

# **TESIS DOCTORAL**

**FACULTAD DE INGENIERIA**

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE LA PLATA**



## **"ANTENAS PARA RADIÓMETROS EN ONDA MILIMÉTRICA CON HACES MÚLTIPLES"**

Profesor Mgs. Ing. José Alberto Bava

**DIRECTOR:**

Dr. Mario Garavaglia

Profesor Emérito de la Facultad de Ciencias Exactas del la UNLP

**CODIRECTOR:**

Dr. Alberto Maltz

Profesor Adjunto de la Facultad de Ciencias Exactas del la UNLP

**FECHA: 26/08/2010**

## **AGRADECIMIENTOS**

Quiero expresar mi agradecimiento:

- A mis directores de Tesis, Dr. Mario Garavaglia y Dr. Alberto Maltz, por sus apreciados y relevantes aportes, críticas, comentarios y sugerencias durante el desarrollo de esta investigación.
- Al Dr. Raul Colomb, quien me impulsó a llevar a cabo la investigación y desarrollo del tema de Tesis.
- Al Ing. Victor Sachetto e Ing. Guillermo Rodríguez por sus aportes en el desarrollo de tareas relacionadas con la investigación de esta Tesis.
- Al personal de la Facultad de Ingeniería (UNLP), del Centro de Investigaciones Ópticas (CIC-CONICET) y de la Comisión Nacional de Actividades Espaciales (CONAE).
- A mi esposa por su comprensión y constante estímulo.

**Palabras Claves:** Antenas, reflectores, microondas, ondas milimétricas y radiómetros.

# **TABLA DE CONTENIDOS**

## **CAPITULO 1**

### **INTRODUCCION**

1.1 Introducción .....	1
1.2 Objetivos específicos .....	1
1.3 Metodología .....	2
1.4 Desarrollo de la tesis .....	2

## **CAPITULO 2**

### **GEOMETRIA DE SUPERFICIES REFLECTORAS**

2.1 Superficies esféricas y asféricas	
2.1.1 Superficies conicoides .....	4
2.2 Reflector parabólico	
2.2.1 Diseño geométrico .....	7
2.2.2 Propiedades y parámetros de una parábola .....	8
2.3 Superficies reflectoras	
2.3.1 Superficies parabólicas de revolución .....	11
2.3.2 Superficies parabólicas offset .....	12
2.3.3 Geometrías toroidales .....	13
2.4 Superficie toroidales asféricas .....	15
2.5 Superficie offset toroidales .....	17
2.5.1 Superficie offset toroidales con eje rotado .....	18

## **CAPITULO 3**

### **CARACTERISTICAS DE ANTENAS DE MICROONDAS EN DETECCION REMOTA**

3.1 Parámetros básicos de antenas .....	23
3.2 Angulo sólido y eficiencia del haz principal .....	27
3.3 Ancho de haz de antena .....	28
3.4 Directividad .....	29
3.5 Eficiencia de apertura de antena .....	31
3.6 Diseño del reflector y alimentador principal .....	35
3.7 Ganancia y área efectiva .....	36
3.8 Radiación de cuerpo negro y brillo .....	37
3.9 Potencia y temperatura de antena .....	39
3.10 Temperatura aparente de brillo .....	41
3.11 Temperatura de antena radiométrica .....	42
3.12 Consideraciones sobre las variaciones de ganancia de antena	46
3.13 Consideraciones sobre las variaciones de ganancia del receptor	49
3.14 Niveles mínimos detectables y sensibilidad .....	54
3.15 Polarización .....	55

## **CAPITULO 4**

### **ANTENAS REFLECTORAS**

4.1 Principios de antenas reflectoras	
4.1.1 Reflector parabólico .....	64
4.1.2 Reflector offset parabólico .....	67
4.2 Nivel de iluminación en los bordes del reflector .....	69
4.3 Alimentador principal .....	70
4.4 Diseño de bocinas cónicas corrugadas .....	73
4.5 Nivel de iluminación en los bordes del reflector en	

antenas multihaces y su relación con la eficiencia .....	81
4.5.1 Eficiencia de apertura .....	81
4.5.2 Eficiencia de haz principal .....	83
<b>CAPITULO 5</b>	
<b>ANTENAS REFLECTORAS MULTIHACES EN ONDAS MILIMETRICAS</b>	
5.1 Antenas reflectoras con superficie toroidal con haces múltiples asimétricos	
5.1.1 Disposición de alimentadores en antenas con haces múltiples .....	88
5.1.2 Desarrollo teórico aplicando Optica Geometrica .....	92
<b>CAPITULO 6</b>	
<b>CARACTERIZACION DE FORMAS DE SUPERFICIE REFLECTORA</b>	
6.1 Construcción de superficie reflectora .....	106
6.2 Medida de tolerancia de superficies reflectoras .....	108
6.2.1 Método de medida de tolerancia con CNC .....	109
6.2.2 Método de medida de tolerancia con IE .....	111
6.2.3 Medida de tolerancia de reflector con IE .....	116
6.3 Determinaciones de deformaciones termomecánicas con IE ..	117
6.3. 1 Determinaciones de deformaciones termomecánicas de una placa plana circular .....	117
6.3. 2 Determinaciones de deformaciones termomecánicas de una superficie reflectora parabólica .....	121
6.3.2.1 Iluminación estructurada diferencial .....	121
6.3. 2.2 Método de perfilometria moire .....	125
6.3.2.3 Perfilometria por transformada de fourier ...	127
6.4 Efecto de las variaciones termomecánicas sobre las características de la antenas .....	128
<b>CAPITULO 7</b>	
<b>MEDIDAS Y RESULTADOS</b>	
7.1 Diseño de antena de haces múltiples asimétricos .....	131
7.2 Simulaciones de antena de haces múltiples asimétricos .....	132
7.3 Posición de los alimentadores .....	134
7.3.1 Solución numérica .....	134
7.3.2 Formulación utilizando óptica geométrica .....	135
7.4 Medidas del modelo de desarrollo .....	136
7.4.1 Medidas del modelo de desarrollo .....	137
7.4.2 Medida en campo cercano .....	140
7.5 Resultados y comparaciones .....	142
<b>CAPITULO 8</b>	
<b>CONCLUSIONES</b>	
8.1 Conclusiones generales	
8.1.1 Superficies esféricas .....	146
8.1.2 Alimentadores principales .....	146
8.1.3 Reflectores parabólicos offset toroidales con haces múltiples .....	146
8.2 Trabajos futuros .....	148
<b>CAPITULO 9</b>	
<b>REFERENCIAS</b>	

## INDICE DE FIGURAS

- Figura 2.1 – Generación de una superficie esférica.
- Figura 2.2 – Figuras cónicas, a) hipérbola, b) elipse y c) parábola.
- Figura 2.3 - Formación de conicoides de simetría rotacional y efecto del índice del grado de asféricidad de la superficie.
- Figura 2.4 – Lugar geométrico de los puntos de una parábola. La recta  $d$  es la directriz y el punto  $F$  recibe el nombre de foco.
- Figura 2.5 – Parábola sobre ejes de coordenadas.
- Figura 2.6 – Igualdad de trayectoria sobre un perfil parabólico.
- Figura 2.7 – Reflexión de frente de onda sobre perfil parabólico. Rayos incidentes desde el infinito:  $\leftarrow$ , y rayos incidentes desde el foco:  $\rightarrow$ .
- Figura 2.8 – Parábolas con distintas distancia focal a)  $f < 0,25$ ,  $f = 0,25$  y  $f > 0,25$ .
- Figura 2.9 - Superficie parabólica de revolución.
- Figura 2.10 – Intersección entre parábola y cono, antena offset.
- Figura 2.11 – Superficie toroidal.
- Figura 2.12 – Esquema de generación de superficie toroidal.
- Figura 2.13 a) Toroide, b) Corsé y c) Barril.
- Figura 2.14 – a) Toroide anillo parabólico o barril parabólico y b) corsé parabólico.
- Figura 2.15 – Esquema para generar una superficie toroidal parabólica.
- Figura 2.16 - Superficies parabólicas offset toroidales.
- Figura 2.17 – Disposición del eje de rotación en superficies offset toroidales, a)  $\delta = \alpha$  y b)  $\alpha = \delta + 90$ .
- Figura 2.18 – Esquema del perfil de superficie parabólica offset toroidal con  $\alpha = \delta + 90$ .
- Figura 2.19 – Referencias de vectores sobre esquema de perfil de la superficie.
- Figura 2.20 – Vector  $\hat{j}$ .
- Figura 2.21 - Representación vectorial.
- Figura 2.22 - Representación gráfica del la superficie parabólica offset toroidal a experimentar.
- Figura 3.1 -Coordenadas esféricas.
- Figura 3.2 – Radiación de radiofuente en coordenadas esféricas.
- Figura 3.3 - a) Diagrama en 3D, y b) Diagrama polar y c) Diagrama cartesiano.
- Figura 3.4 – Características de un diagrama de antena.
- Figura 3.5 – Ejemplo de direccionalidad.
- Figura 3.6 – Angulo sólido del lóbulo.
- Figura 3.7 – Relación entre la eficiencia de iluminación y la de spillover, a)  $\eta_i$  alta y  $\eta_s$  baja y b)  $\eta_i$  baja y  $\eta_s$  alta.
- Figura 3.8 – Eficiencia de error de superficie en función de la desviación de superficie para distintas frecuencias.
- Figura 3.9 - Eficiencia de bloqueo en función del área de bloqueo
- Figura 3.10 – Eficiencia de fase relacionado con el corrimientos de ángulo del haz principal.
- Figura 3.11 - Radiación de cuerpo negro.
- Figura 3.12 -- a) Antena colocada en una cámara que simula un cuerpo negro a una temperatura  $T$  y b) circuito equivalente.
- Figura 3.13 – Temperatura de Brillo de un medio isotérmico.
- Figura 3.14 – Emisión de una zona de la corteza terrestre.

Figura 3.15 - Lóbulo principal y lóbulos laterales o menores.

Figura 3.16 - Factor de contribución de temperatura aportada por los lóbulos laterales en función de la temperatura de brillo de la zona iluminada.

Figura 3.17 – Radiómetro observando la Tierra.

Figura 3.18 - Barrido de una antena sobre un radiofuente celeste en el continuo, detectada con una antena de 30 metros de diámetro y un radiómetro en la frecuencia 1420 MHz.

Figura 3.19 – Variaciones de temperatura ( $\Delta T_g$ ) en función de las variaciones de ganancia ( $\Delta G_a$ ) de antena para un sistema satelital de observación terrestre ( $T_a=300^\circ\text{K}$ ).

Figura 3.20 - Radiómetro de potencia total.

Figura 3.21 – a) Radiómetro y b) circuito equivalente.

Figura 3.22 - Radiómetro Dicke.

Figura 3.23 – Relevamiento total del Universo en el continuo en 1420 MHz, el sector del hemisferio sur fue realizado con un radiómetro polarimétrico construido en Argentina.

Figura 3.24 – Onda plana polarizada linealmente, con campo eléctrico en la dirección  $\hat{y}$

Figura 3.25 – Elipse de polarización para el vector de campo eléctrico, a) vista lateral y b) vista de frente.

Figura 3.26 – a) Descomposición de una onda polarizada elípticamente en componentes de polarización circular, b) máximo vectorial de elipse y c) mínimo vectorial de la elipse.

Figura 3.27 – Estados de polarización representado en la esfera de Poincaré.

Figura 3.28 – Ejes de la esfera de Poincaré.

Figura 3.29 - Relevamiento polarimétrico, trabajo conjunto entre el IAR y el Max Planck Institut de Alemania, realizado en Argentina.

Figura 4.1 - Antena reflectora parabólica de revolución, a) estación terrena de observaciones de satélites de orbita baja (LEO) y b) antenas de observación radioastronómicas.

Figura 4.2 - Reflector en el plano yz.

Figura 4.3 – Variación del ángulo  $\theta$  en función a  $f/D$  para reflectores parabólicos.

Figura 4.4 – Geometría del reflector offset parabólico y proyección de la apertura.

Figura 4.5 – Gráficos de eficiencia de iluminación y spillover y de apertura en función de la iluminación en los bordes para reflectores offset iluminado por bocinas cónicas corrugadas.

Figura 4.6 – Bocina cónica de pared lisa.

Figura 4.7 – Bocina cónica corrugada.

Figura 4.8 – Bocina Multimodo Potter y Turrin.

Figura 4.9 – Distintos modelos de Bocinas Cónica Corrugada.

Figura 4.10 – Formas de las corrugaciones.

Figura 4.11 - Bocinas cónica corrugada con frecuencia de funcionamiento central de 36,5 GHz.

Figura 4.12 - Plano de bocina cónica corrugada de experimentación.

Figura 4.13 – Ancho de potencia mitad en función de las dimensiones de la boca de una bocina cónica corrugada para un largo constante ( $L/\lambda=6$ ).

Figura 4.14 – Ancho de potencia mitad en función del largo de una bocina cónica corrugada para una dimensión de la boca constante ( $d/\lambda=2,44$ ).

Figura 4.15 – a) Simulación de una bocina cónica corrugada en la frecuencia de 36,5 GHz y b) diagrama de irradiación en 3D del campo lejano.

Figura 4.16 -Diagrama de irradiación Plano E y H para bocinas en la frecuencia de 36,5 GHz, a) Modelo 1-36G y b) Modelo 2-36G.

Figura 4.17 – Diagrama de irradiación medidos, simulados y teóricos para bocinas cónica corrugada en el plano E y a la frecuencia de 23,8 GHz, a) Modelo 1-23G, b) Modelo 2-23G y c) Modelo 3-23G.

Figura 4.18 - Distintas posiciones del alimentador principal con centro de fase  $CF$ , a) desplazado hacia el reflector, b) en la posición focal y c) desplazado hacia atrás de la posición focal.

Figura 4.19 – Gráfica de eficiencia de apertura respecto de la posición del alimentador principal respecto al foco del reflector.

Figura 4.20 – Pisada del satélite SAC-D.

Figura 4.21 – Pisada del MWR, con ancho de haz de 3 dB ( $\alpha_{1/2}$ ).

Figura 4.22 – Pisada del MWR para  $\alpha_{1/2}$  (gris),  $1,25 \alpha_{1/2}$  (amarillo),  $1,5 \alpha_{1/2}$  (rojo) y  $2,5 \alpha_{1/2}$  (azul).

Figura 4.23 – Diagrama de irradiación de antena offset en 36,5 GHz, alimentada con bocinas cónicas corrugadas con iluminación en los bordes de -10 dB, 15 dB y 20 dB.

Figura 5.1 - Ejes de coordenadas para estudiar un reflector offset.

Figura 5.2 – a) Perfil del toroide con  $\alpha = 90^\circ$  y b) Vista 3D.

Figura 5.3– a) Perfil del toroide con  $\alpha = \delta$ , b) Vista lateral en 3D del torus.

Figura 5.4 - Vista de cinco alimentadores dispuestos sobre el arco focal para el torus con  $\alpha = \delta$ .

Figura 5.5 – a) Perfil del torus con  $\alpha = \delta + 90^\circ$  y b) Vista lateral en 3D del torus.

Figura 5.6 - Disposición de alimentadores para el toroide con  $\alpha = \delta + 90^\circ$ .

Figura 5.7 - a) Perfil de antena offset toroidal y b) vista lateral en 3D.

Figura 5.8 - Simulación donde se muestra el desplazamiento angular azimutal ( $\phi$ ) del haz principal en función del desplazamiento del alimentador sobre el arco focal.

Figura 5.9 - Simulación donde se muestra el desplazamiento angular del haz ( $\theta$ ) en función del desplazamiento del alimentador, a) hacia arriba del arco focal y b) hacia abajo del arco focal.

Figura 5.10 – Objeto frente a un espejo esférico.

Figura 5.11 – Luz paralela sobre el espejo esférico.

Figura 5.12 - Vista de arriba de la antena offset toroidal.

Figura 5.13 – Vista lateral de la antena offset toroidal, en el plano  $x=0$ .

Figura 5.14 – Proyección del eje central de los alimentadores sobre la vista lateral de la antena offset toroidal.

Figura 5.15 – Angulos entre rayo incidente y reflejado sobre la superficie reflectora.

Figura 5.16 – Angulos entre reflexión en dos puntos de la superficie.

Figura 5.17 – Recta tangente a la parábola.

Figura 6.1 - Gráficas del dispositivo de montaje para el maquinado de la superficie reflectora.

Figura 6.2 - Maquinado de un modelo experimental de superficie sobre MHCNC.

Figura 6.3 – a) Montaje del reflector y maquinado sobre la MHCNC, b) Superficie terminada, modelo experimental a escala real.

Figura 6.4 – Medidas de tolerancia de superficie .

Figura 6.5 - Desviación de la superficie maquinada de sus valores teóricos de uno de los modelos experimentales.

Figura 6.6 – Método de Iluminación Estructurada (IE).

Figura 6.7 – Franjas proyectadas sobre una superficie plana horizontal.

Figura 6.8 – Geometría para determinar el desplazamiento vertical de un objeto.

Figura 6.9 – Proyector de franjas (P) y Cámara (C) en posición oblicuas al objeto, en una posición constante del eje y.

Figura 6.10 – Método de ID aplicado a una antena offset parabólica.

Figura 6.11 - Proyección de franjas sobre un modelo de reflector offset parabólico experimental de 12 cm de diámetro.

Figura 6.12 – Disposición experimental de medida de membrana con método ID.

Figura 6.13 - a) Membrana con franjas proyectada a la temperatura de 22,6°C, b) termograma y perfil de temperaturas del caso a), c) membrana con franjas proyectada a la temperatura de 158,1°C y d) termograma y perfil de temperaturas del caso c).

Figura 6.14 - Grafica 3D de las deformaciones termomecánicas de la placa.

Figura 6.15 – Arreglo geométrico experimental utilizado para la proyección de franjas.

Figura 6.16- a) Proyección de franjas sobre superficie plana y b) Proyección de franjas sobre antena sometida a ensayo.

Figura 6.17 a) Imagen infrarroja de la antena a temperatura ambiente, b) termogramas de la antena a temperatura ambiente, c) imagen infrarroja de la antena a una temperatura de 48,3°C, c) y d) termogramas de la antena a la temperatura de 48,3 °C

Figura 6.18 – a) Imágenes superpuestas de franjas procesadas en dos estados térmicos de la antena (inicial línea negra y final línea gris y b) zona ampliada.

Figura 6.19 - Deformaciones topográficas relativas determinadas empleando Iluminación Estructurada Diferencial (IED).

Figura 6.20 – a) Perfilometría Moiré de franjas superpuestas de los estados térmicos ensayados de mitad de antena, b) sector central ampliado y c) borde de la antena ampliado.

Figura 6.21 - Perfilometría horizontal de la Transformada de Fourier de la figura 6.20 a)

Figura 6.22 – Evolución de las deformaciones térmicas.

Figura 6.23 – Variaciones de ganancia de antena en función de las desviaciones de la superficie reflectora de la ideal.

Figura 6.24 - Desviación del haz principal en grados en función del diámetro de la antena para una desviación de la superficie uniforme de 2 mm.

Figura 7.1- Vista superior de pisadas del MWR.

Figura 7.2– Disposición de los ocho alimentadores en función de los requerimientos de las pisadas.

Figura 7.3 - Sistema de antena de desarrollo modelado en el FEKO.

Figura 7.4- Posición de referencia según los ejes de coordenadas, a) de los alimentadores visto de frente y b) del sistema completo.

Figura 7.5 - Modelo de antena experimental de desarrollo completo para la frecuencia de 36,5 GHz

Figura 7.6- Fotos de disposición de los alimentadores.

Figura 7.7- Medida de antena experimental en campo lejano en el espacio libre.

Figura 7.8 – Alimentador acoplado a OMT.

Figura 7.9- Diagramas CP-XP de antena multihaz de ocho alimentadores.

Figura 7.10– Medidas de ROE de un alimentador del modelo de antena experimental.

Figura 7.11 - Medida de antena experimental con técnicas de campo cercano en cámara anecoica.

Figura 7.12 - Medición de diagrama de irradiación azimutal ( $\phi$ ) de los alimentadores 1 y 8 con a) técnicas de campo cercano y b) campo lejano.

Figura 7.13 – Comparación entre diagramas azimutal ( $\phi$ ) medido en campo lejano y diagramas simulados de la antena de desarrollo, a) alimentadores pares y b) alimentadores impares.

Figura 7.14 – Diagramas de irradiación de alimentadores 1 y 8, a) con técnicas de campo cercano en elevación ( $\theta$ ), b) en campo cercano en azimut c) simulado en elevación ( $\theta$ ) y b) simulado en azimut.

## INDICE DE TABLAS

Tabla 4.1 – Resultados de los modelos en  $f=23,8$  GHz.

Tabla 4.2 – Eficiencia de haz principal y apertura para modelo simulado.

Tabla 4.3 - Eficiencia de haz principal de un modelo de antena de desarrollo con ocho haces asimétricos.

Tabla 6.1 - Análisis de las diferencias entre  $Z_{\text{medido}}$  y  $Z_{\text{teórico}}$ .

Tabla 7.1- Información teórica angular de la posición de las pisadas.

Tabla 7.2- Coordenadas teóricas de los centros de fase de cada alimentador.

Tabla 7.3 - Posición angular azimutal del modelo matemático de los haces de antenas.

Tabla 7.4 - Posición angular azimutal medida de los haces de antenas determinadas con el modelo matemático utilizando OG.

Tabla 7.5 – Comparación de resultados del ángulo de azimut del lóbulo principal.

## NOMENCLATURAS

$Q$	Coefficiente de asfericidad.
$F$	Foco.
$f$	Distancia focal.
$D$	Diámetro de la antena.
$D_e$	Despeje de la antena.
$V$	Vértice de la parábola.
$f/D$	Relación distancia focal a diámetro.
$c$	Depresión de la parábola.
$(r, \theta, \phi)$	Coordenadas esféricas.
$E$	Campo eléctrico.
$D_s$	Densidad de flujo eléctrico.
$H$	Campo magnético.
$B$	Densidad de flujo magnético.
$\rho$	Densidad de cargas.
$J$	Densidad de conducción de corriente.
$\mu$	Permeabilidad.
$\epsilon$	Permitividad.
$Z_i$	Impedancia intrínseca del medio.
$S_a$	Densidad de potencia.
$F(\theta, \phi)$	Intensidad de radiación o diagrama de radiación.
$F_\theta$	Intensidad de radiación en el plano $\theta$ .
$F_\phi$	Intensidad de radiación en el plano $\phi$ .
$\Omega_p$	Angulo sólido del diagrama de radiación.
$\Omega_M$	Angulo sólido del haz principal.
$\Omega_m$	Angulo sólido de lóbulos laterales.
$\Omega_s$	Angulo sólido de la radiofuente.
$\eta_M$	Eficiencia del haz principal.
$\eta_m$	Eficiencia de los lóbulos laterales.
$\alpha_{1/2}$	Ancho de haz o ancho de potencia mitad.
$\alpha_{null}$	Ancho entre primer nulos.
$D(\theta, \phi)$	Directividad .
$\eta_a$	Eficiencia de apertura.
$\eta_i$	Eficiencia de iluminación.

$\eta_s$	Eficiencia de spillover o sobreiluminación.
$\eta_c$	Eficiencia de construcción o alineación.
$\eta_e$	Eficiencia de error de superficie.
$\eta_b$	Eficiencia de bloqueo.
$\eta_f$	Eficiencia de error de fase.
$t$	Desviación de la superficie reflectora.
$G(\theta, \phi)$	Ganancia de antena.
$Bt(\theta, \phi)$	Distribución espectral de brillo.
$T_B(\theta, \phi)$	Temperatura de brillo.
$T_{AP}(\theta, \phi)$	Temperatura aparente de la zona observada.
$P_r$	Potencia recibida.
$T_a$	Temperatura de antena radiométrica.
$T_M$	Temperatura aparente efectiva de la contribución del lóbulo principal.
$T_m$	Temperatura aparente efectiva de la contribución del lóbulo menor.
$T_{desc}$	Radiación descendente.
$T_{scat}$	Radiación scattering o por dispersión.
$T_{fond}$	Temperatura de fondo.
$T_{atm}$	Temperatura atmosférica.
$T_{lobLat}$	Temperatura que puede entrar al radiómetro por los lóbulos.
$\Delta T_{radiofuente}$	Temperatura de la radiofuente.
$\Delta G_a$	Variación de ganancia de antena.
$Tr$	Temperatura equivalente de ruido del receptor.
$Gr$	Ganancia total del radiómetro.
$\Delta Gr$	Variación de ganancia del receptor.
$P_s$	Potencia a la salida del radiómetro.
$K$	Constante de Boltzman.
$\Delta B$	Ancho de banda.
$r_a$	Relación axial.
$RPC$	Rechazo de polarización circular.
$RPL$	Rechazo de polarización lineal.
$I, Q, U$ y $V$	Parámetros de Stoke.
$p$	Grado de polarización.
$F_c$	Foco de la superficie esférica.
$f_c$	Distancia focal de la superficie esférica.
$r$	Radio de la superficie esférica.
$\hat{z}_p$	Eje principal de la superficie parabólica offset toroidal.
$\hat{k}$	Eje de rotación de la superficie parabólica offset toroidal.
$\hat{z}_f$	Eje central de la superficie.
$\Omega$	Arco focal de la superficie parabólica offset toroidal.
$q$	Factor de diseño de alimentadores principales.
$IE$	Método de Iluminación Estructurada.
$IED$	Iluminación Estructurada Diferencial.
$PM$	Métodos de Perfilometría Moiré.
$PTF$	Perfilometría por Transformada de Fourier.
$\phi$	Angulos azimutal del haz principal de la antena.
$\theta$	Angulos de elevación del haz principal de la antena.
$\phi_T$	Angulos azimutal determinado en forma teórica.

