leq 2.05f_{min}$
- Número de ranuras: $7 \leq N_{MC} \leq 12$.

Profundidad de la j -ésima ranura para $1 \leq j \leq N_{MC} + 1$:

$$d_j = \left[\sigma \frac{\lambda_c}{1.15} - \frac{j-1}{N_{MC}-1} \left(\frac{\lambda_c}{4} - \sigma \frac{\lambda_c}{4} \right) \right] \left(e^{\left[\frac{1}{2.114(k_c a_j)^{1.134}} \right]} \right) \quad \text{B. 3}$$

Profundidad de la j -ésima ranura para $N_{MC} + 2 \leq j \leq N$:

$$d_j = \frac{\lambda_c}{4} e^{\left[\frac{1}{2.114(k_c a_j)^{1.134}} \right]} - \left(\frac{j - N_{MC} - 1}{N - N_{MC} - 1} \right) \left(\frac{\lambda_c}{4} e^{\left[\frac{1}{2.114(k_c a_o)^{1.134}} \right]} \right) - \frac{\lambda_o}{4} e^{\left[\frac{1}{2.114(k_o a_o)^{1.134}} \right]} \quad \text{B. 4}$$

El ancho de la w_j -ésima ranura para $1 \leq j \leq N_{MC}$:

$$w_j = \left[\delta_{\min} + \frac{j-1}{N_{mc}-1} (\delta_{\max} - \delta_{\min}) \right] p \quad \text{B. 5}$$

Donde $\delta_{\max} \approx \delta$ y $0.125 \leq \delta_{\min} \leq \delta$

- Convertidor de modo con anillos reforzados en las ranuras
- Condición de uso $f_{\max} \leq 2.4 f_{\min}$.
- Número de ranuras: $5 \leq N_{MC} \leq 7$.

$$d_j = \frac{\lambda_c}{4} e^{\left[\frac{1}{2.114(k_c a_j)^{1.134}} \right]} \quad \text{B. 6}$$

Profundidad de la j -ésima ranura para $N_{MC} + 2 \leq j \leq N$:

$$d_j = \frac{c}{4} e^{\left[\frac{1}{2.114(k_c a_j)^{1.134}} \right]} - \left(\frac{j - N_{MC} - 1}{N - N_{MC} - 1} \right) \left(\frac{\lambda_c}{4} e^{\left[\frac{1}{2.114(k_c a_o)^{1.134}} \right]} \right) - \frac{\lambda_o}{4} e^{\left[\frac{1}{2.114(k_o a_o)^{1.134}} \right]} \quad \text{B. 7}$$

El ancho de la w_j -ésima ranura para $1 \leq j \leq N_{MC}$ es:

$$w_j = \left[0.1 + (j - 1) \frac{\delta - 0.1}{N_{MC}} \right] p \quad \text{B. 8}$$

La altura de la h_j -ésima ranura es:

$$h_j = \frac{2}{3} d_j \quad \text{B. 9}$$

[ANEXO N°3]

Especificaciones técnicas del OMT banda Ku.



ACCESSORY
KU-BAND
OMT TRANSMIT
REJECT FILTER



► APPLICATIONS

This is a highly integrated three port assembly, combining an OMT with a transmit reject filter and elbow. It is small, lightweight, easy to install and is aesthetically appealing.

The OMT is designed for linear orthogonal polarization. The combined OMT and filter assembly provides very high isolation and is suitable for a large variety of applications in VSAT ground terminals.

The unit has a WC 75 flange at the feedhorn port, a WR 75 with a grooved surface at the transmitter port and a WR 75 flange with a flat surface at the LNB receiver port. An adaptor can be provided to allow the transmitter port to match with a transmitter with a grooved surface.

► TYPICAL SPECIFICATIONS

Transmitter port frequency range	14.00 to 14.50 GHz	Transmitter port to LNB port insertion loss maximum	0.4 dB
- Extended band optional	13.75 to 14.50 GHz	LNB port to transmitter port insertion loss maximum	0.4 dB
Transmitter port VSWR maximum	1.2 : 1	Feedhorn port waveguide	WC75 with threaded holes
LNB port frequency range	10.95 to 12.75 GHz	Transmitter port waveguide	WR75 with through holes
- Extended band optional	10.70 to 12.75 GHz	LNB port waveguide	WR75 with through holes
LNB port VSWR maximum	1.2 : 1	Dimensions	200 (L) x 125 (W) x 80 (H) (7.9 x 4.9 x 3.2 in)
Transmitter/LNB cross polarization minimum	35 dB	Weight	360 g / 12.6 oz
Transmitter port to LNB port isolation at Tx frequency minimum	80 dB		
Transmit port input power maximum	50 dBm		

► HOW TO ORDER KU-BAND OMT TRANSMIT REJECT FILTER

OMT-KU FREQUENCY..... 14.00 - 14.50 GHz