$\phi_{GO}$	Ángulos azimutal determinado con modelos matemáticos aplicando GO.
$\phi_S$	Ángulos azimutal determinado a través de simulaciones.
$\phi_M$	Ángulos azimutal determinado a través de mediciones efectuadas al modelo de antena experimental.
$\Delta\theta_{GO}$	Diferencia entre los ángulos de elevación entre los haces generados por los alimentadores pares e impares calculados con el modelo matemático.
$\Delta\theta_S$	Diferencia entre los ángulos de elevación entre los haces generados por los alimentadores pares e impares calculados a través de simulaciones.
$\Delta\theta_M$	Diferencia entre los ángulos de elevación entre los haces generados por los alimentadores pares e impares calculados a través de medidas efectuadas al modelo de antena experimental.
$ \phi_T - \phi_{GO} $	Diferencia en la posición azimutal del haz principal comparando valores determinados en forma teórica y con modelo matemático.
$ \phi_T - \phi_M $	Diferencia en la posición azimutal del haz principal comparando valores determinados en forma teórica y las medidas efectuadas en el modelo experimental.
$\lambda$	Longitud de onda de la radiación.

# CAPITULO 1

# INTRODUCCION

## 1.1 INTRODUCCION

Radiometría es el campo de la ciencia e ingeniería relacionada con la medida de radiación electromagnética. Los radiómetros son receptores que permiten medir la energía electromagnética de las radiación natural de medios materiales (gases, líquidos, sólidos y plasmas). Es conocida la importancia de los datos obtenidos con estos instrumentos, instalados en sistemas aerotransportados o satelitales, para el estudio de los parámetros geofísicos de la corteza terrestre y toman cada vez más relevancia frente a situaciones como: cambios climatológicos, manejo de recursos naturales, incendios forestales, tornados, tsunamis, etc. [1-5].

La necesidad de contar con equipos de observación de la Tierra en todas las longitudes de onda es cada vez mayor, cubriendo el rango de ondas milimétricas y submilimétricas. Los requerimientos de estas observaciones exigen poseer la mayor resolución y cubrimiento posible, utilizando técnicas de antenas con haces múltiples (Multiple Beam Antenna, MBA).

Una de las más desafiantes demandas en la actualidad en sistemas de antenas para aplicaciones espaciales de detección remota y sistemas de comunicación es la generación de múltiples haces con la habilidad de observar una gran cantidad de puntos. El tema de esta Tesis está basado en la necesidad de diseñar y desarrollar antenas con haces múltiples, propuestas para ser instaladas en un satélite, como radiómetros de microondas en las bandas K y Ka. La misión satelital debe observar en forma simultánea sobre la misma zona en tres bandas: las anteriormente mencionadas K y Ka, mientras que otro radiómetro operará en banda L iluminando la zona con tres haces. Tratando de lograr una mayor resolución que el radiómetro de banda L, y cubriendo la necesidad de poseer una resolución competitiva con otros satélites en la misma frecuencia, es que se decide un requerimiento de ocho haces para cada banda (Figura 1.1).

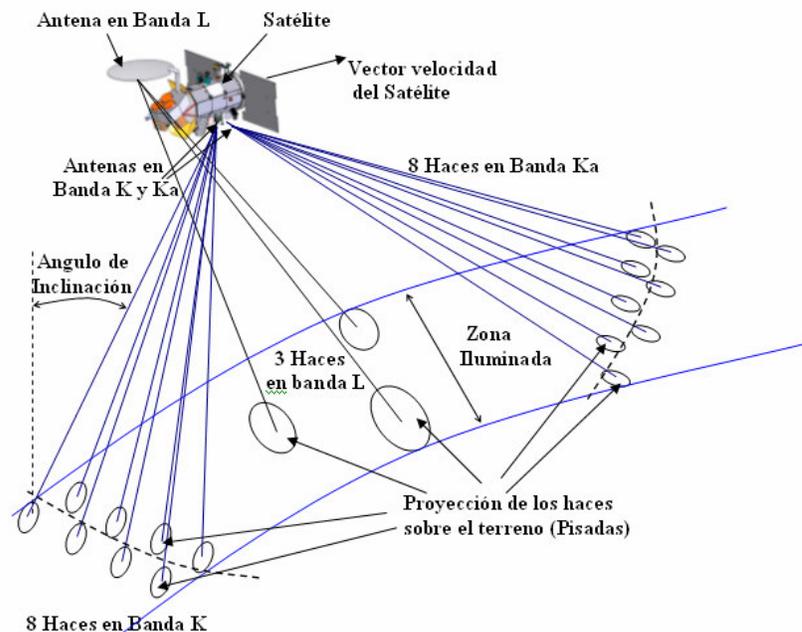


Figura 1.1 – Haces del satélite en Banda L, K y Ka.

En las referencias encontradas se puede observar que los sistemas se basan en desarrollos e investigaciones para obtener antenas de haces múltiples con disposición simétrica [6-16]. No obstante, en un sistema satelital de detección remota de haces múltiples, donde la orientación de los mismos posee un azimut diferente a la de la posición cenital (iluminación hacia un lateral del satélite), provocan disposición de haces asimétricos; característica de las que no se encontraron referencias previas. Esta dificultad de asimetría aparece al tener que cubrir la misma zona de observación que el radiómetro en banda L y con un ángulo de inclinación de  $55^\circ$  para disminuir los errores en la detección [5], dando una ubicación de los haces en banda Ka y K por delante y por detrás de la trayectoria del satélite respectivamente (Figura 1.1).

Estos requerimientos de iluminación que dan diseños con arreglos asimétricos serán analizados y estudiados en este trabajo, en función de las necesidades físicas, mecánicas y electromagnéticas del sistema. Es conveniente señalar que la parte experimental se efectúa sobre un diseño de características similares a un modelo de desarrollo de antenas para un instrumento, radiómetro de microondas en banda K y Ka (MWR, Microwave Water Radiometer), de una futura misión satelital. Este instrumento permitirá recolectar señales para determinar parámetros geofísicos relacionados con el ciclo global del agua.

### **1.2 OBJETIVOS ESPECIFICOS**

- Analizar y caracterizar antenas reflectoras para uso en ondas milimétricas para haces múltiples asimétricos.
- Considerar superficies con geometrías especiales para haces múltiples, determinado sus modelos matemáticos.
- Estudio de nuevas técnicas de medida para caracterizar topografía de superficies reflectoras, aplicando metrología en disciplinas ópticas.
- Análisis de métodos experimentales no invasivos de medidas de superficies de antenas en condiciones ambientales cambiantes y su implicancia en los parámetros radiométricos.
- Evaluar alimentadores principales y estudiar el comportamiento con haces múltiples asimétricos.
- Realizar el análisis y estudio de la geometría de la pisada de antenas en vehículos aerotransportables o satélites y su vinculación con las características radiométrica de la antena.
- Efectuar análisis comparativos de las simulaciones y medidas, validación de los modelos matemáticos propuestos en antenas con haces múltiples asimétricos.

### **1.3 METODOLOGIA**

Con el propósito de investigar sobre antenas multihaces, en esta Tesis, se evaluarán superficies reflectoras utilizando óptica geométrica, a fin de lograr un modelo matemático y una disposición que contenga haces múltiples asimétricos.

Los requerimientos de las antenas para uso en sistemas espaciales exigen medidas y características que difieren de las antenas convencionales utilizadas en sistemas de comunicaciones. Se efectuará una evaluación de las condiciones electromagnéticas de las antenas y la implicancia sobre los parámetros del radiómetro.

En el diseño de reflectores, juega un rol importante el alimentador principal. Por ello se estudiarán y analizarán alimentadores y se evaluarán los comportamientos de sus características sobre disciplinas radiométricas.

En base a la disposición de las pisadas de haces múltiples, de un caso similar de una futura misión satelital, se desarrollará un modelo matemático que permita determinar las posiciones de los alimentadores principales en una antena reflectora multihaz de haces asimétricos.

Con diversos software se realizarán simulaciones de los sistemas, comparando los valores teóricos obtenidos de los modelos matemáticos con las medidas efectuadas sobre un modelo de desarrollo experimental.

### **1.4 DESARROLLO DE LA TESIS**

En el Capítulo 2 se estudian sistemas reflectores parabólicos toroidales, para la generación de la superficie tórica, con distintos ejes de rotación; generando superficies esféricas en el uso de superficies reflectantes para aplicaciones en antenas de haces múltiples. En esta tesis se propone un reflector parabólico toroidal que permita facilitar la ubicación de los alimentadores y sus guías de onda en disposiciones asimétricas. Con este propósito se investiga la superficie parabólica offset toroidal con ejes de rotación no convencionales y se determina la expresión de una superficie esférica conicoide nueva, que soluciona totalmente la problemática planteada.

Las antenas para uso en radiómetros satelitales de detección remota contemplan parámetros y características específicas que no son consideradas en otros tipos de sistemas. En el Capítulo 3 se analizarán estos parámetros y características radiométricas que serán empleados en el tratamiento de los siguientes capítulos.

Durante el desarrollo del Capítulo 4 se evalúan los diseños de alimentadores principales y se investiga su comportamiento en el diseño de antenas con haces múltiples asimétricos. Se determina la solución óptima en el uso de radiómetros de detección remota, analizando el comportamiento de los parámetros radiométricos frente a alimentadores principales de diferentes características. Se investigan los efectos, analizando la eficiencia de las pisadas de los haces de antena.

Aplicando Optica Geométrica sobre el perfil de una antena offset toroidal, en el Capítulo 5, se determina una expresión que en función de la posición espacial de los alimentadores calcule la posición angular del haz que genera.

En el Capítulo 6 se aplican y se muestran resultados de métodos para caracterizar las formas de superficies reflectoras. Se presentan medidas de tolerancia o factor de forma de un modelo de superficie reflectora experimental, utilizando técnicas convencionales y se analiza nuevas técnicas no invasivas, utilizando métodos de iluminación estructurada. En reflectores de uso satelital, otro de los factores que influye son las condiciones ambientales a las cuales está expuesto, que harán variar su topografía provocando un deterioro de sus características radiométricas. En este capítulo se estudian métodos que permitan medir las variaciones topográficas en condiciones ambientales cambiantes, utilizando Iluminación Estructurada Diferencial, Perfilometría Moiré y Perfilometría por Transformada de Fourier. Con los resultados obtenidos, se analizan las vinculaciones con los requerimientos del sistema.

Sobre el modelo experimental de antena offset parabólica toroidal investigado y desarrollado, se efectúan medidas de diagrama de irradiación de campo cercano y campo lejano. En el Capítulo 7 se muestran y analizan los resultados, determinando la posición angular de los haces múltiples asimétricos que genera el sistema. A fin de validar el diseño, estos valores se comparan con los obtenidos con los algoritmos aplicando Optica Geométrica determinados en el Capítulo 5 y con los calculados a través de simulaciones utilizando un software electromagnético comercial.

---

# CAPITULO 2

# GEOMETRIA DE SUPERFICIES REFLECTORAS

---

La mayoría de las superficies que se emplean en óptica son superficies de revolución engendradas por la rotación de una línea curva alrededor de un eje contenido en su plano. Las superficies esféricas se generan por la rotación de una circunferencia alrededor de un eje de revolución ( $a$ ,  $b$ ) que pasa por el centro de curvatura ( $C$ ), como se observa en la figura 2.1.

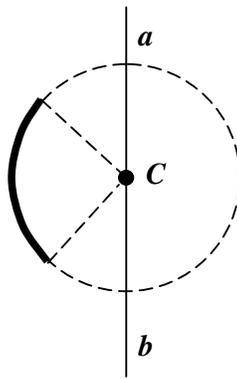


Figura 2.1 – Generación de una superficie esférica.

La intersección con la superficie de cualquier plano es una sección circular; la mayor circunferencia se obtiene cuando se secciona por un plano que contiene al centro de curvatura ( $C$ ).

Las superficies esféricas son las más sencillas de estudiar ya que presentan equivalencia en todos sus meridianos; por lo que, tanto sus propiedades geométricas como ópticas son constantes en toda las secciones de la superficie. No obstante ellas introducen importantes aberraciones ópticas, lo que compromete la calidad de la imagen.

Las superficies no esféricas, son llamadas superficies asféricas. Un tipo común de superficies asféricas con simetría rotacional son las conicoides. Estas superficies son muy utilizadas en reflectores de microondas y serán temas de análisis en este trabajo para discernir el comportamiento frente a las exigencias planteadas en los objetivos específicos (Sección 1.2).

## **2.1 SUPERFICIES ESFERICAS Y ASFERICAS**

### **2.1.1 SUPERFICIES CONICOIDES**

Las superficies asféricas conicoides o de asfericidad continua se generan por revolución de las curvas más simples, las cónicas.

Este tipo de curvas se obtiene al seccionar un cono por distintos planos; si la sección se realiza de forma perpendicular al eje del cono, la curva resulta una circunferencia; si esta sección es paralela a la superficie del cono obtenemos una parábola; si el corte se realiza con una inclinación se obtienen las elipses y si la sección es paralela al eje del cono se obtienen las dos ramas de las hipérbolas [31] (Figura 2.2).

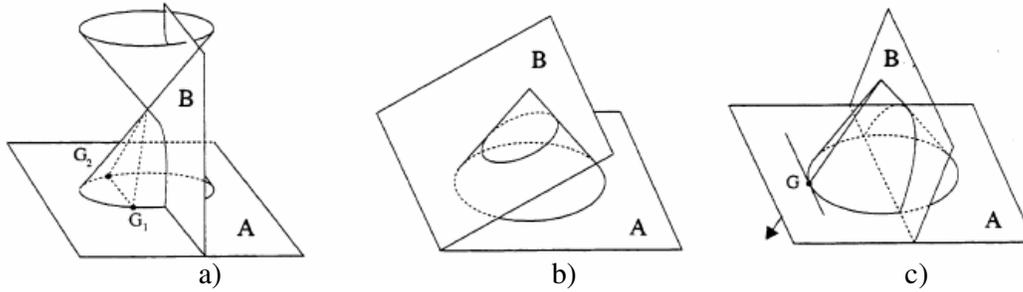


Figura 2.2 – Figuras cónicas, a) hipérbola, b) elipse y c) parábola.

Al hacer girar estas secciones cónicas alrededor de un eje, según la cónica de revolución empleada, se generan superficies elipsoides, paraboloides e hiperboloides, considerándose la esfera como un caso particular del elipsoide. Así las superficies esféricas conicoides pueden representarse de un modo simple en sección a través de las cónicas que la generan.

En la bibliografía específica [17-19] se pueden encontrar diversas expresiones matemáticas que representan este tipo de curvas; estas expresiones varían unas a otras en función del origen y del tipo de coordenadas empleado. Nosotros emplearemos la representación matemática válida para todas las cónicas, centrada con el vértice de la superficie en el origen de coordenadas en la que el eje  $\hat{z}$  es el eje de revolución y que se expresa del siguiente modo.

$$A \cdot z^2 + B \cdot x^2 + C \cdot y^2 + E \cdot z + F \cdot x + G \cdot y + H = 0. \quad (2.1)$$

Si llamamos:

$$A = (1+Q) \quad \text{y} \quad E = 2 \cdot r \quad (2.2)$$

y adoptamos  $B = C = 1$  y  $F = G = H = 0$ , nos queda:

$$(1+Q) \cdot z^2 + x^2 + y^2 + 2 \cdot r \cdot z = 0. \quad (2.3)$$

Donde  $r$  es el radio de curvatura en el origen  $(0,0,0)$  y  $Q$  es el coeficiente que indica el grado de asfericidad de la superficie; en función de cómo sea el valor de  $Q$  se puede deducir el tipo de cónica de revolución que genera la superficie esférica, tal como se muestra en la Figura 2.3.

El estudio de las cónicas tiene su origen en el año 250-220 a.C. en el libro de Apolonio de Perga, *Cónicas*, en el cual se estudian las figuras que pueden obtenerse al cortar un cono cualquiera por diversos planos. Previamente a este trabajo existían estudios elementales sobre determinadas intersecciones de planos perpendiculares a las generatrices de un cono, obteniéndose elipses, parábolas o hipérbolas según que el ángulo superior del cono fuese agudo, recto u obtuso, respectivamente. Si bien no disponía de la geometría analítica todavía, Apolonio hace un tratamiento de las mismas que se aproxima mucho a aquella. Los resultados obtenidos por Apolonio fueron los únicos que existieron hasta que Fermat y Descartes en el siglo XVII, en una de las primeras aplicaciones de la geometría analítica, retomaron el problema llegando a su casi total estudio, haciendo siempre la salvedad de que no manejan coordenadas negativas, con las restricciones que esto impone.

- $Q > 0$       elipsoide con eje mayor en el plano  $x y$   
 $Q = 0$       esfera  
 $0 > Q > -1$     elipsoide, con eje mayor en  $\hat{z}$       (2.4)  
 $Q = -1$       paraboloides  
 $Q < -1$       hiperboloides

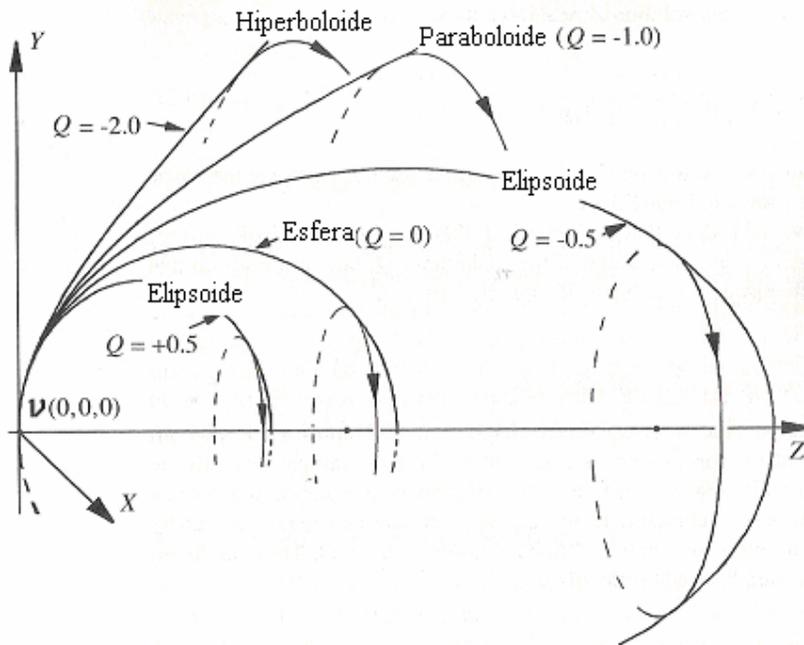


Figura 2.3 - Formación de conicoides de simetría rotacional y efecto del índice del grado de asfericidad de la superficie [17].

Las secciones sobre el plano  $x y$  son círculos y en la figura 2.3 se ve el efecto del grado de asfericidad  $Q$  sobre los bordes [17].

Las superficies reflectoras utilizadas como antenas, generalmente están construidas con superficies esféricas conicoides tales como paraboloides, hipérbolas y elipses. Nuestro interés está centrado en el estudio de las geometrías de los reflectores parabólicos, ya que son una de las superficies más usadas, por sus excelentes características como antenas reflectoras. Estas superficies, también se las denominan cuádricas porque pueden definirse con una ecuación de segundo orden (ecuación 2.1).

**2.2 REFLECTOR PARABÓLICO**  
**2.2.1 DISEÑO GEOMÉTRICO**

Definamos una parábola: es el lugar geométrico de los puntos del plano que equidistan de un punto fijo llamado foco ( $F$ ) y de una recta fija llamada directriz ( $d$ ) (Figura 2.4).

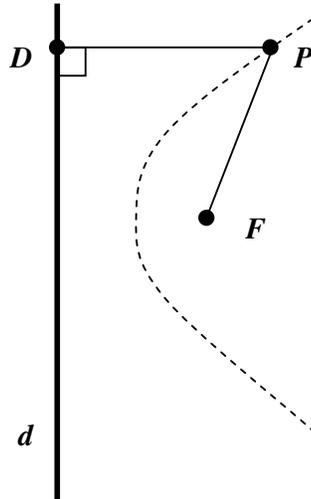


Figura 2.4 – Lugar geométrico de los puntos de una parábola. La recta  $d$  es la directriz y el punto  $F$  recibe el nombre de foco.

Luego según la definición y para cualquier punto  $P$  de la parábola tenemos:

$$FP=DP. \tag{2.5}$$

Para llegar a la ecuación de la parábola le anexamos dos ejes de coordenada, tomando como eje de las abscisas  $\hat{z}$  el eje de la parábola, que es el que pasa por el vértice  $V$  de la parábola y por el foco  $F$  (Figura 2.5).

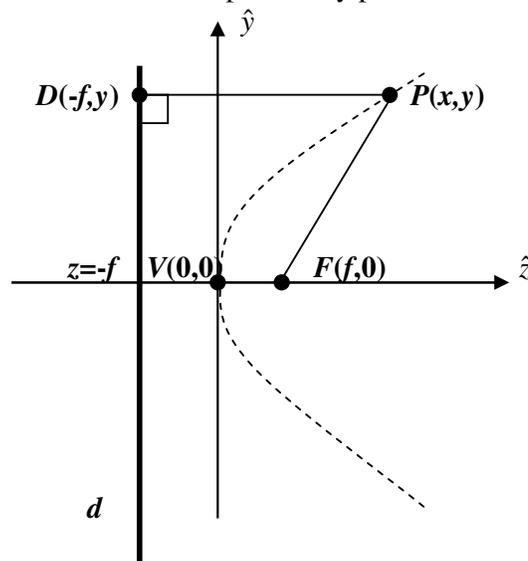


Figura 2.5 – Parábola sobre ejes de coordenadas.

Según los ejes de coordenadas de la Figura 2.5, tenemos que:

$$FP = \sqrt{y^2 + (z - f)^2}, \quad (2.6)$$

y

$$DP = z + f. \quad (2.7)$$

Reemplazamos en la igualdad 2.5:

$$\sqrt{y^2 + (z - f)^2} = z + f. \quad (2.8)$$

Desarrollando

$$y^2 = (z + f)^2 - (z - f)^2, \quad (2.9)$$

$$y^2 = z^2 + 2 \cdot z \cdot f + f^2 - z^2 + 2 \cdot z \cdot f - f^2, \quad (2.10)$$

$$y^2 = 4 \cdot f \cdot z. \quad (2.11)$$

Siendo la expresión 2.8 la ecuación analítica de la parábola referida al eje de simetría como eje de las abscisas y a la tangente en el vértice como eje de ordenadas.

Si la parábola no tiene su vértice en (0,0), sino en un punto con coordenadas (a, b) tendremos:

$$(y - b)^2 = 4 \cdot f (z - a). \quad (2.12)$$

Luego la ecuación de la parábola nos queda:

$$y^2 + b^2 - 2by - 4fz + 4fa = 0. \quad (2.13)$$

Si expresamos esta ecuación en función de la ecuación general de las cónicas tendremos:

$$C \cdot y^2 + E \cdot z + G \cdot y + H = 0, \quad (2.14)$$

donde:

$$\begin{aligned} C &= 1, \\ E &= -4f, \\ G &= -2b, \\ H &= b^2 + 4fa. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Vemos que en esta posición de la parábola falta el término  $z^2$ .

### **2.2.2 PROPIEDADES Y PARAMETROS DE UNA PARABOLA**

Utilizamos la propiedad de la igualdad de trayectoria de una parábola para explicar el funcionamiento de la misma como reflector de una onda electromagnética [20-22]. Supongamos un perfil parabólico con el foco coincidente con el eje que pasa por los bordes definidos por la recta que pasa por A y B que a su vez es paralela a la directriz

(Figura 2.6). En el caso de una superficie reflectora el plano que contiene al borde se llama plano de apertura.

Aplicando la propiedad de igualdad de trayectoria nos queda:

$$2 \cdot f = R(1 + \cos \theta) \Rightarrow R = \frac{2f}{(1 + \cos \theta)}. \quad (2.16)$$

Esta ecuación expresa que una onda irradiada desde una fuente puntual ubicada en el foco, que irradia sobre toda la superficie parabólica, genera una onda en fase sobre el segmento  $AB$  o sobre cualquier otro paralelo a este,  $A'B'$ .

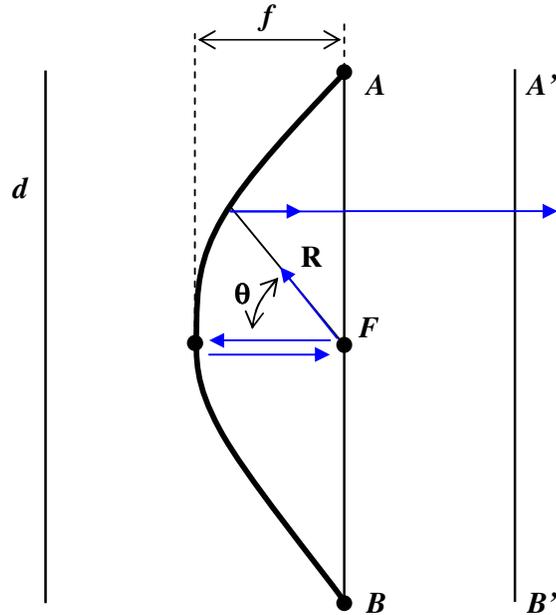


Figura 2.6 – Igualdad de trayectoria sobre un perfil parabólico.

A su vez, los rayos incidentes en una parábola, se concentrarán en el foco  $F$  (Figura 2.7) y viceversa, una fuente instalada en el foco generará rayos paralelos al eje principal de la parábola o eje de simetría (eje que contiene al foco y al vértice de la misma).

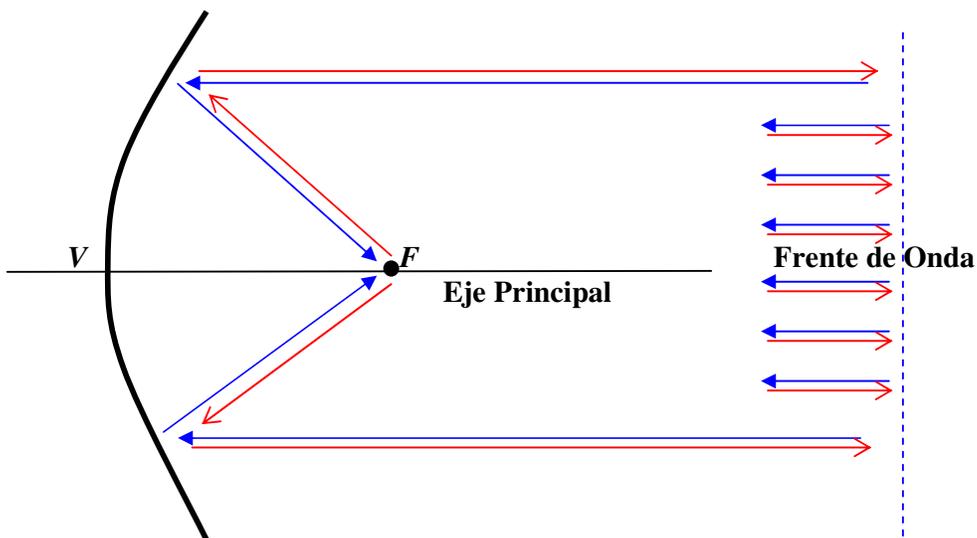


Figura 2.7 – Reflexión de frente de onda sobre perfil parabólico. Rayos incidentes desde el infinito:  $\leftarrow$  , y rayos incidentes desde el foco:  $\rightarrow$  .

Dentro de los parámetros que son de importancia en el diseño de una parábola, tenemos el ya definido foco ( $F$ ) y la distancia focal ( $f=VF$ ), donde  $V$  es el vértice de la parábola. Este parámetro es de vital importancia en el diseño del reflector conjuntamente con el diámetro ( $D$ ) o apertura del mismo.

La distancia focal nos permite medir el ángulo que forman los rayos marginales en el foco.

Mientras mayor sea la apertura o diámetro mayor va a ser la luminosidad (caso de reflectores ópticos), lo que implicaría un aumento de la ganancia en ondas de radio.

Un parámetro de importancia en reflectores en el uso en diferentes disciplinas es la relación distancia focal a diámetro ( $f/D$ ). Esta relación marcará las dimensiones y la complejidad del diseño del sistema reflector. Para  $f/D < 0,25$  el foco se ubicará dentro del sistema, dando un sistema más compacto, pero un perfil parabólico más cerrado y con más dificultad en su construcción (Figura 2.8 a). Cuando el foco está contenido en la recta  $AB$ , como se muestra en la figura 2.8 b, si aplicamos la propiedad de igualdad de trayectorias, tendremos:

$$2 \cdot f = R(1+0) = R = \frac{D}{2} \Rightarrow \frac{f}{D} = \frac{1}{4}. \quad (2.17)$$

Luego, vemos que cuando el foco coincide con la recta  $AB$ , que sería para una superficie reflectora parabólica el plano de apertura, el valor de  $f/D$  es igual a 0,25.

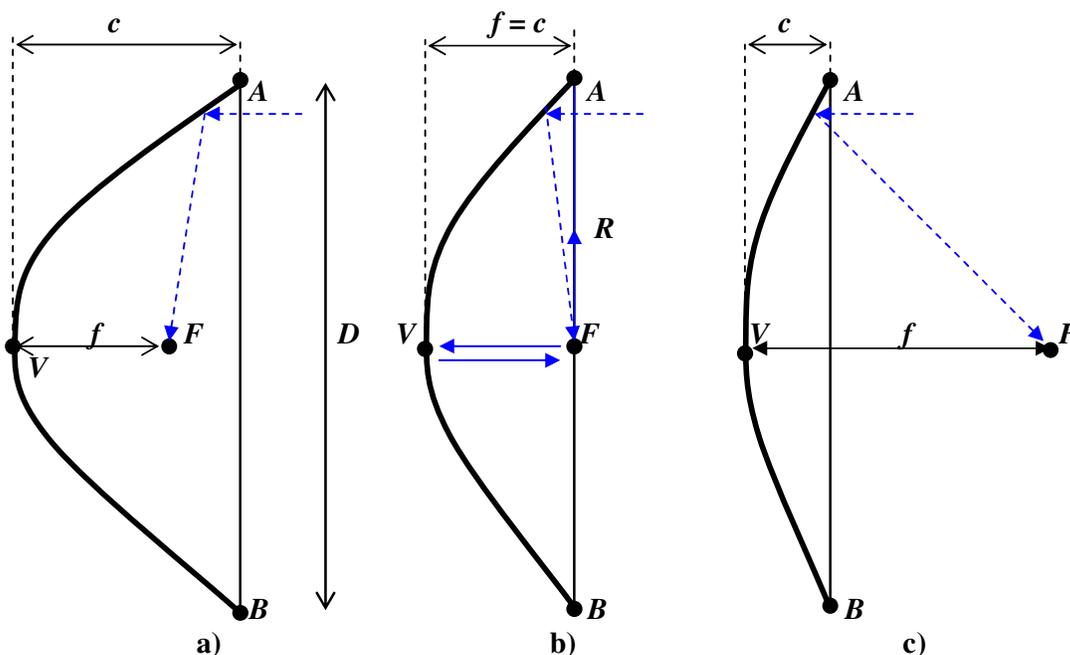


Figura 2.8 – Parábolas con distintas distancia focal a)  $f < 0,25$ , b)  $f = 0,25$  y c)  $f > 0,25$ .

Para el caso en donde  $f/D$  es mayor que 0,25 tenemos una superficie parabólica más suave y más fácil de construir.

El valor  $c$  es la depresión de la parábola y según la ecuación 2.11 resulta:

$$y^2 = 4 \cdot f \cdot z, \text{ donde } z = c \text{ e } y = D/2. \quad (2.18)$$

Luego

$$\left(\frac{D}{2}\right)^2 = 4 \cdot f \cdot c. \quad (2.19)$$

Por lo tanto, la depresión de la parábola será:

$$c = \frac{D^2}{16f} \quad (2.20)$$

### **2.3 SUPERFICIES REFLECTORAS**

Este trabajo se centra en el estudio de superficies esféricas, originadas partiendo de una parábola, como son el caso de la superficie parabólica de revolución, la superficie offset parabólica y las superficies toroidales parabólicas. Todas estas son de gran utilidad como reflectores y poseen excelentes características cuando se las emplea como antenas en las frecuencias de microondas.

#### **2.3.1 SUPERFICIES PARABOLICAS DE REVOLUCION**

Como vimos en la Sección 1.1.2, las formaciones de conicoides de simetría rotacional, por ejemplo en el caso de un paraboloides, se generan haciendo girar una parábola alrededor de su eje principal (en nuestro caso el eje  $\hat{z}$ ); esto engendra una superficie llamada superficie parabólica de revolución o paraboloides.

Cualquier frente de onda plano que se proyecte sobre la superficie parabólica concentrará su energía en el foco. Estas superficies son las únicas que gozan de esta propiedad. Este principio es utilizado en óptica por los telescopios reflectores, y propagado luego a ondas de radio para la implementación de antenas.

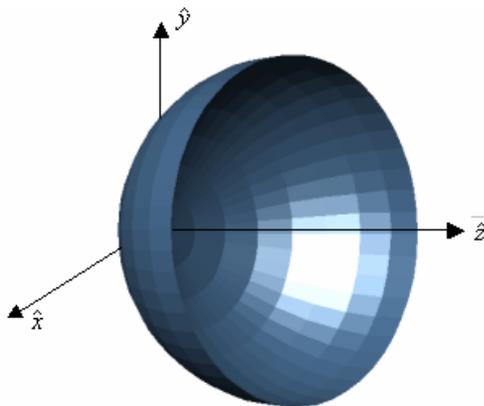


Figura 2.9 - Superficie parabólica de revolución.

La ecuación de la superficie parabólica de revolución que define puntos  $P(x, y, z)$  está dada por la expresión general de las superficies esféricas conicoides con ejes de revolución en  $\hat{z}$  (ecuación 2.3):

$$(1+Q) \cdot z^2 + x^2 + y^2 + 2 \cdot r \cdot z = 0. \quad (2.21)$$

Donde el índice del grado de asfericidad de la superficie  $Q$  para un paraboloide es -1. Por lo tanto:

$$x^2 + y^2 + 2 \cdot r \cdot z = 0. \quad (2.22)$$

Siendo  $r = 2f$ , queda:

$$\frac{(x^2 + y^2)}{4f} = z. \quad (2.23)$$

Para los puntos  $(x, y, cte)$ , o sea planos paralelos a los ejes  $\hat{x}\hat{y}$ , la ecuación queda:

$$(x^2 + y^2) = cte. \quad (2.24)$$

Estas son circunferencias concéntricas con el eje  $\hat{z}$ , que en este caso es el eje de la parábola y el eje de rotación.

Para planos paralelos al  $\hat{x}\hat{z}$  o al  $\hat{y}\hat{z}$ , la expresión dará:

$$\frac{x^2}{4f} = z \quad \text{o} \quad \frac{y^2}{4f} = z, \quad (2.25)$$

siendo estas las ecuaciones de las parábolas en cada plano.

### 2.3.2 SUPERFICIES PARABOLICAS OFFSET

La antena offset es originada efectuando la intersección entre la parábola de revolución y una superficie proyectada desde el foco. Utilizando un cono se obtendrá un sector como se observa en la figura 2.10.

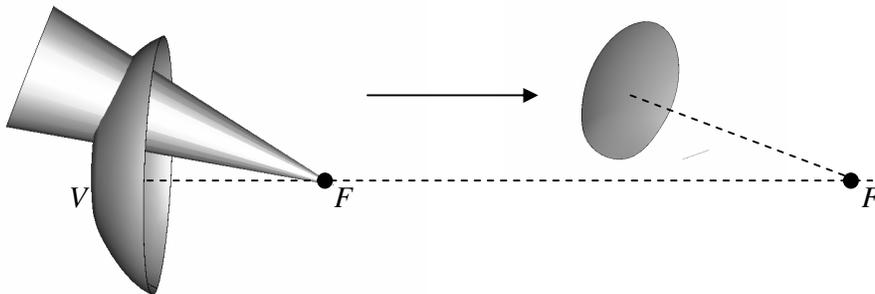


Figura 2.10 –Intersección entre parábola y cono, antena offset.

La superficie recibe el nombre de offset debido al aparente desplazamiento de su foco. Como se verá en los próximos capítulos, esta disposición es ventajosa frente a otros sistemas, ya que se reduce el bloqueo de señal producida por el alimentador, por los soportes y el cabezal del reflector.

### 2.3.3 GEOMETRIA TOROIDAL

Una superficie toroidal es una superficie de revolución usualmente formada cuando un arco (muy comúnmente un círculo) es rotado alrededor de un eje que no pasa a través del centro del círculo.

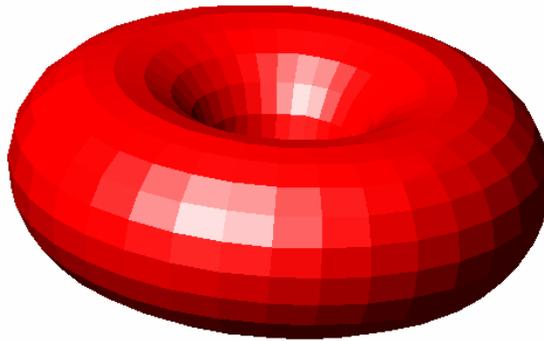


Figura 2.11 – Superficie toroidal.

Las superficies tóricas también se las denomina superficies astigmáticas, ya que no presentan equivalencia en todos sus meridianos, por lo tanto sus propiedades geométricas como ópticas no se mantienen constantes en todas las secciones de la superficie. Vemos en la figura 2.12, donde un círculo con radio  $r_v$  en el plano vertical es rotado alrededor del eje  $\hat{y}$ , a una distancia  $b$  desde el centro del círculo ( $C$ ).

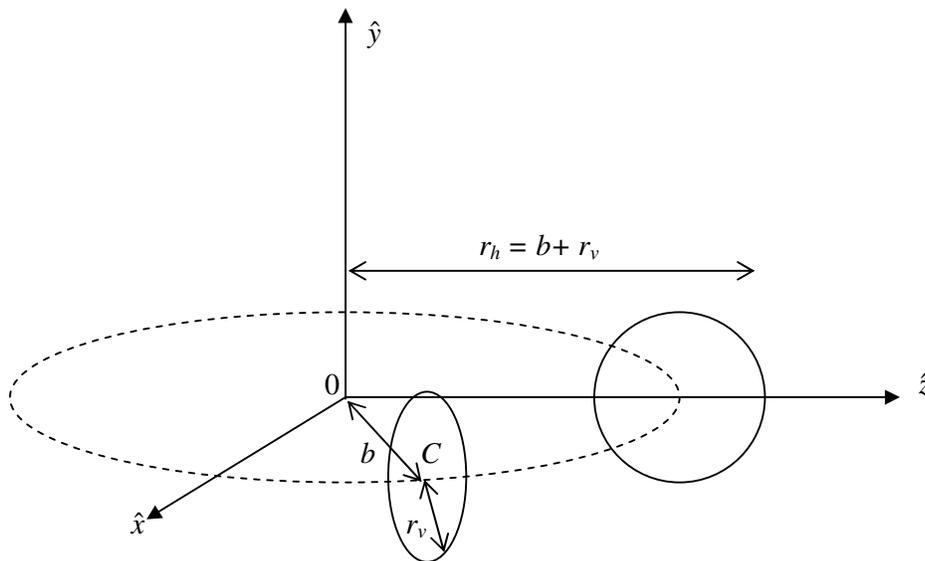


Figura 2.12 –Esquema de generación de superficie toroidal [19].

En la figura 2.12 también se observa que el centro del círculo  $C$ , con coordenadas  $(x_0, 0, z_0)$ , está a una distancia  $b$  del eje  $\hat{y}$  o del origen  $(0, 0, 0)$ . Luego cualquier punto del círculo, con radio  $r_v$ , satisface la siguiente ecuación:

$$(x - x_0)^2 + y^2 + (z - z_0)^2 = r_v^2. \quad (2.26)$$

Sin embargo, la 2.26 es también la ecuación de una esfera centrada sobre  $C$ . Como consecuencia es necesario restringir los valores de  $x$ ,  $y$ ,  $z$  para circunscribirlo sobre el círculo vertical. Esto puede hacerse sumando la condición que la normal al plano del círculo centrado sobre el punto  $C$  es perpendicular al eje  $\hat{y}$ . Esta condición se puede escribir como la nulidad del producto de vectores como:

$$[(x_0, 0, z_0) \times (x - x_0, y, z - z_0)] \cdot (0, 1, 0) = 0. \quad (2.27)$$

Esto se reduce a una simple condición que:

$$x_0 \cdot z - x \cdot z_0 = 0. \quad (2.28)$$

Ahora el punto  $C$  describe un círculo de radio  $b$  dado por:

$$x_0^2 + z_0^2 = b^2. \quad (2.29)$$

Si desarrollamos la ecuación 2.26 tenemos:

$$x^2 - 2 \cdot x \cdot x_0 + x_0^2 + y^2 + z^2 - 2 \cdot z \cdot z_0 + z_0^2 = r_v^2. \quad (2.30)$$

Si reemplazamos  $x_0^2 + z_0^2$  por  $b^2$  dado por la ecuación 2.29, nos queda:

$$x^2 - 2 \cdot x \cdot x_0 + y^2 + z^2 - 2 \cdot z \cdot z_0 + b^2 = r_v^2, \quad (2.31)$$

$$x^2 - 2 \cdot x \cdot x_0 + y^2 + z^2 - 2 \cdot z \cdot z_0 = r_v^2 - b^2. \quad (2.32)$$

Eliminamos los valores  $x_0$  y  $z_0$  de la ecuación 2.32, resolviendo las ecuaciones 2.28 y 2.29 como par de ecuaciones con dos incógnitas cuyas soluciones son:

$$x_0 = \pm \frac{b \cdot x}{\sqrt{x^2 + z^2}}, \quad (2.33)$$

y

$$z_0 = \pm \frac{b \cdot z}{\sqrt{x^2 + z^2}}. \quad (2.34)$$

Sustituyendo las ecuaciones 2.33 y 2.34 en la ecuación 2.32 y simplificando queda:

$$y^2 + (x^2 + z^2) \pm \frac{2 \cdot b}{\sqrt{x^2 + z^2}} = r_v^2 - b^2. \quad (2.35)$$

Si reemplazamos

$$b = r_h - r_v, \quad (2.36)$$

en la ecuación 2.35 nos queda:

$$y^2 + (x^2 + z^2) \pm \frac{2 \cdot (r_h - r_v)}{\sqrt{x^2 + z^2}} = r_v^2 - (r_h - r_v)^2. \quad (2.37)$$

Algunas estructuras típicas de superficies toroidales se muestran en la figura 2.13.

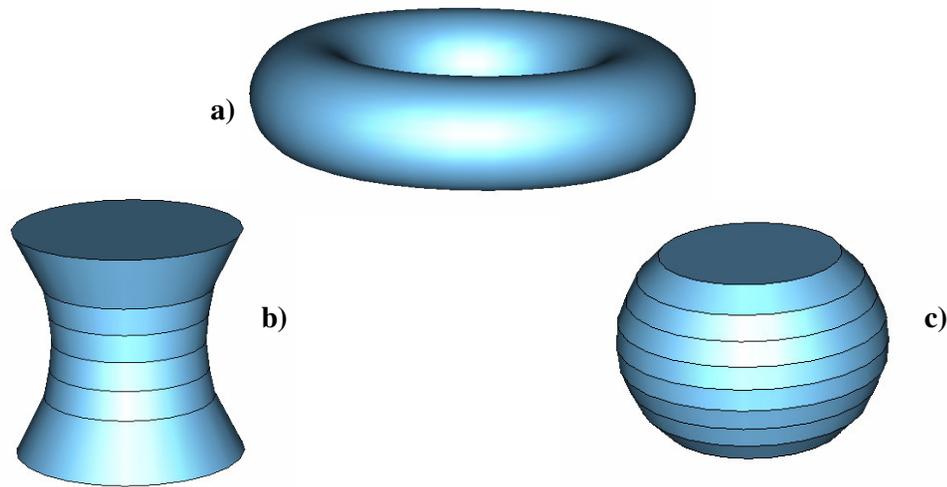


Figura 2.13 a) Toroide, b) Corsé y c) Barril.

En la figura 2.13 a), el eje de rotación es interior al círculo ( $r_h > 2 \cdot r_v$ ) y la superficie formada en este caso es un toroide convencional y de múltiples usos en reflectores [11-15], [23]. Si tomamos la superficie interna de este toroide, se forma el corsé mostrado en la Figura 2.13 b), de utilidad en algunos reflectores específicos [24]. Mientras que en la c) se muestra una superficie formada por un eje de rotación en el interior del círculo ( $r_h < 2 \cdot r_v$ ).

## 2.4 SUPERFICIES TOROIDALES ASFERICAS

Las superficies toroidales esféricas se forman rotando una sección cónica (elipse, parábola o hipérbola) alrededor de un eje. Son de mucha utilidad como reflectores de ondas de radio y generalmente se utilizan en sistemas con haces múltiples.

Con las superficies cónicas se pueden generar el toroide anillo o barril y el corsé similares a los superficies típicas toroidales (Figura 2.14).

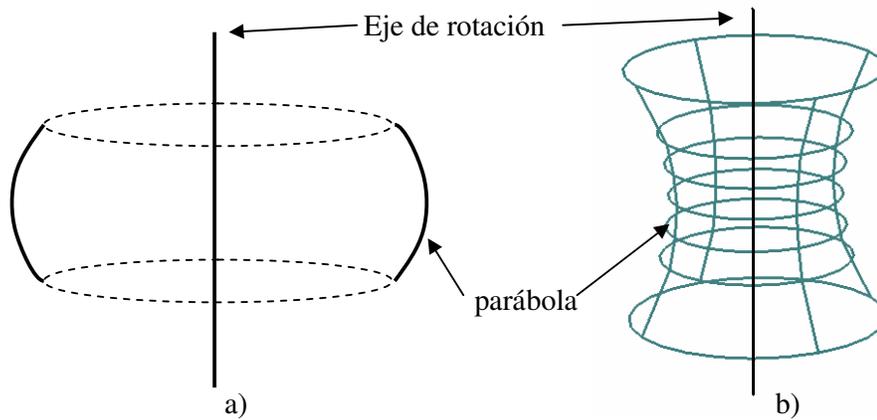


Figura 2.14 – a) Toroide anillo parabólico o barril parabólico y b) corsé parabólico

En aplicaciones como antenas se puede adoptar toda la superficie, como es el caso de antenas multipuntos utilizando un Corsé Parabólico [24], o sectores del toroide parabólico como analizaremos en este trabajo.

Para generar un toroide parabólico con eje focal  $f$  y vértice en el origen de coordenadas  $V=(0,0,0)$ , se debe rotar dicho perfil sobre un eje paralelo al eje  $\hat{y}$  que pasa por  $z = a$ , como se observa en la figura 2.15. En este esquema,  $a$  es la distancia entre el vértice de la parábola y el eje de revolución:

$$a = f + d. \tag{2.38}$$

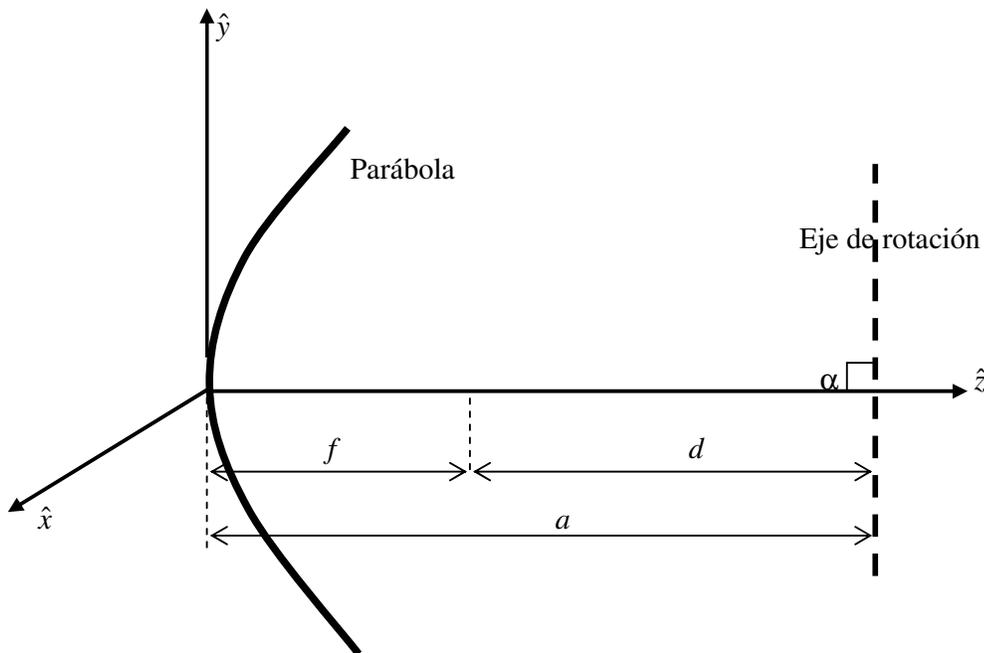


Figura 2.15 – Esquema para generar una superficie toroidal parabólica.

Siendo la expresión matemática que representa este toroide parabólico:

$$y^2 = 4 \cdot f \cdot \left[ (f + d) + \sqrt{x^2 + (z - f - d)^2} \right]. \quad (2.39)$$

En el caso en que  $y=0$  estamos en el plano  $x-z$  y la figura proyecta una circunferencia desplazada en su origen  $(f+d)$  y de radio también  $(f+d)$  expresada por:

$$x^2 + (z - (f + d))^2 = (f + d)^2. \quad (2.40)$$

Y cuando  $x=0$  estamos proyectando la figura sobre el plano  $y-z$  y nos da una parábola:

$$z = \frac{y^2}{4f} \quad (2.41)$$

## 2.5 SUPERFICIES OFFSET TOROIDALES

De la misma forma que en el caso de las superficies parabólicas offset (descriptas en la sección 2.3.2), las superficies parabólicas offset toroidales se generan al interceptar la superficie con otra superficie proyectada desde el centro del foco, que generalmente es un cono, creando una superficie como la que se observa en la figura 2.16.

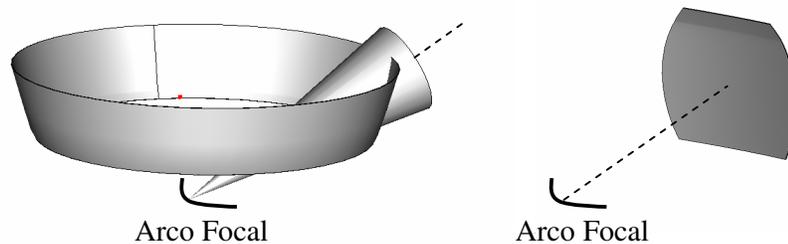


Figura 2.16 - Superficies parabólicas offset toroidales.

Estas superficies tienen la particularidad de generar un arco focal, debido a su giro sobre un eje de rotación, que es de mucha utilidad en el caso de pretender generar varios haces con un mismo reflector.

No necesariamente para generar estas superficies toroidales esféricas debemos colocar el eje rotación con un ángulo con el eje  $\hat{z}$  igual a  $90^\circ$  ( $\alpha = 90^\circ$ ), como es el caso de la figura 2.15. Podemos generar otras superficies toroidales con ejes inclinados como se observan en la figura 2.17 a) y b), donde  $\delta$  y  $\alpha$  son los ángulos del eje central y del eje de rotación con el eje  $\hat{z}$  respectivamente. Estas disposiciones permitirán

facilitar la ubicación de los alimentadores principales en el caso del uso de las mismas en antenas reflectoras multihaces.

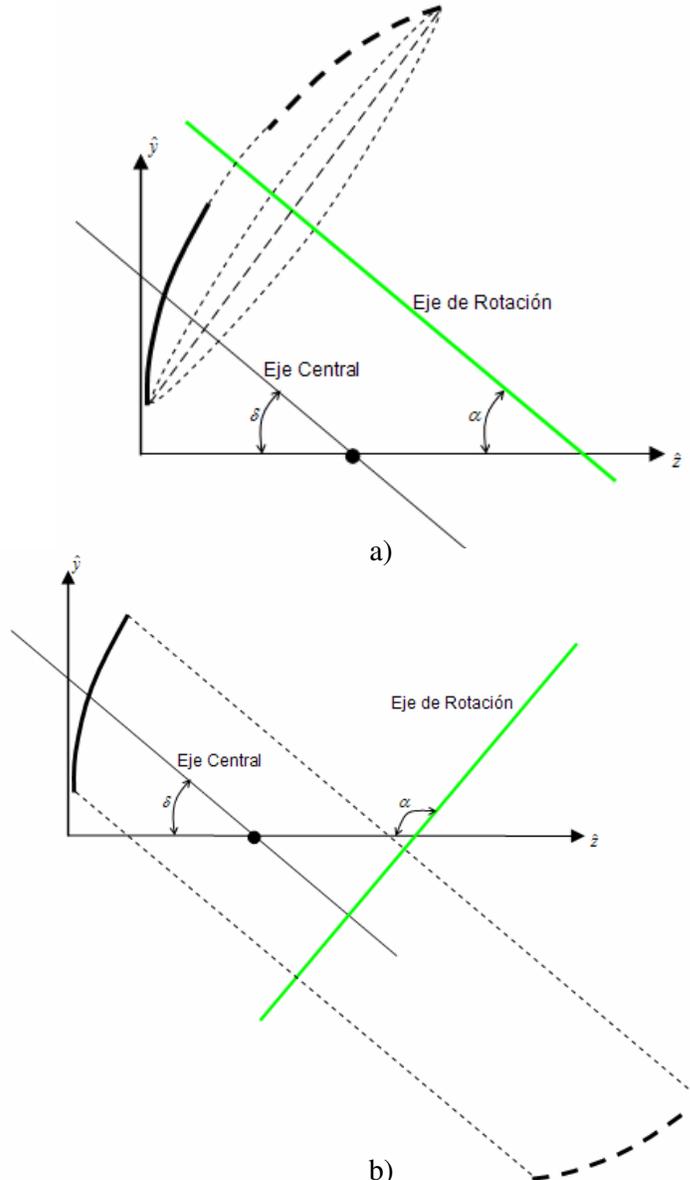


Figura 2.17 – Disposición del eje de rotación en superficies offset toroidales, a)  $\delta = \alpha$  y b)  $\alpha = \delta + 90$ .

Las expresiones de estas superficie toroidal esféricas (Figura 2.17 a y b) para obtener los puntos teóricos, no son de manejo sencillo. Analizaremos y desarrollaremos a continuación, las expresiones de la disposición con eje de rotación  $\alpha = \delta + 90$  (Figura 2.17 b), correspondientes a la geometría de interés para este trabajo.

### 2.5.1 SUPERFICIES OFFSET TOROIDALES CON EJE ROTADO

En la figura 2.18 se observa el detalle de un perfil de una superficie toroidal que posee el eje de rotación con una disposición angular de  $\alpha = \delta + 90$ , dispuesta sobre ejes de coordenadas.

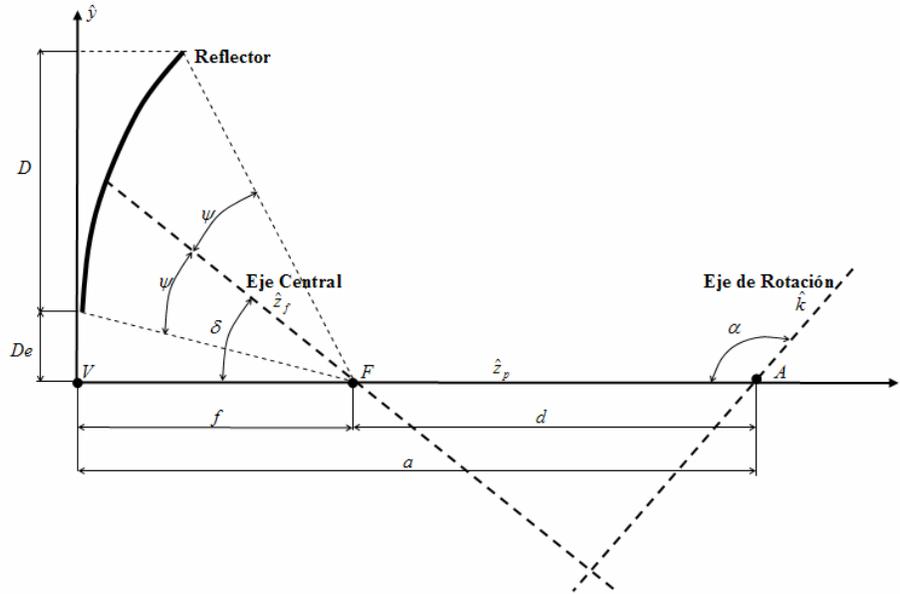


Figura 2.18 – Esquema del perfil de superficie parabólica offset toroidal con  $\alpha = \delta + 90$ .

La superficie toroidal se obtiene por la rotación de la parábola expresada por la ecuación  $z = b \cdot y^2$  (donde  $b = \frac{1}{4f}$ ) alrededor de la recta de ecuación  $z = a + p \cdot y$ , donde  $a = f + d$  y  $p = \text{tg}(\delta)$ .

Para generar los puntos exactos de la misma hemos definido cada par  $(x, y)$  como se observa en la Figura 2.19, considerando  $P=(x, y, z)$ , un punto genérico de la superficie toroidal. Llamaremos  $P_1=(0, y_1, z_1)$  al centro de la circunferencia que pasa por  $P$  (al girar la parábola) y  $P_2=(0, y_2, z_2)$  al punto de la parábola que pertenece a esa circunferencia.

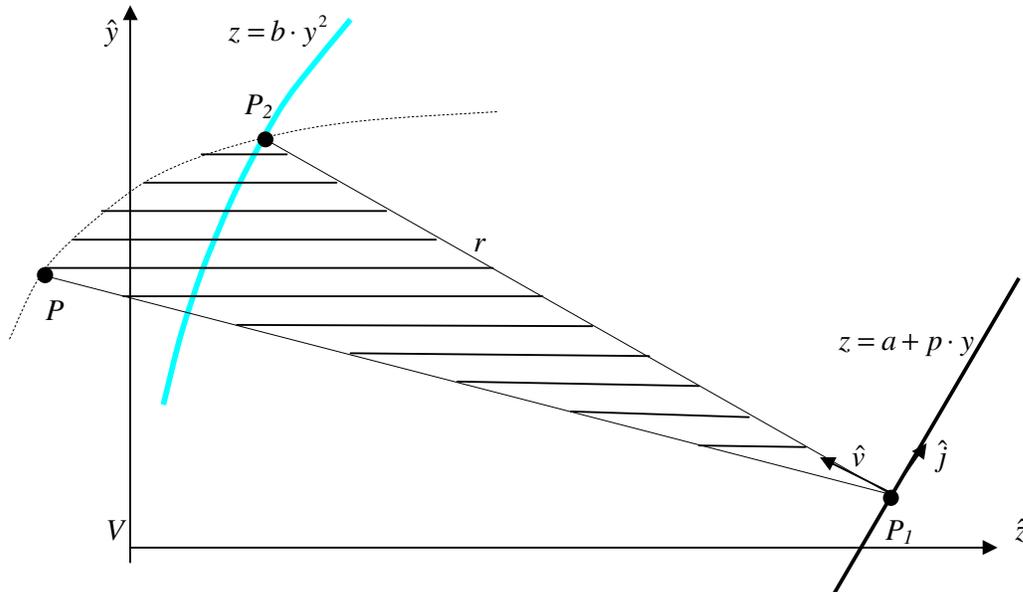


Figura 2.19 – Referencias de vectores sobre esquema de perfil de la superficie.

Como  $P_1=(0, y_1, z_1)$  pertenece a la recta que es el eje de rotación, será:

$$z_1 = a + p \cdot y_1, \quad (2.42)$$

y como  $P_2=(0, y_2, z_2)$  pertenece a la parábola tendremos:

$$z_2 = b \cdot y_2^2. \quad (2.43)$$

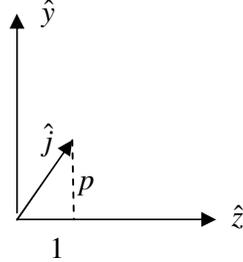


Figura 2.20 – Vector  $\hat{j}$ .

La perpendicularidad entre el eje de rotación y la recta  $P_1P$  se traduce en la perpendicularidad del vector  $\hat{j}=(0,1,p)$  y  $(x, y-y_1, z-z_1)$ , que se puede expresar como la nulidad del producto escalar dado por:

$$P_1P \cdot \hat{j} = 0. \quad (2.44)$$

Efectuamos el producto escalar de coordenadas y nos queda:

$$(y - y_1) + p(z - z_1) = 0. \quad (2.45)$$

Sustituyendo  $z_1$  de la expresión 2.42 y despejamos  $y_1$  tenemos:

$$(y - y_1) + p(z - a - p \cdot y_1) = 0, \quad (2.46)$$

$$y_1 = \frac{y + p(z - a)}{1 + p^2}. \quad (2.47)$$

Llamemos

$$y_1 = g(y, z) = \frac{y + p(z - a)}{1 + p^2}, \quad (2.48)$$

y reemplazando en la ecuación 2.42, nos queda:

$$h(y, z) = z_1 = a + p \cdot g(y, z) \quad (2.49)$$

Luego, la distancia ( $r$ ) entre  $P$  y  $P_1$  (radio de la circunferencia) es:

$$r = \sqrt{x^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2}. \quad (2.50)$$

Entonces queda la distancia  $r$  en función de  $(x, y, z)$  y reemplazado con los valores de las ecuaciones 2.48 y 2.49 nos queda:

$$r^2 = c(x, y, z) = x^2 + (y - g(y, z))^2 + (z - h(y, z))^2. \quad (2.51)$$

Observamos que el segmento  $P_1P_2$  es perpendicular al eje de rotación y su longitud debe ser  $r$ .

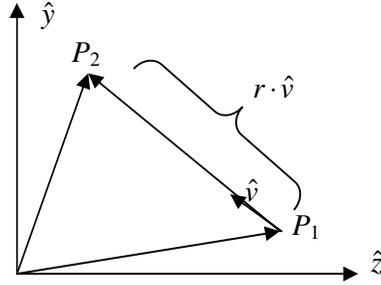


Figura 2.21 - Representación vectorial.

Luego según la figura 2.21 vemos que vectorialmente podemos expresar  $P_2$  como la suma de:

$$\hat{P}_2 = \hat{P}_1 + r \cdot \hat{v}, \quad (2.52)$$

donde  $\hat{v}$  es un versor del plano  $yz$ , perpendicular a  $(0, 1, p)$ . Se observa que puede tomarse

$$\hat{v} = (0, t, s), \quad (2.53)$$

donde

$$t = \frac{-p}{\sqrt{1+p^2}}, \quad (2.54)$$

$$s = \frac{1}{\sqrt{1+p^2}}. \quad (2.55)$$

Luego escribiendo la ecuación 2.52 coordenada a coordenada queda:

$$(0, y_2, z_2) = (x, g(y, z), h(x, z)) + r(0, t, s), \quad (2.56)$$

$$\begin{cases} y_2 = g(y, z) + r \cdot t, \\ z_2 = h(y, z) + r \cdot s. \end{cases} \quad (2.57)$$

Sustituyendo en la ecuación 2.43 queda:

$$h(y, z) + r \cdot s = b(g(y, z) + r \cdot t)^2. \quad (2.58)$$

Desarrollando el cuadrado y agrupando convenientemente nos queda:

$$h(y, z) - b \cdot g^2(y, z) - b \cdot r^2 \cdot t^2 = 2 \cdot b \cdot g(y, z) \cdot r \cdot t - r \cdot s, \quad (2.59)$$

o

$$h(y, z) - b \cdot g^2(y, z) - b \cdot r^2 \cdot t^2 = r(2 \cdot b \cdot g(y, z) \cdot t - s). \quad (2.60)$$

Elevando al cuadrado y reemplazamos  $r^2$  por  $c(x, y, z)$  (ecuación 2.51), nos queda:

$$(h(y, z) - b \cdot g^2(y, z) - b \cdot c(x, y, z) \cdot t^2)^2 - c(x, y, z) \cdot (2 \cdot b \cdot g(y, z) \cdot t - s)^2 = 0; \quad (2.61)$$

o bien  $P(x, y, z) = 0$ .

Esta expresión es la ecuación de los puntos  $(x, y, z)$  de una superficie esférica conicoide que satisface la geometría de los puntos de una parábola offset toroidal, la cual es mostrada en el esquema de perfil en la figura 2.18.

La figura 2.22 representa los puntos teóricos de esta superficie parabólica offset toroidal determinados con la expresión 2.61 y que será de interés en este trabajo.

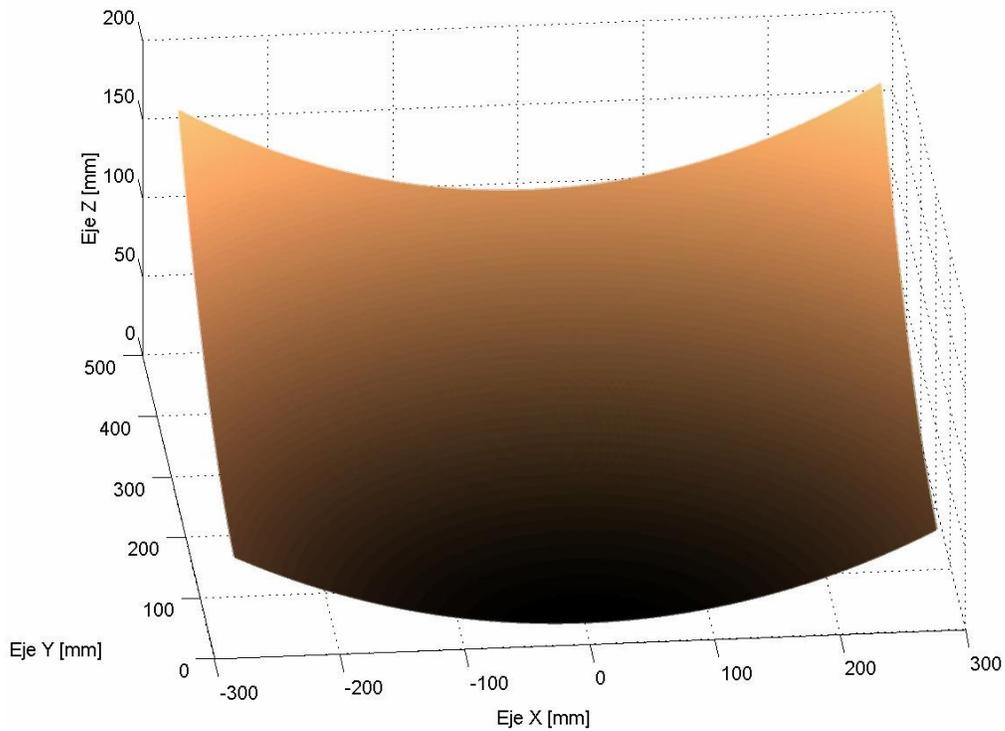


Figura 2.22 - Representación gráfica de la superficie parabólica offset toroidal a experimentar.

---

# CAPITULO 3

# CARACTERISTICAS DE ANTENAS DE MICROONDAS EN DETECCION REMOTA

---

Una antena puede ser definida como la región de tránsito entre el espacio libre donde se propaga la onda electromagnética y un medio confinado, como podría ser una guía de onda o una línea de transmisión. La función de una antena en un radiómetro es recibir la energía electromagnética radiada por la zona iluminada.

En este capítulo se analizarán las características esenciales de una antena de microondas y se determinarán algunas que son específicamente para uso en radiómetros de sistemas satelitales de detección remota.

## **3.1 PARAMETROS BASICOS DE ANTENAS**

Todos los fenómenos electromagnéticos no cuánticos se pueden describir a partir de las ecuaciones de Maxwell [20-22], [27], [28], dadas por:

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (\text{ley de Faraday}), \quad (3.1)$$

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D_s}{\partial t} \quad (\text{ley de Maxwell-Ampere}), \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot D_s = \rho \quad (\text{ley de Gauss eléctrica}), \quad (3.3)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (\text{ley de Gauss magnética}). \quad (3.4)$$

Donde  $E$  es el campo eléctrico,  $D_s$  es la densidad de flujo eléctrico,  $H$  el campo magnético y  $B$  densidad de flujo magnético. Las fuentes de campo son  $\rho$  que es la densidad de cargas y  $J$  que es la densidad de conducción de corriente.

En un medio homogéneo y sin cargas como es el espacio libre, caracterizado por la permeabilidad  $\mu$  y la permitividad  $\epsilon$ , las ecuaciones quedan:

$$\nabla \times E = -\mu \frac{\partial H}{\partial t}, \quad (3.5)$$

$$\nabla \times H = -\epsilon \frac{\partial E}{\partial t}, \quad (3.6)$$

$$\nabla \cdot E = 0, \quad (3.7)$$

$$\nabla \cdot H = 0. \quad (3.8)$$

Las leyes de Faraday y de Maxwell-Ampere describen la interrelación entre campo eléctrico y magnético cuando dependen del tiempo y expresan la propagación de las ondas electromagnéticas en el espacio.

Asociado con el campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación está el vector de Poynting, el cual es referido como la densidad de potencia  $S_a$ , dada por:

$$S_a = \frac{1}{2} \text{Re}(E \times H). \quad (3.9)$$

Este permite cuantificar la potencia de la energía electromagnética en cualquier punto del espacio. Por lo tanto la magnitud  $S_a$  definirá mucho de los parámetros que comúnmente definen las propiedades de la antena (directividad, ancho de haz y área efectiva).

La distribución espacial de energía radiada por una antena es función de la posición en el espacio y está caracterizada por el *diagrama de antena*. Luego la representación de los gráficos de diagrama de antena se realizan utilizando coordenadas esféricas [25].

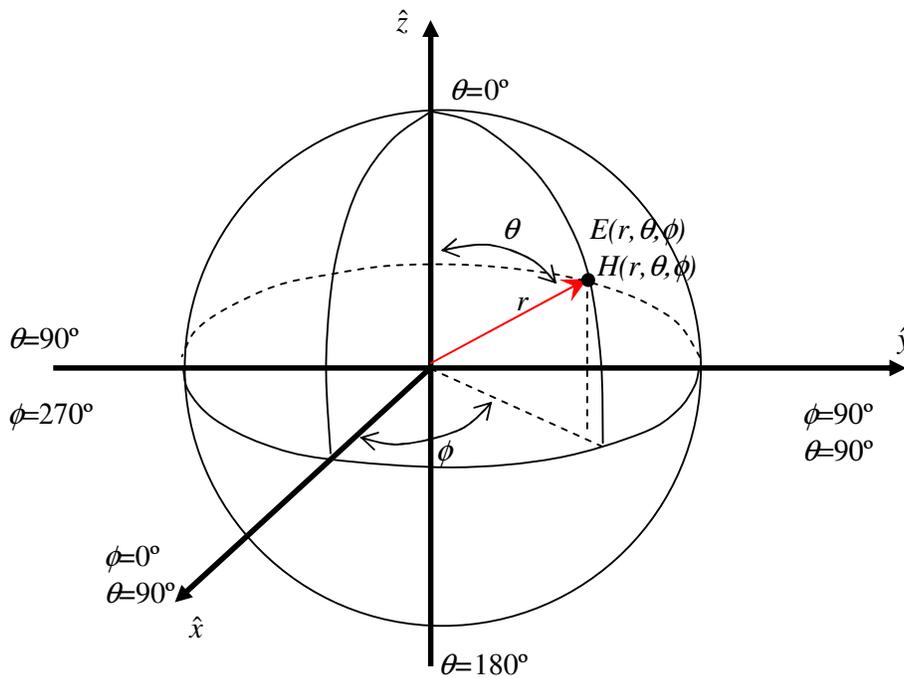


Figura 3.1 -Coordenadas esféricas.

Las variables utilizadas son la distancia al punto considerado ( $r$ ), ángulo de elevación ( $\theta$ ) y ángulo de azimut ( $\phi$ ).

El diagrama de radiación de una antena es la distribución de la amplitud relativa del campo electromagnético o más comúnmente la distribución de la densidad de potencia ( $S_a$ ), también aplicado en forma recíproca a antenas utilizadas como receptoras.

Consideremos un transmisor colocado en el origen del sistema mostrado en la figura 3.2 y elijamos  $r$  lo suficientemente grande para considerar que el frente de onda en el diferencial de área ( $dA$ ) es plano. Con estas condiciones se dice que se está observando una zona en el *campo lejano*. Esta región es de un particular interés, no sólo porque matemáticamente puede simplificar los procesos a estudiar, sino porque generalmente las observaciones con radiómetros se efectúan a grandes distancias o sea en el campo lejano.

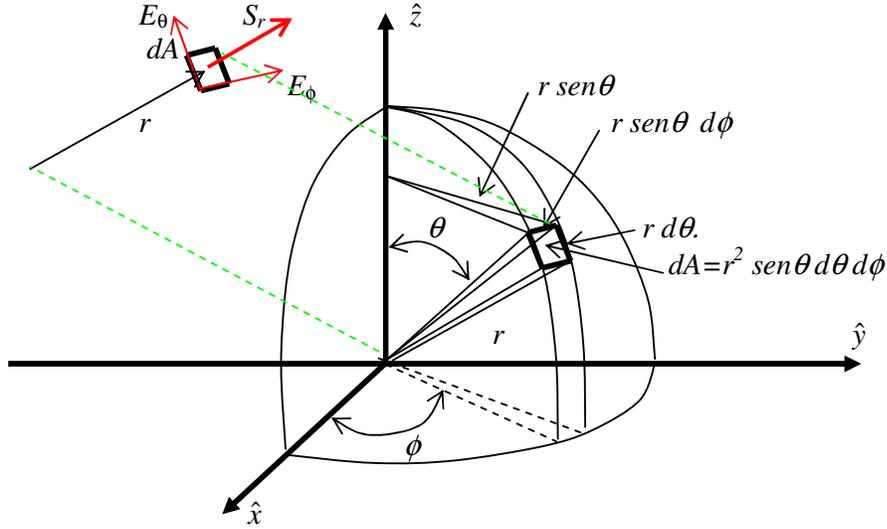


Figura 3.2 – Radiación de radiofuente en coordenadas esféricas.

En una onda plana, los vectores de campo eléctrico  $E$  y campo magnético  $H$  en el campo lejano son perpendiculares entre sí y se producen en un plano normal al vector  $r$ .

$$\hat{E} = \hat{\theta} \cdot E_{\theta} + \hat{\phi} \cdot E_{\phi}. \quad (3.10)$$

Siendo  $Z_i$  la impedancia intrínseca del medio, tenemos:

$$\hat{H} = \left( \frac{1}{Z_i} \right) \cdot \hat{E} = \left( \frac{1}{Z_i} \right) \cdot (\hat{\theta} \cdot E_{\theta} + \hat{\phi} \cdot E_{\phi}). \quad (3.11)$$

Luego la densidad de potencia  $S_r$  en el área considerada tiene una componente radial, y no en las direcciones  $\theta$  o  $\phi$  con lo que:

$$S_r = \frac{1}{2} \cdot \text{Re}(E \times H) = \frac{1}{2Z_i} \cdot (|E_{\theta}|^2 + |E_{\phi}|^2). \quad (3.12)$$

A grandes distancias de la antena, el campo radiado  $E_{\theta}$  (y su similar  $E_{\phi}$ ) puede ser descrito por una función de propagación esférica  $\frac{e^{-j\beta r}}{r}$ , características de una fuente puntual, multiplicada por la función dirección  $f(\theta, \phi)$ :

$$E_{\theta} = \frac{e^{j\beta r}}{r} f_1(\theta, \phi), \quad (3.13)$$

y

$$E_{\phi} = \frac{e^{j\beta r}}{r} f_2(\theta, \phi), \quad (3.14)$$

donde  $\beta = 2\pi/\lambda$ , siendo  $\lambda$  la longitud de onda de la radiación.

El flujo de potencia en el campo lejano está dado por:

$$S_r = \frac{1}{2Z_i r^2} \left( |f_1(\theta, \phi)|^2 + |f_2(\theta, \phi)|^2 \right). \quad (3.15)$$

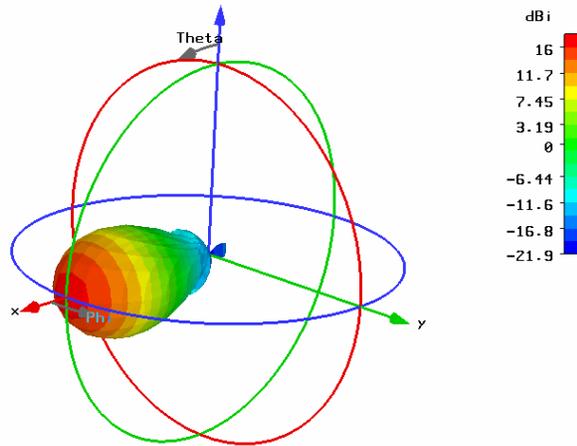
La densidad de potencia  $S_r(r, \theta, \phi)$  describe las propiedades de direccionalidad de la antena. Generalmente es conveniente usar una función independiente de la distancia  $r$  conocida como *intensidad de radiación* o *diagrama de radiación*  $F(\theta, \phi)$  [21] [22] [25], dada por:

$$F(\theta, \phi) = r^2 \cdot S_r = \frac{1}{2Z_i} \left( |f_1(\theta, \phi)|^2 + |f_2(\theta, \phi)|^2 \right) \quad (3.16)$$

Donde  $F(\theta, \phi)$  es ahora expresado en watt por unidad de ángulo sólido (watt por estereorradián). Es costumbre normalizar el máximo valor de  $F(\theta, \phi)$  a la unidad, en ese caso el diagrama es referido como *diagrama de radiación normalizado*  $F_n(\theta, \phi)$ . Luego:

$$F_n(\theta, \phi) = \frac{F(\theta, \phi)}{F_{\max}(\theta, \phi)} = \frac{S_r}{S_{r, \max}}. \quad (3.17)$$

En los figura 3.3 a), b) y c) podemos ver las distintas formas de presentar un diagrama  $F_n(\theta, \phi)$  donde la escala de amplitud utilizada esta en dB y la otra coordenada es una medida de ángulos. Este formato permite convenientemente la interpretación de la radiación de los lóbulos.



a)

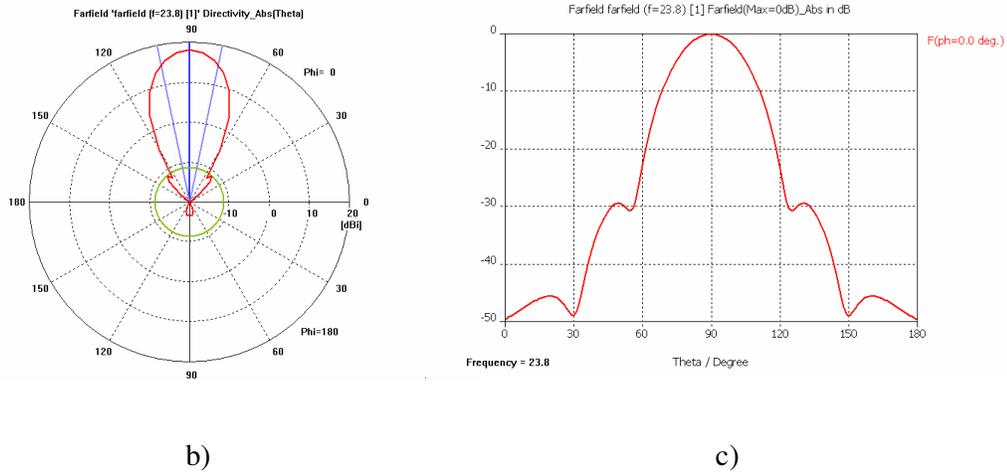


Figura 3.3 - a) Diagrama en 3D, y b) Diagrama polar y c) Diagrama cartesiano.

En estos casos se observa un diagrama de radiación direccional, gráficos obtenidos con software de simulación [39-42], similar al que se utilizaría en un radiómetro de microondas y de interés para este trabajo. En los diagramas se pueden distinguir el lóbulo principal, que es el que iluminaría la zona a observar en el caso de un radiómetro, y los lóbulos laterales y lóbulos traseros (lóbulos menores). El primer lóbulo lateral, es el primer lóbulo que aparece a ambos lados del haz principal.

De estos diagramas se pueden extraer varios valores numéricos que especificarán parámetros que caracterizan a la antena, como veremos a continuación.

### 3.2 ANGULO SOLIDO Y EFICIENCIA DEL HAZ PRINCIPAL

Si definimos el ángulo sólido del diagrama de radiación como  $\Omega_p$  y el ángulo sólido del haz principal como  $\Omega_M$  y el haz principal de los lóbulos laterales por  $\Omega_m$ , tendremos [25], [26]:

$$\Omega_p = \iint_{4\pi} F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega, \quad (3.18)$$

y

$$\Omega_M = \iint_{LP} F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega. \quad (3.19)$$

Siendo  $LP$  el cono del lóbulo principal producido sobre la región definida alrededor del pico máximo de ganancia y entre los primeros valles o nulos. Luego el ángulo sólido de los lóbulos menores será:

$$\Omega_m = \Omega_p - \Omega_M . \quad (3.20)$$

Los ángulos sólidos están en estereorradianes y el diferencial de ángulo sólido es:

$$d\Omega = \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\phi . \quad (3.21)$$

Podemos definir la *eficiencia del haz principal* [25] [28]  $\eta_M$  de la antena como la fracción de potencia recibida (o emitida) por el lóbulo principal:

$$\eta_M = \frac{\Omega_M}{\Omega_p} . \quad (3.22)$$

De la misma forma definimos la eficiencia de los lóbulos laterales como:

$$\eta_m = \frac{\Omega_m}{\Omega_p} = 1 - \eta_M . \quad (3.23)$$

Estas eficiencias son de importancia en las características de antenas utilizadas en radiómetros de observaciones remotas, en donde el objetivo es observar zonas determinadas generadas por la energía recibida a través del haz principal, deseando que la contribución en otras direcciones sea la mínima posible.

### 3.3 ANCHO DE HAZ DE ANTENA

Los ángulos sólidos anteriormente definidos caracterizan las propiedades de direccionalidad de las dos dimensiones del diagrama de radiación de la antena  $F_n(\theta, \phi)$ .

La característica del ancho del lóbulo principal para un determinado ángulo se define como *ancho de haz*.

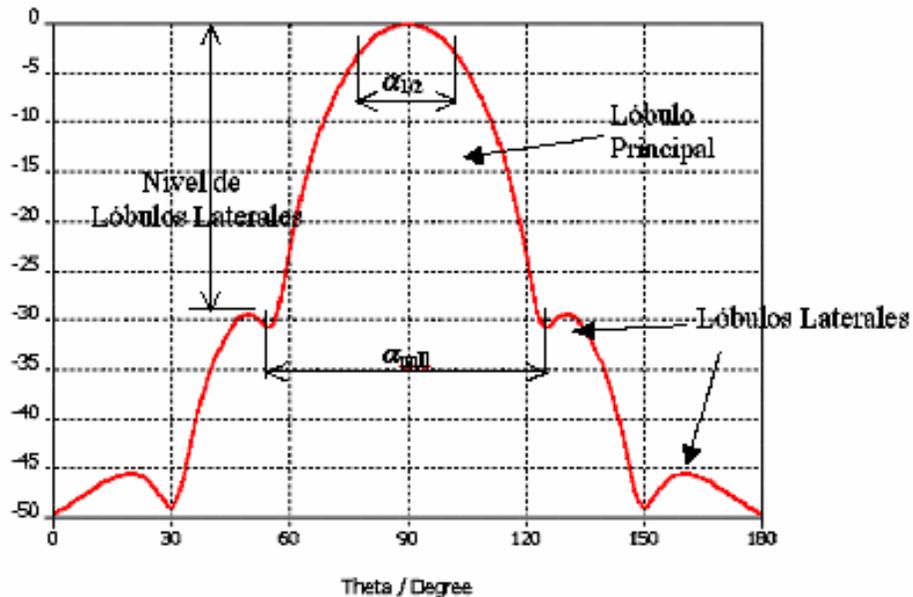


Figura 3.4 – Características de un diagrama de antena.

En la figura 3.4 vemos un diagrama de antena con la amplitud normalizada en el eje de las ordenadas, en donde se muestran también los parámetros que lo caracterizan, como son el *nivel de lóbulos laterales*, el *ancho de haz* ( $\alpha_{1/2}$ ) y *ancho entre primeros nulos* ( $\alpha_{null}$ ) [21] [22] [25].

Se define como *ancho de haz de 3 dB* o *ancho de potencia mitad*, al ancho angular del haz principal, en donde la magnitud del diagrama de radiación normalizado es mayor que -3 dB. Por ejemplo:

$$\alpha_{1/2} = 2 \cdot \theta_{1/2}, \quad (3.24)$$

donde  $\theta_{1/2}$  es el ángulo donde

$$F_n(\theta, \phi) = 0,5. \quad (3.25)$$

Luego  $\alpha_{1/2}$  es conocido como *ancho de haz de 3 dB*.

El ángulo entre los primeros nulos define al haz principal [25]. Luego tenemos:

$$\alpha_{null} = 2 \cdot \theta_{null}, \quad (3.26)$$

donde  $\theta_{null}$  es el ángulo en el cual ocurre un mínimo de  $F_n(\theta, \phi)$ . Por lo tanto en un determinado plano donde  $\phi = 0$  será:

$$\frac{\partial F_n(\theta, \phi)}{\partial \theta} = 0. \quad (3.27)$$

De la misma forma se puede determinar el  $\alpha_{1/2}$  y  $\alpha_{null}$  para el ángulo  $\phi$ .

A fin de definir con certeza con qué eficiencia se ilumina, hay referencias [7] [8] que han definido el haz principal como el ángulo de 2,5 veces el ángulo de potencia mitad ( $\alpha_{1/2}$ ); valor más representativo como se verá más adelante en la Sección 4.5.2.

### **3.4 DIRECTIVIDAD**

La *directividad*  $D(\theta, \phi)$  de una antena [21] [22] [25], en una determinada dirección, es el cociente entre el diagrama de radiación  $F_n(\theta, \phi)$  en esa dirección y el valor promedio de  $F_n(\theta, \phi)$ .

$$D(\theta, \phi) = \frac{F_n(\theta, \phi)}{\frac{1}{4\pi} \iint_{4\pi} F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega}. \quad (3.28)$$

Usando la ecuación 3.17 la directividad puede ponerse en función de las densidades de potencia, quedando:

$$D(\theta, \phi) = \frac{4 \cdot \pi \cdot S_r(\theta, \phi)}{\iint_{4\pi} S_r(\theta, \phi) \cdot d\Omega} \quad (3.29)$$

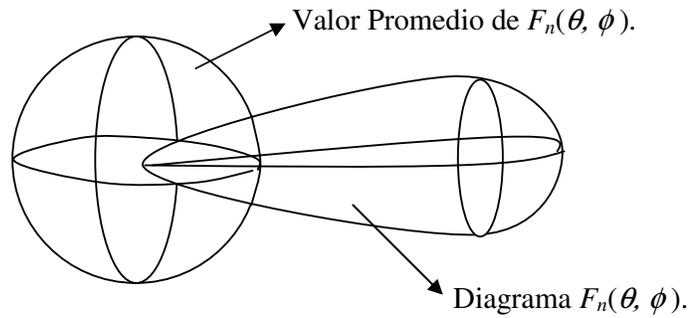


Figura 3.5 – Ejemplo de direccionalidad.

En particular tiene importancia en el diseño de la antena el cálculo de *directividad máxima*  $D_o$  que ocurre cuando  $F_n(\theta, \phi) = 1$ . Luego, de la ecuación 3.28 tendremos:

$$D_o = \frac{4 \cdot \pi}{\iint_{4\pi} F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega} = \frac{4\pi}{\Omega_p} \quad (3.30)$$

La directividad en una dirección  $(\theta, \phi)$  puede escribirse como:

$$D(\theta, \phi) = D_o \cdot F_n(\theta, \phi) \quad (3.31)$$

En una antena con un lóbulo principal en la dirección z como se muestra en la figura 3.6, el diagrama del ángulo sólido  $\Omega_p$  es igual aproximadamente al producto de los anchos de haz de potencia mitad en dos ejes ortogonales:

$$\Omega_p \cong \alpha_{xz} \cdot \alpha_{yz} \quad (3.32)$$

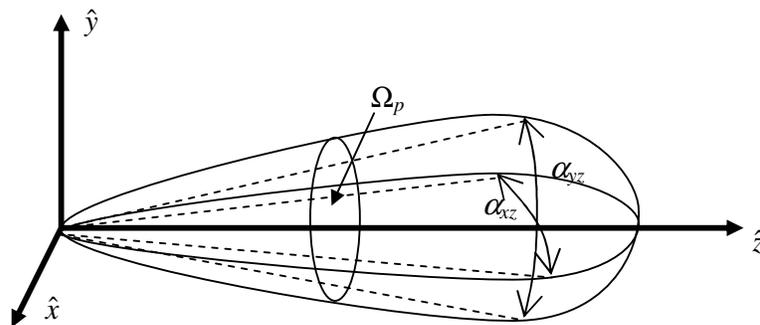


Figura 3.6 – Angulo sólido del lóbulo.

donde  $\alpha_{yz}$  es el ancho del lóbulo de 3 dB en el plano  $yz$  y  $\alpha_{xz}$  es el ancho del lóbulo de 3 dB en el plano  $xz$ .

Como consecuencia:

$$D_o = \frac{4\pi}{\Omega_p} \cong \frac{4\pi}{\alpha_{xz} \cdot \alpha_{yz}}. \quad (3.33)$$

Esta aproximación permite estimar la directividad a través de los ángulos de potencia mitad de los diagramas de radiación de planos ortogonales.

### 3.5 EFICIENCIA DE APERTURA DE ANTENA

Si  $P_t$  es la potencia total que alimenta la antena, una parte  $P_o$  se irradia en el espacio, y parte de  $P_t$  se pierde en la antena, luego definimos la *eficiencia de apertura o radiación* [20-22], [25] como:

$$\eta_a = \frac{P_o}{P_t}. \quad (3.34)$$

La eficiencia de apertura de un sistema de antena reflectora es dependiente de varios factores y puede expresarse como:

$$\eta_a = \eta_i \cdot \eta_s \cdot \eta_c, \quad (3.35)$$

donde  $\eta_i$  es la eficiencia de iluminación,  $\eta_s$  es la eficiencia de “spillover” o sobreiluminación y  $\eta_c$  es la eficiencia de construcción o alineación, y donde los valores que toma la eficiencia de apertura son  $0 \leq \eta_a \leq 1$ .

La eficiencia de iluminación cuantifica con qué uniformidad el alimentador principal ilumina la superficie del reflector, y se puede definir [20], [21] como:

$$\eta_i = \frac{2 \cdot \cotg^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \cdot \left| \int_0^{\theta_0} (|F_\theta| + |F_\phi|) \cdot \tag\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot d\theta \right|^2}{\int_0^{\theta_0} (|F_\theta|^2 + |F_\phi|^2) \cdot \sen(\theta) \cdot d\theta}. \quad (3.36)$$

Mientras que la eficiencia de “spillover” mide cuánto ilumina el alimentador fuera del reflector, en su objetivo de iluminar eficientemente la superficie del mismo. Su expresión es la siguiente:

$$\eta_s = \frac{\int_0^{\theta_0} (|F_\theta|^2 + |F_\phi|^2) \cdot \sin \theta \cdot d\theta}{\int_0^\pi (|F_\theta|^2 + |F_\phi|^2) \cdot \sin \theta \cdot d\theta}, \quad (3.39)$$

siendo  $F_\theta$  y  $F_\phi$  los diagramas de amplitud en los planos  $\theta$  y  $\phi$  respectivamente y  $\theta_0$  es el ángulo formado entre los bordes del reflector y su foco.

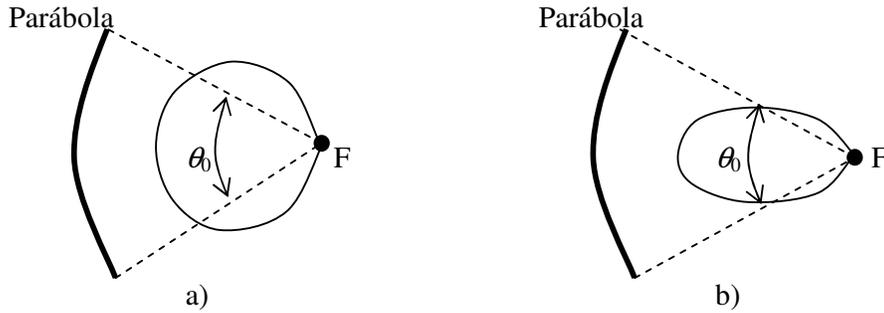


Figura 3.7 – Relación entre la eficiencia de iluminación y la de “spillover”<sup>[17]</sup>, a)  $\eta_i$  alta y  $\eta_s$  baja y b)  $\eta_i$  baja y  $\eta_s$  alta.

Vemos, como muestra la figura 3.7, que hay un factor de compromiso entre ambas eficiencias, cuando uno ilumina en mayor proporción la superficie reflectora la eficiencia de iluminación aumenta, mientras la de “spillover” disminuye y viceversa. Además podemos ver que ambas eficiencias son íntimamente dependientes del diseño del alimentador principal.

La eficiencia de construcción o alineación ( $\eta_c$ ) depende de los siguientes factores:

$$\eta_c = \eta_e \cdot \eta_b \cdot \eta_f, \quad (3.40)$$

donde  $\eta_e$  es la eficiencia de error de superficie,  $\eta_b$  es la eficiencia de bloqueo y  $\eta_f$  es la producida por el error de fase.

La eficiencia del error de superficie evalúa los errores de construcción, maquinado u otra deformación de la estructura, comparando la superficie real de la antena con la superficie ideal; la diferencia entre estas da una desviación, que puede expresarse en valores rms ( $t$ ). La eficiencia  $\eta_e$  puede obtenerse con la siguiente ecuación:

$$\eta_e = e^{-\left(\frac{4\pi t}{\lambda}\right)^2}, \quad (3.41)$$

donde  $t$  es la desviación y  $\lambda$  la longitud de onda. Esta expresión (3.41) se determinó para un reflector plano con distribución de errores gaussianos [20], [29], [37], pero se han encontrado muy buenos resultados en la práctica con distintos tipos de reflectores. Es lógico admitir que para  $t \ll \lambda$  la eficiencia sea cercana al 100%. En la figura 3.8 se observa una gráfica de la eficiencia de error de superficie en función de desviación estándar, para distintas frecuencias de microondas.

La desviación  $t$  de la superficie de una antena, para radiómetros de uso satelital, puede producirse por *defectos constructivos o de maquinado* que ocurren en el proceso de fabricación de la misma o *deformaciones termomecánicas* causadas por las condiciones térmicas cambiantes como las que podría soportar en la órbita del satélite. Ambos efectos son la base de los estudios que se detallaran en los Capítulos siguientes.

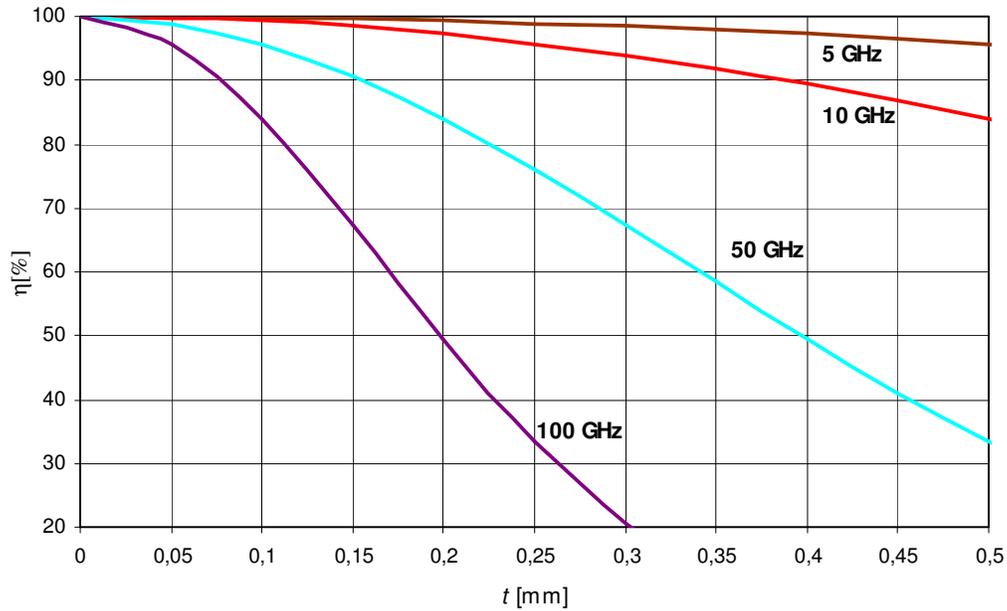


Figura 3.8 – Eficiencia de error de superficie en función de la desviación de superficie para distintas frecuencias.

Los cabezales del receptor, los alimentadores principales y los soportes de sujeción en antenas de foco primario y del tipo de reflector parabólico de revolución, producen un bloqueo de rayos que deben incidir en la superficie reflectora de la antena y que son evaluados por la eficiencia de bloqueo  $\eta_b$ . Una simple aproximación para la determinación de esta eficiencia es:

$$\eta_b = 1 - \left( \frac{A_b}{A_p} \right)^2 \quad (3.42)$$

Donde  $A_b$  es el área proyectada sobre el área total de apertura física de la antena  $A_p$ .

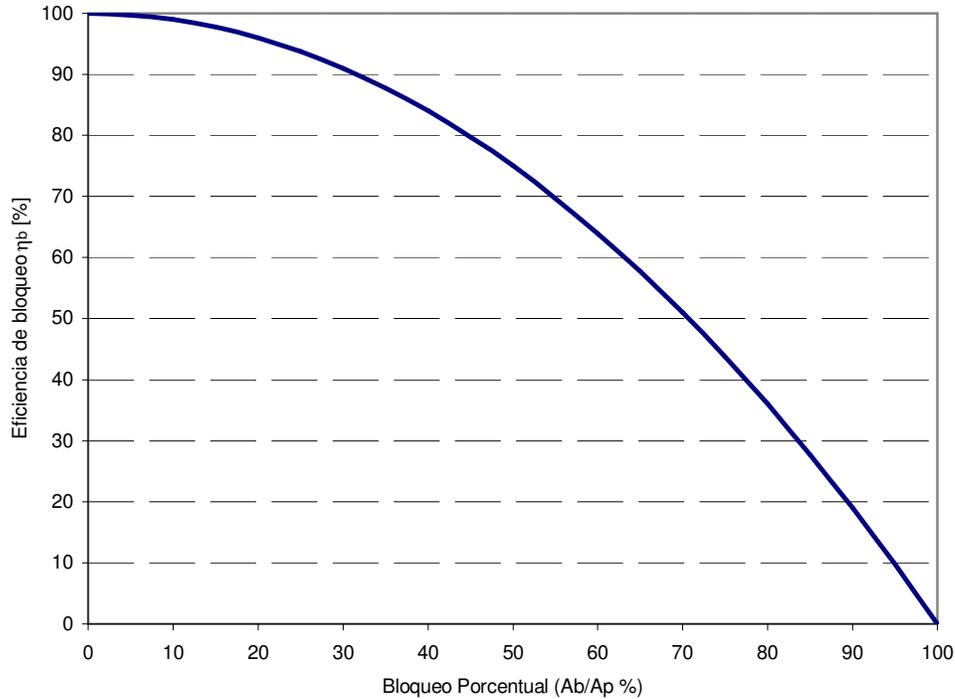


Figura 3.9 – Eficiencia de bloqueo en función del área de bloqueo.

Por último tenemos la eficiencia de fase, generalmente provocada por los siguientes factores:

- a- Desplazamiento del alimentador principal de la posición del foco del reflector transversalmente al eje, más conocido como efecto de coma o aberraciones por coma.
- b- Desviaciones determinísticas del reflector; estos efectos pueden producirse por efecto del viento, temperatura, etc. Que provocan un error en la posición del foco.
- c- Una imperfección del centro de fase del alimentador; esto generalmente se puede solucionar con un reposicionamiento.

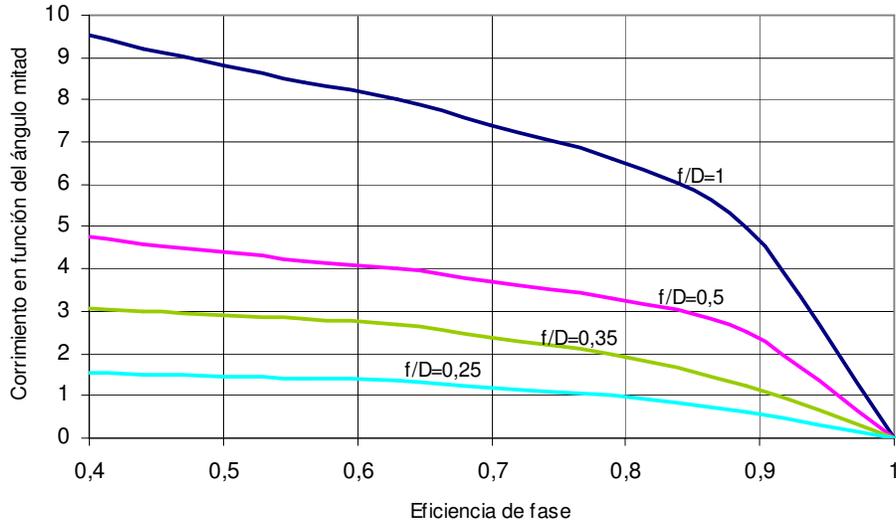


Figura 3.10 - Eficiencia de fase relacionada al corrimiento del ángulo del haz principal.

La experiencia indica que los efectos que no se han contemplado, en la determinación de la eficiencia de antena, son despreciables y eventualmente su omisión no afectará al diseño.

### 3.6 DISEÑO DEL REFLECTOR Y ALIMENTADOR PRINCIPAL

Si evaluáramos la expresión 3.35 considerando los efectos mecánicos igual a 1, tendríamos:

$$\eta_a = \eta_i \cdot \eta_s, \quad (3.43)$$

y nos queda el diseño netamente dependiente del alimentador principal. El diseño del reflector se reduce a un compromiso entre la iluminación y el “spillover”(Figura 3.7).

Un ideal e irrealizable diagrama de antena, puede expresarse [21], [22] de la siguiente forma:

$$F_n(\theta, \phi) = \begin{cases} \cos^2\left(\frac{\theta_o}{2}\right) \cdot \sec^2\left(\frac{\theta}{2}\right), & \theta_o \leq \theta, \\ 0, & \theta_o > \theta. \end{cases} \quad (3.44)$$

Vemos que el diagrama de iluminación compensa en forma esférica las pérdidas con el aumento del ángulo  $\theta$  y cae abruptamente a cero en los bordes del reflector. Con esto tendríamos una eficiencia de iluminación y de “spillover” del 100%, y por lo tanto una eficiencia de apertura de igual valor (expresión 3.43).

Como dicho alimentador no puede ser evaluado numéricamente, hay una función de un diagrama de irradiación que es usado como modelo de alimentadores reales, tales

como en bocinas cónicas corrugadas, que puede ser operada analíticamente. Este diagrama es rotacionalmente simétrico y está expresado como:

$$F_n(\theta, \phi) = \begin{cases} \cos^q \theta, & \theta \leq \frac{\pi}{2}, \\ 0, & \theta > \frac{\pi}{2}, \end{cases} \quad (3.45)$$

donde  $q$  es un parámetro numérico usado para modelar diagramas de irradiación de alimentadores en forma analítica.

### 3.7 GANANCIA Y AREA EFECTIVA

La ganancia  $G(\theta, \phi)$  de una antena en una dirección, es definida [25] como el cociente entre la densidad de potencia radiada por la antena en cuestión ( $S_r(\theta, \phi)$ ), con la densidad de potencia de un radiador isotrópico  $S_{ri}$  (radiador de igual intensidad en todas las direcciones), excitando a ambas antenas con la misma potencia  $P_t$ .

$$G(\theta, \phi) = \frac{S_r(\theta, \phi)}{S_{ri}}. \quad (3.46)$$

La potencia total radiada por la antena sujeta a medición puede ser evaluada por la integral  $S_r(\theta, \phi)$  sobre una superficie esférica de radio  $r$ :

$$P_o = \iint_{4\pi} S_r(\theta, \phi) \cdot r^2 \cdot d\Omega = r^2 \iint_{4\pi} S_r(\theta, \phi) \cdot d\Omega, \quad (3.47)$$

mientras que la potencia radiada por la antena de radiación isotrópica esta dada por:

$$P_{oi} = 4 \cdot \pi \cdot r^2 \cdot S_{ri}. \quad (3.48)$$

Como las potencias se relacionan:

$$P_t = P_{oi} = \frac{P_o}{\eta_a}, \quad (3.49)$$

las dos ecuaciones previas 3.48 y 3.49 pueden combinarse y reemplazar  $P_o$  en la 3.47, resultando:

$$S_{ri} = \frac{1}{4\pi\eta_a} \iint_{4\pi} S_r(\theta, \phi) \cdot d\Omega. \quad (3.50)$$

Sustituimos en la ecuación 3.46 y nos queda:

$$G(\theta, \phi) = \frac{4 \cdot \pi \cdot \eta_a \cdot S_r(\theta, \phi)}{\iint_{4\pi} S_r(\theta, \phi) \cdot d\Omega} \quad (3.51)$$

Si utilizamos la ecuación de la directividad definida en la ecuación 3.29 tendremos:

$$G(\theta, \phi) = \eta_a \cdot D(\theta, \phi) \quad (3.52)$$

Para una distribución de apertura de amplitud uniforme se puede deducir [22] que la directividad esta expresada por:

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_p \quad (3.53)$$

siendo  $A_p$  el área de apertura de la antena.

Luego, la ganancia será igual a:

$$G(\theta, \phi) = \eta_a \cdot \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_p \quad (3.54)$$

de donde se puede deducir el área efectiva de la antena:

$$A_{ef} = \eta_a \cdot A_p \quad (3.55)$$

que es la medida de cómo el área física de la antena es utilizada. Reemplazando:

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_{ef} \quad (3.56)$$

### **3.8 RADIACION DE CUERPO NEGRO Y BRILLO**

El concepto de radiación de cuerpo negro es de fundamental importancia para el entendimiento de las emisiones térmicas de los materiales y es principio fundamental de la teoría de detección remota y de la radiometría. En general cuando una radiación incide sobre una sustancia sólida o líquida, parte es absorbida y el remanente es reflejado. *Un cuerpo negro es definido en forma ideal perfectamente opaco, material que absorbe toda la radiación incidente en todas las frecuencias y no refleja ninguna. Visto de otra forma, el cuerpo negro es también un perfecto emisor* [25-28].

Este mecanismo de radiación térmica, está basado en la teoría cuántica de Planck, quien en 1900 introduce su ley de radiación de cuerpo negro, llegando a que un cuerpo negro radia uniformemente en todas las direcciones con un brillo espectral dado por:

$$B_f = \frac{2 \cdot h \cdot f^3}{c^2} \cdot \frac{1}{e^{\frac{hf}{KT}} - 1} \quad (3.57)$$

Donde  $B_f$  es el brillo espectral del cuerpo negro, que es la cantidad de potencia por unidad de ángulo sólido y de área,  $h$  es la constante de Planck,  $f$  es la frecuencia,  $K$  es la constante de Boltzman,  $T$  es la temperatura absoluta y  $c$  es la velocidad de la luz.

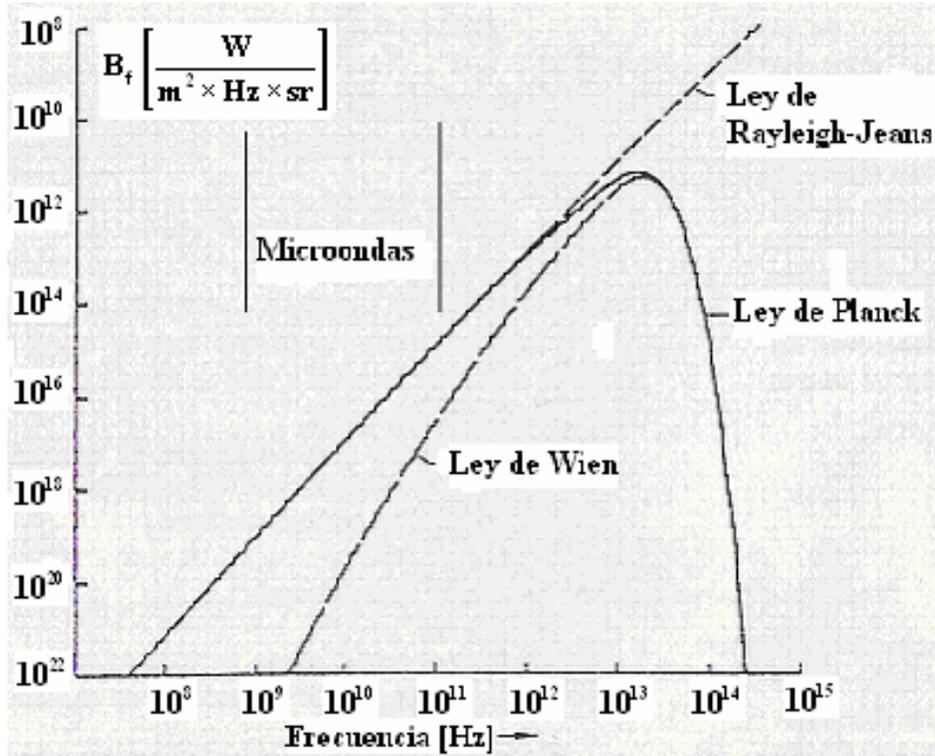


Figura 3.11 - Radiación espectral de cuerpo negro [25].

Son bien conocidas las aproximaciones a la ley de Plank, para longitudes de onda corta (altas frecuencias) es la ley de radiación de Wien, mientras que para bajas frecuencias (contemplando las ondas de radio) la contraparte es la ley de Rayleigh-Jeans. Como en esta última zona  $\frac{hf}{KT} \ll 1$  tendremos que:

Como en esta última zona  $\frac{hf}{KT} \ll 1$  tendremos que:

$$e^x - 1 = (1 + x + \frac{x^2}{2} + \dots) - 1 \cong x \quad \text{si } x \ll 1. \quad (3.58)$$

Luego la ecuación de la ley de Planck expresada por la ecuación 3.57 quedará:

$$B_f = \frac{2 \cdot h \cdot f^3}{c^2} \cdot \frac{K \cdot T}{h \cdot f} = \frac{2 \cdot K \cdot T}{\lambda^2} \quad (3.59)$$

Esta ecuación es la aproximación de Rayleigh-Jeans y es muy útil en microondas, es una aproximación de la ley de Planck con un error menor del 1% si:

$$\lambda T > 0,77 \text{ mK} ,$$

o su equivalente:

$$f/T < 3,9 \times 10^8 \text{ Hz K.} \quad (3.60)$$

Para una fuente a 300 K la desigualdad quedará:  $\lambda > 2,57\text{mm}$  o  $f < 110\text{GHz}$ , cubriendo la parte más usable del espectro de microondas.

### 3.9 POTENCIA Y TEMPERATURA DE ANTENA

La radiometría es el campo de la ciencia e ingeniería relacionada con la medida de radiaciones incoherente de energía electromagnética. Por lo tanto consideremos una situación donde un cuerpo emite una onda electromagnética con un área  $A_t$  y es captada por una antena receptora con un área de captura  $A_r$ , que se encuentra a una distancia  $r$  de la misma. La densidad de potencia  $S_i(\theta, \phi)$  radiada por la radiofuente puede considerarse constante en todo el ángulo sólido de la antena receptora  $\Omega_r$ [25].

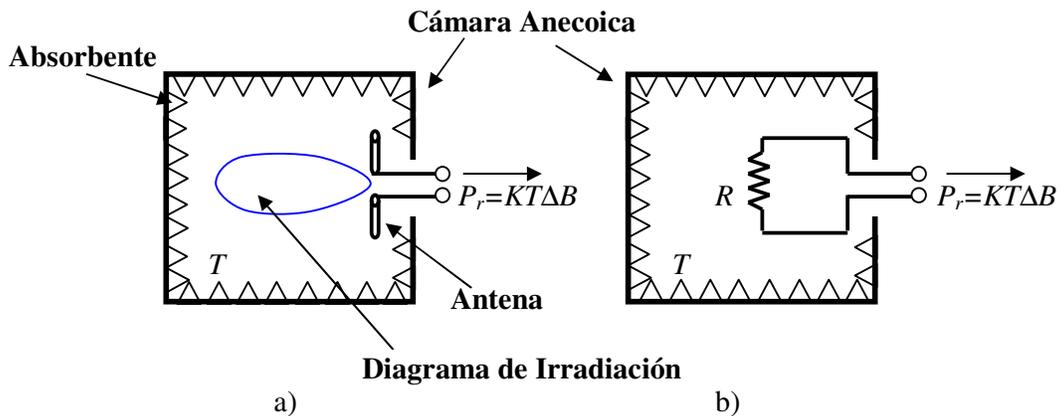


Figura 3.12 – a) Antena colocada en una cámara que simula un cuerpo negro a una temperatura  $T$  y b) circuito equivalente.

Luego, la potencia interceptada por la antena receptora será:

$$P_r = S_t(\theta, \phi) \cdot A_r . \quad (3.61)$$

Luego la densidad de potencia  $S_t(\theta, \phi)$  en función de la distribución de brillo generado por la radiofuente está expresada como:

$$S_t(\theta, \phi) = \iint_{4\pi} B_i(\theta, \phi) \cdot F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega , \quad (3.62)$$

con lo que, la potencia recibida queda:

$$P_t = A_r \iint_{4\pi} B_t(\theta, \phi) \cdot F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega . \quad (3.63)$$

Si la distribución espectral de brillo  $B_t(\theta, \phi)$  es polarizada al azar, es el caso de las emisiones térmicas, y la antena detecta una señal polarizada, entonces la potencia en bornes de antena va a ser un medio de la potencia incidente.

$$P_r = \frac{1}{2} A_r \iint_{4\pi} B_t(\theta, \phi) \cdot F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega . \quad (3.64)$$

Utilizaremos la ecuación 3.64, para deducir la potencia de la antena puesta dentro de una cámara (cuerpo negro) como la mostrada en la figura 3.12. Si consideramos:

$$B_t(\theta, \phi) = B_f = \frac{2 \cdot K \cdot T}{\lambda^2} . \quad (3.65)$$

En base a esto, reemplazamos la aproximación de Rayleigh-Jeans dada por la ecuación 3.59, en la ecuación 3.64, quedando:

$$P_r = A_r \iint_{4\pi} \frac{K \cdot T}{\lambda^2} \cdot F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega , \quad (3.66)$$

$$P_r = A_r \left( \frac{K \cdot T}{\lambda^2} \right) \iint_{4\pi} F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega . \quad (3.67)$$

Sabiendo que (ecuación 3.18):

$$\Omega_p = \iint_{4\pi} F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega , \quad \text{y} \quad \Omega_p = \frac{\lambda^2}{A_r} , \quad (3.68)$$

tenemos:

$$P_r = A_r \left( \frac{K \cdot T}{\lambda^2} \right) \cdot \Omega_r = K \cdot T , \quad (3.69)$$

que representa la la potencia, captada por la antena, generada por la radiofuente a una temperatura de  $T$  grados Kelvin:

$$P_r = K \cdot T , \quad (3.70)$$

donde  $P_r$  es la potencia por unidad de ancho de banda y resulta análoga a la expresión de Nyquist para un resistor a una temperatura  $T$  grados Kelvin. Luego la potencia será:

$$P_r = K \cdot T_a \cdot \Delta B, \quad (3.71)$$

siendo  $P_r$  la potencia en bornes de la antena,  $\Delta B$  el ancho de banda, y  $T=T_a$  es la temperatura de antena generada por la radiación del cuerpo negro.

### 3.10 TEMPERATURA APARENTE DE BRILLO

Un cuerpo negro es un elemento ideal que en equilibrio termodinámico a una temperatura  $T$ , irradia por lo menos tanta energía como cualquier otro cuerpo a igual temperatura. Los materiales reales generalmente se refieren como cuerpos grises, ya que emiten menos que un cuerpo negro y no necesariamente absorben toda la energía que le incide. Luego en la región de microondas el brillo de un cuerpo negro ( $B_{cn}$ ) en un determinado ancho de banda [25] será:

$$B_{cn} = B_f \cdot \Delta B = \frac{2 \cdot K \cdot T}{\lambda^2} \cdot \Delta B. \quad (3.72)$$

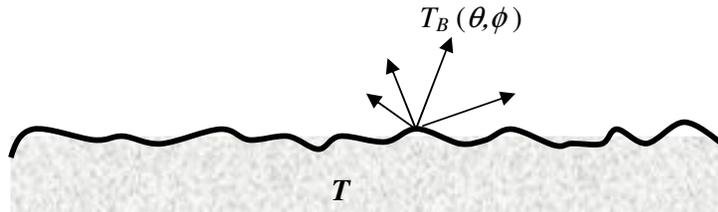


Figura 3.13 – Temperatura de Brillo de un medio isotérmico.

Como se observa en la Figura 3.13; si un brillo  $B(\theta, \phi)$  correspondiente a la radiación en una determinada dirección produce un  $T_B(\theta, \phi)$ , esta es llamada *temperatura de brillo* [25-28] y quedan relacionadas como:

$$B(\theta, \phi) = \left( \frac{2 \cdot K \cdot T_B(\theta, \phi)}{\lambda^2} \right) \cdot \Delta B. \quad (3.73)$$

Considerando una emisión real de una zona de la tierra, como se observa en la Figura 3.14, podemos ver que la misma está compuesta por varios factores.

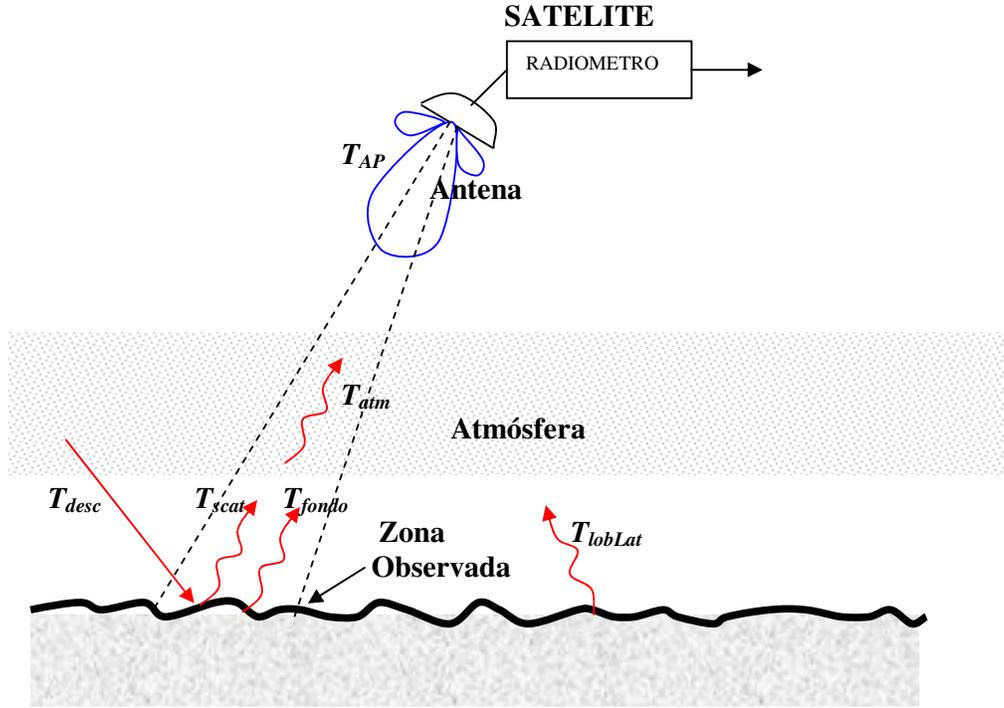


Figura 3.14 – Emisión de una zona de la corteza terrestre.

Por lo tanto el brillo en este caso real lo definimos como:

$$B(\theta, \phi) = \left( \frac{2 \cdot K \cdot T_{AP}(\theta, \phi)}{\lambda^2} \right) \cdot \Delta B, \quad (3.74)$$

donde  $T_{AP}(\theta, \phi)$  es la *temperatura aparente* [25], [28] de la zona observada, ya que en este caso es la suma de varios factores, por ejemplo: la radiación atmosférica, radiación por dispersión de rayos incidiendo sobre la zona, temperatura de fondo, etc.. Por lo general la temperatura aparente de brillo  $T_{AP}(\theta, \phi)$  es distinta a la temperatura de brillo  $T_B(\theta, \phi)$  de la radiofuente que es el valor que uno quiere determinar.

### 3.11 TEMPERATURA DE ANTENA RADIOMETRICA

Según lo expresado referente a la potencia en terminales de una antena sumergida en una cámara simulando un cuerpo negro a una temperatura  $T$ , podemos expresar que una antena observando un cuerpo a una temperatura determinada generará:

$$P_r = K \cdot T_a \cdot \Delta B. \quad (3.75)$$

Por otro lado habíamos definido que la potencia recibida (ecuación 3.64) en función del brillo de la zona observada dentro del ancho de banda  $\Delta B$  es:

$$P_r = \frac{1}{2} \cdot A_r \cdot \Delta B \iint_{4\pi} B(\theta, \phi) \cdot F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega \quad (3.76)$$

Como expresa la ecuación 3.74, el brillo es función de la temperatura aparente, luego, reemplazando tenemos:

$$P_r = A_r \cdot \Delta B \iint_{4\pi} \frac{K \cdot T_{AP}(\theta, \phi)}{\lambda^2} \cdot F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega. \quad (3.77)$$

Igualando las ecuaciones 3.75 y 3.77 y despejamos  $T_a$ , nos queda:

$$T_a = \frac{A_r}{\lambda^2} \iint_{4\pi} T_{AP}(\theta, \phi) \cdot F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega, \quad (3.78)$$

siendo  $T_a$  la *temperatura de antena radiométrica* [25], [28]. Usando las ecuaciones dadas en 3.68, tenemos:

$$T_a = \frac{\iint_{4\pi} T_{AP}(\theta, \phi) \cdot F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega}{\iint_{4\pi} F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega}. \quad (3.79)$$

Para una radiofuente puntual de temperatura  $T_s$ , comparada con el ángulo sólido de la antena nos queda:

$$T_a = \left( \frac{\Omega_s}{\Omega_p} \right) \cdot T_s, \quad (3.80)$$

donde  $\Omega_s$  es el ángulo sólido de la radiofuente y  $\Omega_p$  es el ángulo sólido de la antena receptora dependiente del diagrama de radiación (ecuación 3.18). Esta expresión está suponiendo que las pérdidas atmosféricas son muy pocas y que las contribuciones por otras fuentes son también menores.

En la realidad esto no sucede como hemos mencionado anteriormente y además el diagrama de radiación de la antena  $F_n(\theta, \phi)$  no sólo tiene un lóbulo principal, sino tiene también lóbulos laterales o menores.

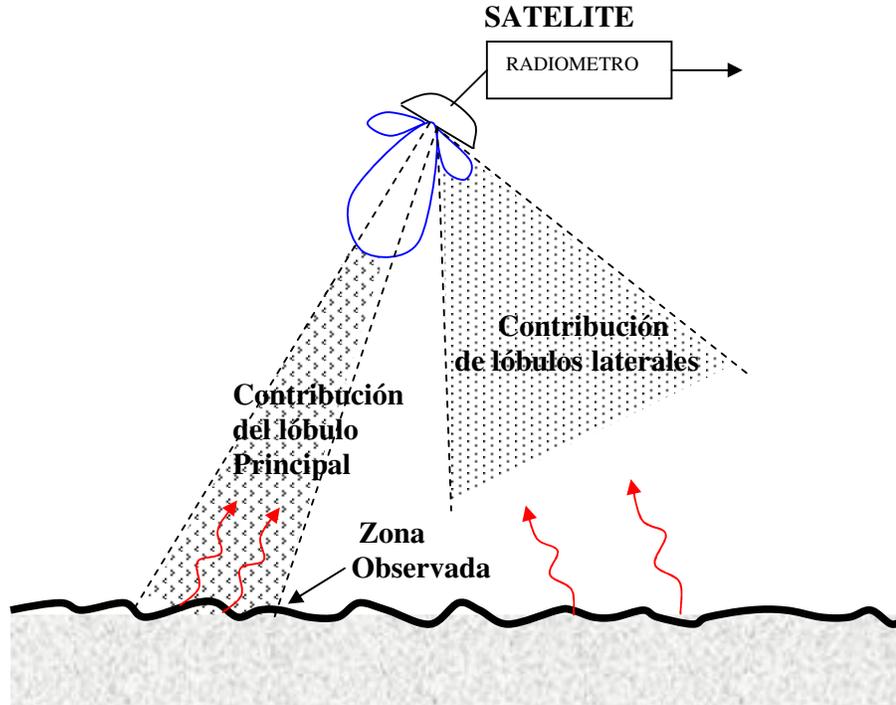


Figura 3.15 - Lóbulo principal y lóbulos laterales o menores.

La contribución de todos los lóbulos de la antena producirá una expresión de la antena distinta de la ecuación 3.79. Dividiendo el numerador en contribuciones del lóbulo principal y de lóbulos en otras direcciones (lóbulos menores), resulta:

$$T_a = \frac{\iint_{Lob.Princ.} T_{AP}(\theta, \phi) \cdot F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega}{\iint_{4\pi} F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega} + \frac{\iint_{4\pi-Lob.Princ.} T_{AP}(\theta, \phi) \cdot F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega}{\iint_{4\pi} F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega}. \quad (3.81)$$

Luego, se define la temperatura aparente efectiva de la contribución del lóbulo principal ( $T_M$ ) como:

$$T_M = \frac{\iint_{Lob.Princ.} T_{AP}(\theta, \phi) \cdot F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega}{\iint_{Lob.Princ.} F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega}. \quad (3.82)$$

También podemos definir la temperatura aparente efectiva de la contribución del lóbulo menor ( $T_m$ ) como:

$$T_m = \frac{\iint_{4\pi-Lob.Princ.} T_{AP}(\theta, \phi) \cdot F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega}{\iint_{4\pi-Lob.Princ.} F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega}. \quad (3.83)$$

Habíamos definido en la ecuación 3.22 la eficiencia del lóbulo principal como:

$$\eta_M = \frac{\Omega_M}{\Omega_p} = \frac{\iint_{\text{Lob.Princ.}} F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega}{\iint_{4\pi} F_n(\theta, \phi) \cdot d\Omega}, \quad (3.84)$$

y de la ecuación 3.23 tenemos que:

$$\eta_m = 1 - \eta_M. \quad (3.85)$$

Notando que el producto  $T_M \cdot \eta_M$  dado por las ecuaciones 3.82 y 3.84, es idéntico al primer miembro de la ecuación 3.81 y el segundo miembro de esta expresión será  $T_m (1 - \eta_M)$ . Luego, la ecuación 3.81 se puede escribir como:

$$T_a = T_M \cdot \eta_M + T_m \cdot (1 - \eta_M) \quad (3.86)$$

Luego, si  $\eta_M = 100\%$  nos queda que  $T_a = T_M$ .

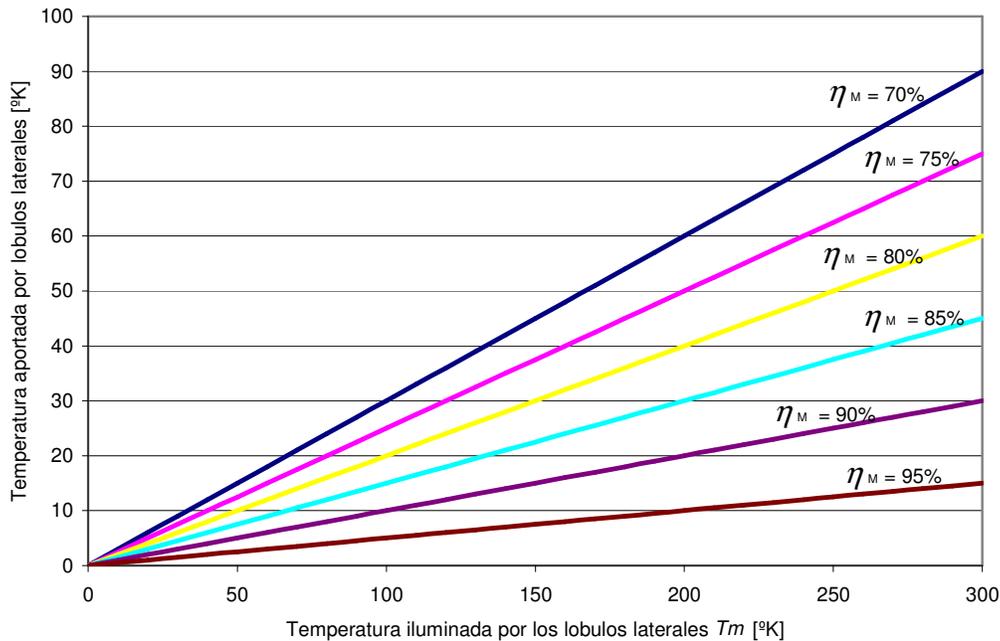


Figura 3.16 - Factor de contribución de temperatura aportada por los lóbulos laterales en función de la temperatura de brillo de la zona iluminada [25].

En la figura 3.16 vemos que si los lóbulos laterales están observando zonas con ciertas temperaturas (eje de las abscisas), generando una temperatura adicional al sistema (eje de las ordenadas), provocando un error adicional en la lectura de la zona que se desea observar.

### 3.12 CONSIDERACIONES SOBRE LAS VARIACIONES DE GANANCIA DE ANTENA

Las fluctuaciones de ganancia afectarán la sensibilidad del radiómetro, pudiendo no alcanzarse los requerimientos que se le imponen al sistema. Por lo tanto analizaremos las variaciones de ganancia de antena y se valuará cómo estas afectan la sensibilidad de sistema.

El esquema de un radiómetro satelital es el que vemos en la figura 3.17.

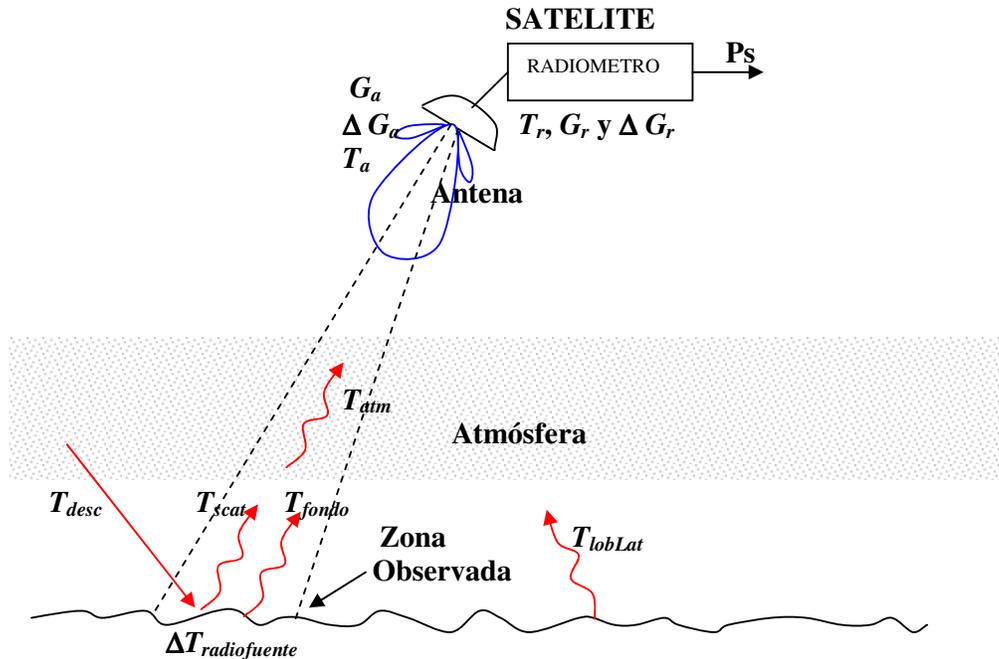


Figura 3.17 – Radiómetro observando la Tierra.

Donde se pueden observar los siguientes parámetros:

$T_{desc}$ : radiación descendente que puede ser producida por el sol, la atmósfera y otras fuentes; producirán una radiación por dispersión (scattering) sobre la tierra.

$T_{scat}$ : radiación por dispersión producidas al incidir rayos descendentes sobre la corteza terrestre.

$T_{fondo}$ : temperatura a la cual se encuentra la zona que se observa (mar o tierra), y va a depender principalmente de la temperatura física de la misma, generalmente se adopta 300°K.

$T_{atm}$ : es la temperatura atmosférica y va a depender de la radiación o absorción que producen a la frecuencia que se está observando con el radiómetro.

$T_{lobLat}$ : es la temperatura que pueden detectar los lóbulos laterales y que puede ser de lo más variada; hasta parte de la estructura del satélite puede radiar y sumar por los lóbulos laterales una temperatura adicional.

$\Delta T_{radiofuente}$ : temperatura de la radiofuente, generada por las variaciones térmicas producidas por los fenómenos térmicos de la zona observada que generalmente

es uno de los datos que se quieren rescatar y son de interés para el estudio de detección remota. Las otras temperaturas serán ruido molesto para esta información, o cualquier variación térmica que no sea de la zona observada, van a deteriorar la sensibilidad del sistema radiométrico.

La temperatura de la antena que llamamos  $T_a$ , estará generada por la suma de todas las contribuciones que arriban a la antena:

$$T_a = T_{fondo} + T_{atm} + T_{scat} + T_{lobLat} . \quad (3.87)$$

Si las variaciones de las radiofuentes ( $\Delta T_{radiofuente}$ ) no se producen, el resto del ruido generado por  $T_a$  que detecta el radiómetro se convierte en un nivel de offset que deseamos que no esté influenciado por ninguna variación (por ejemplo variaciones de ganancia de la antena) que se pueda confundir como un delta de temperatura de una radiofuente.

Los parámetros de la antena y del radiómetro que entran en juego en esta medida son:

$G_a$ : ganancia de antena

$\Delta G_a$ : variación de ganancia producida por cualquier efecto. Generalmente en un reflector van a estar producidas por deformaciones mecánicas, las que pueden originarse por distintos motivos.

$T_r$ : temperatura equivalente de ruido del receptor, en donde no sólo se incluye las producidas por ruidos en los primeros amplificadores, sino se debe contemplar todos los componentes que vinculan estos amplificadores con la antena, por ejemplo: guía de ondas, llaves, OMT, transiciones, etc.

$G_r$ : ganancia total del receptor, en donde deben estar contemplada todas las atenuaciones que se producen en la vinculación entre la antena y el primer amplificador, por ejemplo: guía de ondas, llaves, OMT, transiciones, etc.

$\Delta G_r$ : variación de ganancia del receptor, generalmente producidas por variaciones térmicas sobre los componentes.

Analicemos cómo afectaría una variación de ganancia de antena ( $\Delta G_a$ ) a la sensibilidad del radiómetro. Llamamos  $P_s$  a la potencia a la salida del radiómetro,  $K$  la constante de Boltzman y  $\Delta B$  el ancho de banda. Luego la potencia de salida del radiómetro, según lo visto en la ecuación 3.71, puede expresarse como:

$$P_s = K \cdot T_a \cdot G_a \cdot \Delta B . \quad (3.88)$$

Cuando la zona observada produce una variación térmica ( $\Delta T_{radiofuente}$ ), que generalmente es el efecto que se quiere detectar, tendremos:

$$P_s + \Delta P_{radiofuente} = K \cdot (T_a + \Delta T_{radiofuente}) \cdot G_a \cdot \Delta B . \quad (3.89)$$

Por consiguiente se observará a la salida del radiómetro un cambio de amplitud de la señal detectada, similar a lo que se observa en la figura 3.18, pudiendo calcularse con la diferencia de potencia producida por la radiofuente ( $\Delta P_{radiofuente}$ ) como la diferencia entre las ecuaciones 3.88 y 3.89.

$$\Delta P_{\text{radiofuente}} = (P_s + \Delta P_{\text{radiofuente}}) - P_s = K \cdot (T_a + \Delta T_{\text{radiofuente}}) \cdot G_a \cdot \Delta B - K \cdot T_a \cdot G_a \cdot \Delta B = K \cdot \Delta T_a \cdot G_a \cdot \Delta B \quad (3.90)$$

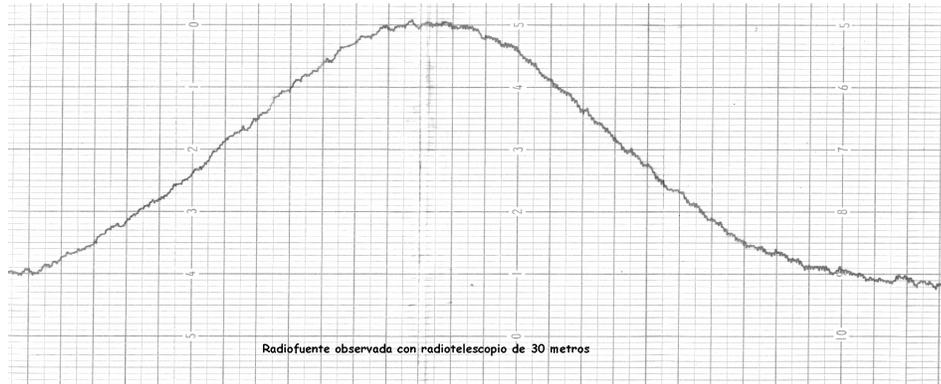


Figura 3.18 – Barrido de una antena sobre un radiofuente celeste en el continuo, detectada con una antena de 30 metros de diámetro y un radiómetro en la frecuencia 1420 MHz.

Cuando se produzca una variación en ganancia de la antena ( $\Delta G_a$ ) por cualquier otro efecto que no sea una radiofuente, producirá errores en la detección de señales, en ese caso tendremos que:

$$P_s + \Delta P_g = K \cdot T_a \cdot G_a \cdot \Delta G_a \cdot \Delta B. \quad (3.91)$$

Donde  $\Delta P_g$  es la variación de potencia producida por la variación de ganancia de antena ( $\Delta G_a$ ). Luego la diferencia entre potencias (ecuaciones 3.88 y 3.91) nos dará la variación de salida del radiómetro, que puede ser representado como una variación de potencia generada por un  $\Delta T_g$  (valor que cuantifica las inestabilidades de ganancia a la entrada de la antena en grados Kelvin) por la ganancia de la antena ( $G_a$ ). O sea:

$$\Delta P_g = K \cdot \Delta T_g \cdot G_a \cdot \Delta B, \quad (3.92)$$

y

$$\Delta P_g = (P_s + \Delta P_g) - P_s = K \cdot T_a \cdot G_a \cdot \Delta G_a \cdot \Delta B - K \cdot T_a \cdot G_a \cdot \Delta B = K \cdot T_a \cdot G_a \cdot (\Delta G_a - 1) \cdot \Delta B. \quad (3.93)$$

Despejamos de ambas ecuaciones  $\Delta T_g$  tenemos:

$$\Delta T_g = T_a \cdot (\Delta G_a - 1). \quad (3.94)$$

La ecuación 3.94 nos muestra las variaciones de ganancia de la antena  $\Delta G_a$  representada como una variación en grados Kelvin a la entrada de la antena  $\Delta T_g$ . Para una temperatura de antena mirando a la tierra  $T_a=300^\circ\text{K}$ , tendremos una representación gráfica de las variaciones térmicas en función de las variaciones de ganancia como se observa en la figura 3.19.

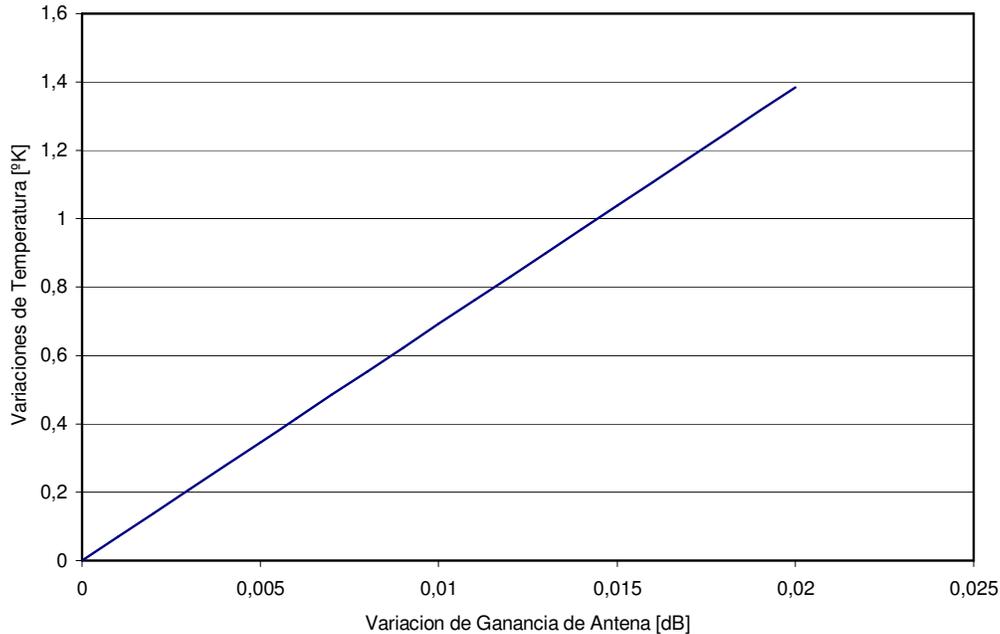


Figura 3.19 – Variaciones de temperatura ( $\Delta T_g$ ) en función de las variaciones de ganancia ( $\Delta G_a$ ) de antena para un sistema satelital de observación terrestre ( $T_a=300^\circ\text{K}$ ).

Vemos en la Figura 3.19 que variaciones de 0,02 dB producen en el radiómetro variaciones de temperatura del orden de 1,4°K, o sea que señales de radiofuentes por debajo de este valor serán enmascaradas por este efecto, y por consiguiente desmejorando la sensibilidad del radiómetro.

### **3.13 CONSIDERACIONES SOBRE LAS VARIACIONES DE GANANCIA DEL RECEPTOR**

Cuando se efectúa el diseño de una antena para un receptor deben tenerse en cuenta las características y los parámetros que deberá manejar éste, ya que alguno de ellos estarán íntimamente vinculados con el diseño de la antena. En el caso especial de los radiómetros, que poseen características mucho más exigentes que los receptores de comunicación, las antenas poseen una estrecha vinculación con los parámetros a detectar.

Generalmente los radiómetros de detección remota satelital son de potencia total, esto significa que realizarán la observación de la radiación terrestre sobre todo el ancho de banda de recepción (también llamado observación de continuo) y con el objetivo de lograr máxima estabilidad utilizarán un sistema de comparación de la señal de antena

con una carga de referencia (introducida por Dicke en 1946) que detallaremos a continuación [25-27].

Un radiómetro de potencia total, como su nombre lo indica son los observados en la figura 3.20 a) y b). En ambos casos se detecta toda la potencia recibida en el ancho de banda total del receptor. En la figura 3.20 a) se efectúa una mezcla para poder detectar la señal en una frecuencia intermedia más baja, mientras que la figura 3.20 b) muestra la detección sobre la rama de RF.

Una representación equivalente de la figura 3.21 a) se observa en la figura 3.21 b), en donde la antena fue reemplazada por una fuente de ruido caracterizado por:

$$P_a = K \cdot T_a \cdot \Delta B, \quad (3.95)$$

mientras que el ruido generado por el receptor está representado por una fuente de ruido con un valor:

$$P_{rec} = K \cdot T_{rec} \cdot \Delta B, \quad (3.96)$$

siendo  $T_{rec}$  la temperatura equivalente del receptor y  $\Delta B$  el ancho del banda del radiómetro. La suma de ambos dará la potencia [25] del sistema expresada por:

$$P_{sys} = K \cdot (T_a + T_{rec}) \cdot \Delta B = K \cdot T_{sys} \cdot \Delta B, \quad (3.97)$$

donde

$$T_{sys} = T_a + T_{rec}. \quad (3.98)$$

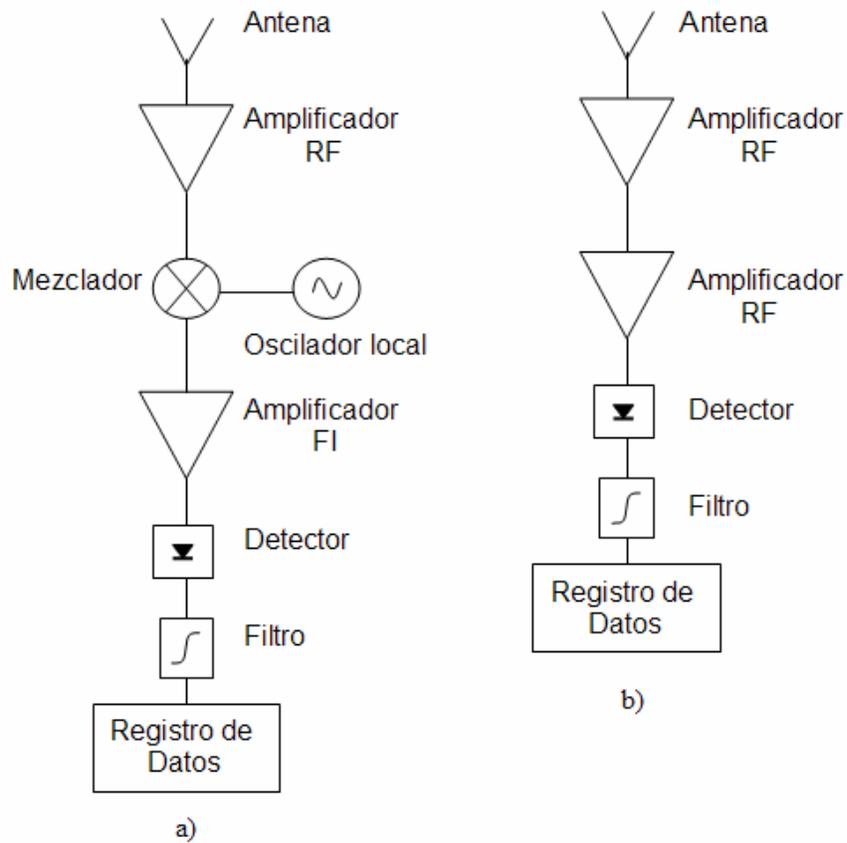


Figura 3.20 - Radiómetro de potencia total.

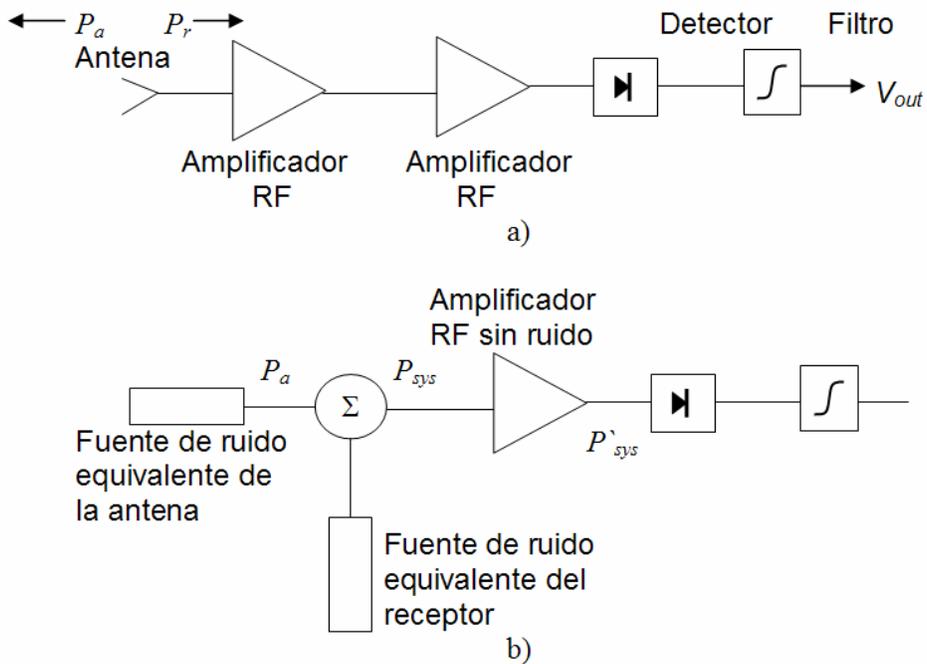


Figura 3.21 – a) Radiómetro y b) circuito equivalente.

Habíamos visto que  $\Delta T_{radiofuente}$  es la temperatura de la radiofuente, y que la temperatura de la antena que llamamos  $T_a$ , estará generada por la suma de todas las contribuciones.

Si el  $\Delta T_{radiofuente}$  no está presente, el resto del ruido que contribuye al radiómetro se convierte en un nivel de offset que deseamos que no esté influenciado por ninguna variación (por ejemplo variaciones de ganancia de la antena o de receptor) que se pueda confundir como un delta de temperatura de una radiofuente.

Para nuestro análisis vamos a suponer que la antena es ideal y no produce variaciones de ganancias y que analizamos en los párrafos anteriores.

Los parámetros de la antena y del radiómetro que entran en juego en este análisis serán:

$G_a$ : ganancia de antena

$T_{rec}$ : temperatura equivalente de ruido del receptor, en donde no sólo se incluye las producidas por ruidos en los primeros amplificadores, sino se debe contemplar todos los componentes que vinculan estos amplificadores con la antena, por ejemplo: guía de ondas, llaves, OMT, transiciones, etc.

$G_r$ : ganancia total del receptor, en donde debe estar contemplada todas las atenuaciones que se producen en la vinculación entre la antena y el primer amplificador: por ejemplo: guía de ondas, llaves, OMT, transiciones, etc.

Llamamos  $P_{out}$  a la potencia a la salida,  $K$  la constante de Boltzman y  $\Delta B$  el ancho de banda de RF. Luego la potencia de salida del radiómetro será:

$$P_{out} = K \cdot T_{sys} \cdot G_{sys} \cdot \Delta B, \quad (3.99)$$

donde  $G_{sys} = G_a + G_{rec}$ .

Cuando observamos una zona con variaciones cambiantes por efectos térmicos tendremos:

$$P_{out} + \Delta P = K \cdot (T_{sys} + \Delta T_{radiofuente}) \cdot G_{sys} \cdot \Delta B. \quad (3.100)$$

Cuando se produzca un  $\Delta G$  ocasionado por cualquier otro efecto y que producirá errores en la detección de señales, por ejemplo el caso de variaciones de ganancia del receptor ( $\Delta G_{rec}$ ), tendremos que:

$$P_{out} + \Delta P = K \cdot T_{sys} \cdot (G_{sys} + \Delta G_{rec}) \cdot \Delta B. \quad (3.101)$$

Esta expresión es similar a la ecuación 3.89, esto nos indica que una variación de ganancia provocará una indeterminación, aumentando el límite de sensibilidad del radiómetro.

Una solución a este problema la presento Dicke en 1946, y actualmente es ampliamente usado en los radiómetros satelitales, como es el caso nuestro. El sistema agrega una llave a la entrada (llave Dicke) que conmuta entre la señal de antena y una la señal de referencia dada por una carga con la misma impedancia que la de la antena y a temperatura estable ( $T_c$ ). La recepción de la señal se efectúa a través de un detector

sincrónico efectuando la diferencia entre la señal de antena y la señal de referencia (Figura 3.22).

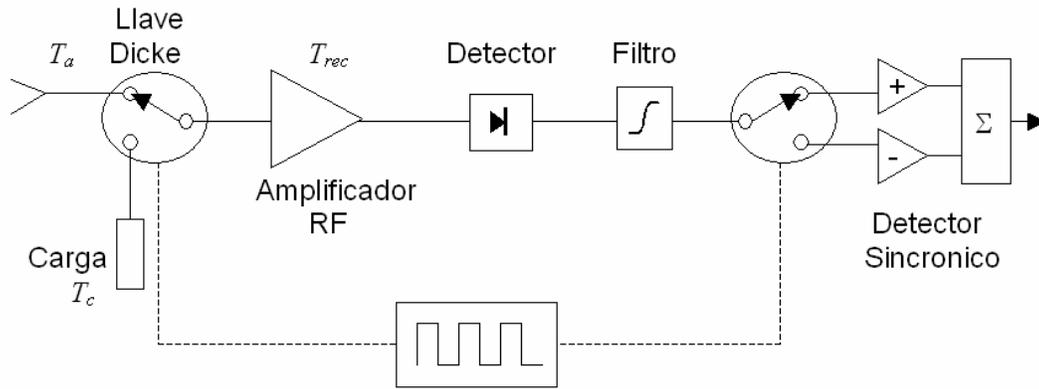


Figura 3.22 - Radiómetro Dicke.

Cuando la llave conmuta sobre la antena a la entrada del detector sincrónico tendremos:

$$P_{out1} = K \cdot (T_a + T_{rec}) \cdot G_{sys} \cdot \Delta B, \quad (3.102)$$

mientras que cuando conmuta sobre la carga tendremos:

$$P_{out2} = K \cdot (T_{rec} + T_c) \cdot G_{sys} \cdot \Delta B. \quad (3.103)$$

La señal de salida será la diferencia entre estas dos señales, o sea:

$$P_{out1} - P_{out2} = K \cdot (T_a + T_{rec}) \cdot G_{sys} \cdot \Delta B - K \cdot (T_{rec} + T_c) \cdot G_{sys} \cdot \Delta B. \quad (3.104)$$

Si aparece una variación de ganancia afectará tanto al primer término como al segundo de la diferencia, por lo tanto el sistema no se altera. Mientras que si aparece una radiofuente sólo afectará al primer término y el sistema sensorá a la misma.

Por ejemplo si hacemos la diferencia de potencia igual a cero (variando una de las ganancias  $G'_{sys} = G_{sys} + \Delta G$ ) nos queda:

$$P_{out1} - P_{out2} = K \cdot (T_a + T_{rec}) \cdot G_{sys} \cdot \Delta B - K \cdot (T_{rec} + T_c) \cdot G'_{sys} \cdot \Delta B = 0. \quad (3.105)$$

En este caso se dice que el radiómetro está balanceado. Si en un momento se observa a una radiofuente la expresión 3.105 quedará:

$$P_{out1} - P_{out2} = K \cdot (T_a + T_{rec} + \Delta T_{radiofuente}) \cdot G_{sys} \cdot \Delta B - K \cdot (T_{rec} + T_c) \cdot G_{sys} \cdot \Delta B = K \cdot \Delta T_{radiofuente} \cdot G_{sys} \cdot \Delta B \quad (3.106)$$

detectando sólo las variaciones producida por radiofuentes.

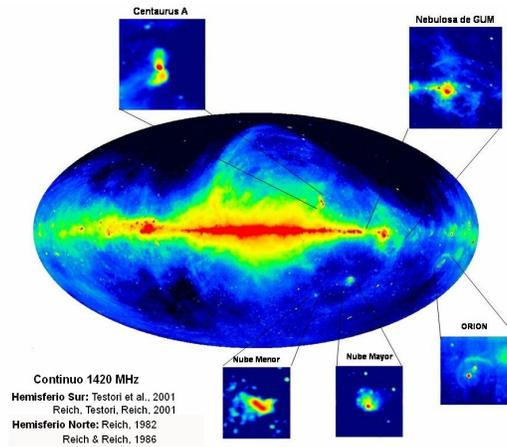


Figura 3.23 – Relevamiento total del Universo en el continuo en 1420 MHz, el sector del hemisferio sur fue realizado con un radiómetro polarimétrico construido en Argentina.

En la Figura 3.23 se observa un mapa total en el continuo en la banda de frecuencia de 1,42 GHz. La observación del hemisferio sur [30] [31] se efectuó con un radiómetro polarimétrico construido totalmente en la Argentina [32] [36]. Los colores más intensos representan mayor nivel de la señal en el continuo, pudiendo distinguirse en la parte central la radiación del centro de nuestra galaxia. Estos datos no solo son un referente en la actualidad de los estudios radioastronómicos, sino también es utilizado por misiones satelitales de observación de la Tierra, que efectúan la calibración de sus instrumentos haciendo una observación del espacio.

### 3.14 NIVELES MINIMOS DETECTABLES Y SENSIBILIDAD

La desviación estándar ( $\Delta T_{sys}$ ) asociada con una medida ( $T_{sys}$ ) puede determinarse con la siguiente ecuación [25-28]:

$$\Delta T_{sys} = k \frac{T_{sys}}{\sqrt{\tau \cdot \Delta B}}, \quad (3.107)$$

donde  $\tau$  es la constante de integración del sistema,  $k$  es una constante que depende del tipo de radiómetro que utilizemos y como vimos  $\Delta B$  es el ancho de banda del sistema.

Desde otro punto de vista  $\Delta T_{sys}$  es el mínimo cambio detectable cuando se posee una determinada  $T_{sys}$ , pudiéndose definirse también como la desviación estándar o el valor rms de la salida (desviación mínima de la gráfica 3.18). Luego, para un radiómetro de potencia total  $k=1$ , nos queda:

$$\Delta T_{sys} = \frac{T_{sys}}{\sqrt{\tau \cdot \Delta B}}. \quad (3.108)$$

En el caso de un sistema Dicke, la  $\Delta T_{sys}$  puede ser considerada como dos diferentes radiómetros, uno mirando a la antena y el otro mirando hacia la carga. Cada

radiómetro usará la mitad del tiempo de integración ( $\tau/2$ ). Por lo tanto la desviación estándar de la salida de cada uno será, mirando a la antena:

$$\Delta T_1 = \frac{T_a + T_{rec}}{\sqrt{(\tau/2) \cdot \Delta B}}, \quad (3.109)$$

y mirando a la carga:

$$\Delta T_2 = \frac{T_c + T_{rec}}{\sqrt{(\tau/2) \cdot \Delta B}}. \quad (3.111)$$

Como las señales de salidas son estadísticamente independientes, la desviación estándar total podrá determinarse como el valor cuadrático medio de:

$$\Delta T_{sys} = \sqrt{\Delta T_1^2 + \Delta T_2^2}, \quad (3.111)$$

$$\Delta T_{sys} = \sqrt{\frac{(T_a + T_{rec})^2}{(\tau/2) \cdot \Delta B} + \frac{(T_c + T_{rec})^2}{(\tau/2) \cdot \Delta B}}, \quad (3.112)$$

$$\Delta T_{sys} = \frac{\sqrt{2 \cdot (T_a + T_{rec})^2 + 2 \cdot (T_c + T_{rec})^2}}{\sqrt{\tau \cdot \Delta B}}. \quad (3.113)$$

En el caso de un radiómetro balanceado, donde  $T_a = T_c$ , tendremos:

$$\Delta T_{sys} = 2 \cdot \frac{T_a + T_{rec}}{\sqrt{\tau \cdot \Delta B}} = 2 \cdot \frac{T_{sys}}{\sqrt{\tau \cdot \Delta B}}. \quad (3.114)$$

Con esto vemos que la sensibilidad de un radiómetro Dicke se degrada por un factor 2 comparado con un radiómetro de potencia total.

Podemos determinar también, el valor de sensibilidad mínima del sistema total considerando las variaciones producidas por la antena (ecuación 3.94) y las variaciones producidas por el receptor (ecuación 3.114); considerándolas estadísticamente independientes, podemos expresar la sensibilidad total del sistema:

$$Sensibilidad\_total = \sqrt{\Delta T_g^2 + \Delta T_{sys}^2}. \quad (3.115)$$

### 3.15 POLARIZACION

La información polarimétrica en un radiómetro de detección remota es en muchos casos de importancia en la detección de parámetros geofísicos de la corteza

terrestre [1-3]. Analicemos la forma de detectarlos y cómo cuantificar sus características para aplicarlas en el diseño de la antena [20], [28].

En una onda plana, los vectores de campo eléctrico  $E$  y campo magnético  $H$  en el campo lejano son perpendiculares entre si y se producen en un plano normal al vector  $r$ . Como se vio en la ecuación 3.10 el campo eléctrico está expresado por:

$$E(t) = \hat{\theta} \cdot E_{\theta} + \hat{\phi} \cdot E_{\phi} \quad (3.116)$$

Representando el campo en ejes coordenados cartesianos, como se ve en la figura 3.24, y considerando una onda monocromática plana con campo eléctrico en la dirección  $\hat{y}$  y que avanza en la dirección  $\hat{z}$ , la onda se la puede representar por la expresión [28]:

$$E_y = |E_y| \cdot \cos(\omega t - \beta z) \quad (3.117)$$

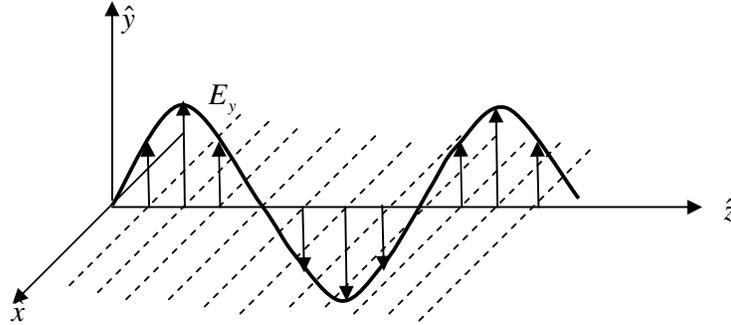


Figura 3.24 – Onda plana polarizada linealmente, con campo eléctrico en la dirección  $\hat{y}$ .

Sin embargo el campo eléctrico puede ser el resultante de dos componentes ortogonales expresado por:

$$\begin{cases} E_x = |E_x| \cdot \cos(\omega t - \beta z + \delta_x), & (3.118) \\ E_y = |E_y| \cdot \cos(\omega t - \beta z + \delta_y), & (3.119) \\ E_z = 0. & (3.120) \end{cases}$$

Luego el campo total resultante es la suma de las dos componentes linealmente polarizadas:

$$E(t) = \hat{x} \cdot E_x + \hat{y} \cdot E_y, \quad (3.121)$$

$$E(t) = \hat{x} \cdot |E_x| \cdot \cos(\omega t - \beta z + \delta_x) + \hat{y} \cdot |E_y| \cdot \cos(\omega t - \beta z + \delta_y). \quad (3.122)$$

De esta ecuación podemos deducir que si las componentes están en fase, la onda sigue siendo plana y el campo eléctrico tendrá una dirección que no coincidirá con ningún eje y será la resultante de las magnitudes relativas del campo eléctrico en ambos ejes ( $|E_x|$  y  $|E_y|$ ).

Si consideramos:

$$\tau = \omega t - \beta z, \quad (3.123)$$

Rescribimos las ecuaciones 3.118 y 3.119 como:

$$\frac{E_x}{|E_x|} = \cos(\tau) \cdot \cos(\delta_x) - \text{sen}(\tau) \cdot \text{sen}(\delta_x), \quad (3.124)$$

$$\frac{E_y}{|E_y|} = \cos(\tau) \cdot \cos(\delta_y) - \text{sen}(\tau) \cdot \text{sen}(\delta_y). \quad (3.125)$$

Operando con estas dos ecuaciones tenemos:

$$\frac{E_x}{|E_x|} \cdot \text{sen}(\delta_y) = [\cos(\tau) \cdot \cos(\delta_x) - \text{sen}(\tau) \cdot \text{sen}(\delta_x)] \cdot \text{sen}(\delta_y), \quad (3.126)$$

$$\frac{E_y}{|E_y|} \cdot \text{sen}(\delta_x) = [\cos(\tau) \cdot \cos(\delta_y) - \text{sen}(\tau) \cdot \text{sen}(\delta_y)] \cdot \text{sen}(\delta_x). \quad (3.127)$$

Haciendo la diferencia entre las ecuaciones 3.126 y 3.127 nos queda:

$$\frac{E_x}{|E_x|} \cdot \text{sen}(\delta_y) - \frac{E_y}{|E_y|} \cdot \text{sen}(\delta_x) = \cos(\tau) \cdot \cos(\delta_y - \delta_x). \quad (3.128)$$

Si hacemos la misma operación con los términos  $\cos(\delta_x)$  y  $\cos(\delta_y)$  nos queda:

$$\frac{E_x}{|E_x|} \cdot \cos(\delta_y) - \frac{E_y}{|E_y|} \cdot \cos(\delta_x) = \text{sen}(\tau) \cdot \text{sen}(\delta_y - \delta_x). \quad (3.129)$$

Si elevamos al cuadrado ambos miembros de la ecuación 3.128 y 3.129, y las sumamos, tenemos:

$$\left(\frac{E_x}{|E_x|}\right)^2 + \left(\frac{E_y}{|E_y|}\right)^2 - 2 \cdot \frac{E_x}{|E_x|} \cdot \frac{E_y}{|E_y|} \cos(\delta) = \text{sen}^2(\delta), \quad (3.130)$$

siendo  $\delta = \delta_y - \delta_x$ .

Dividiendo por  $\text{sen}^2(\delta)$

$$\left(\frac{E_x}{|E_x| \cdot \text{sen}(\delta)}\right)^2 + \left(\frac{E_y}{|E_y| \cdot \text{sen}(\delta)}\right)^2 - 2 \cdot \frac{E_x}{|E_x|} \cdot \frac{E_y}{|E_y|} \frac{\cos(\delta)}{\text{sen}^2(\delta)} = 1. \quad (3.131)$$

Esta expresión es la ecuación de una elipse cuyos ejes no coinciden con ninguno de los ejes (Figura 3.25) [28].

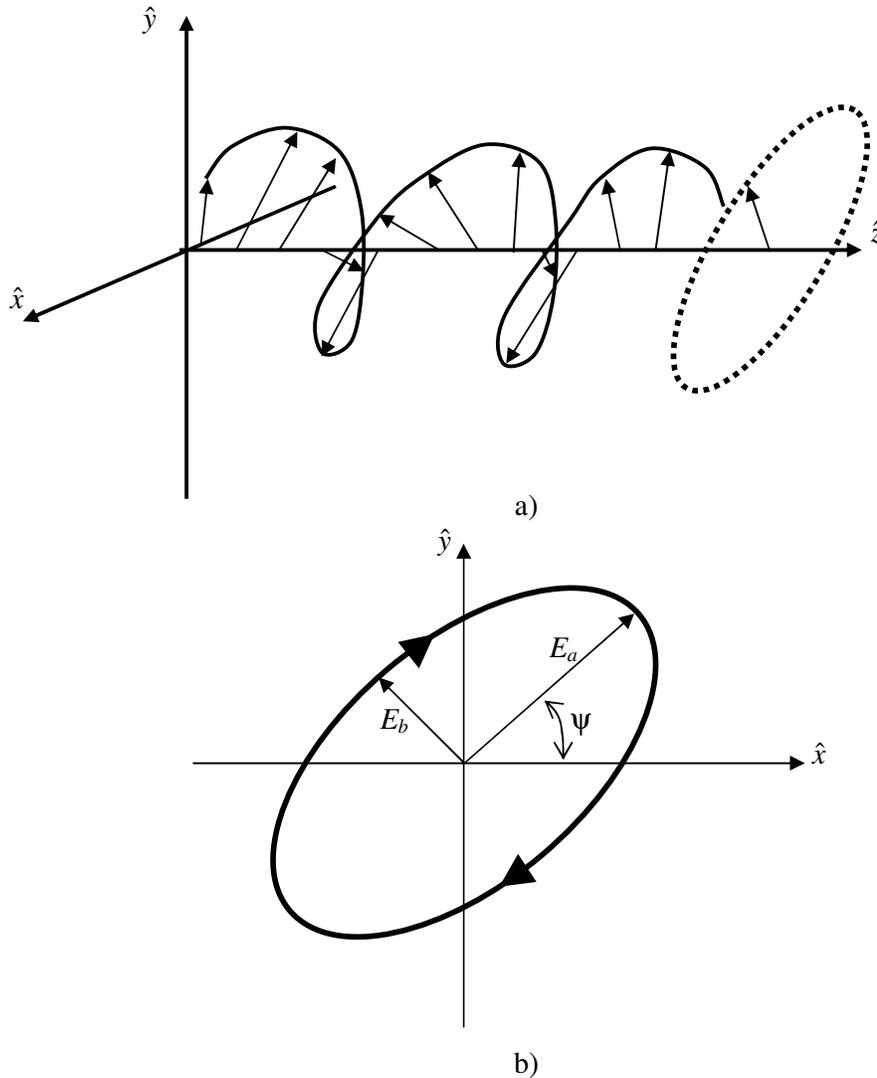


Figura 3.25 – Elipse de polarización para el vector de campo eléctrico, a) vista lateral y b) vista de frente.

Si la fase  $\delta$  es igual a cero, estamos en presencia de una onda plana. Mientras si las amplitudes son iguales ( $|E_x| = |E_y|$ ) y la diferencia de fase  $\delta$  es  $\pi/2$ , se obtiene una polarización circular. Una polarización circular será a derecha o a izquierda dependiendo de que la diferencia de fase  $\delta$  sea positiva o negativa.

Como se observa en la figura 3.26, una onda polarizada en forma elíptica puede descomponerse en sus componentes de polarización lineal o en sus componentes de polarización circular a derecha ( $\bar{E}_D$ ) y a izquierda ( $\bar{E}_I$ ) [20]. El sentido de giro de la elipse, como vimos está dado por el signo de la diferencia de fase  $\delta$ , pero desde otro punto de vista estará dado por el sentido de giro de la componente circular de mayor amplitud, puesto que esto imprimirá su sentido de campo total.

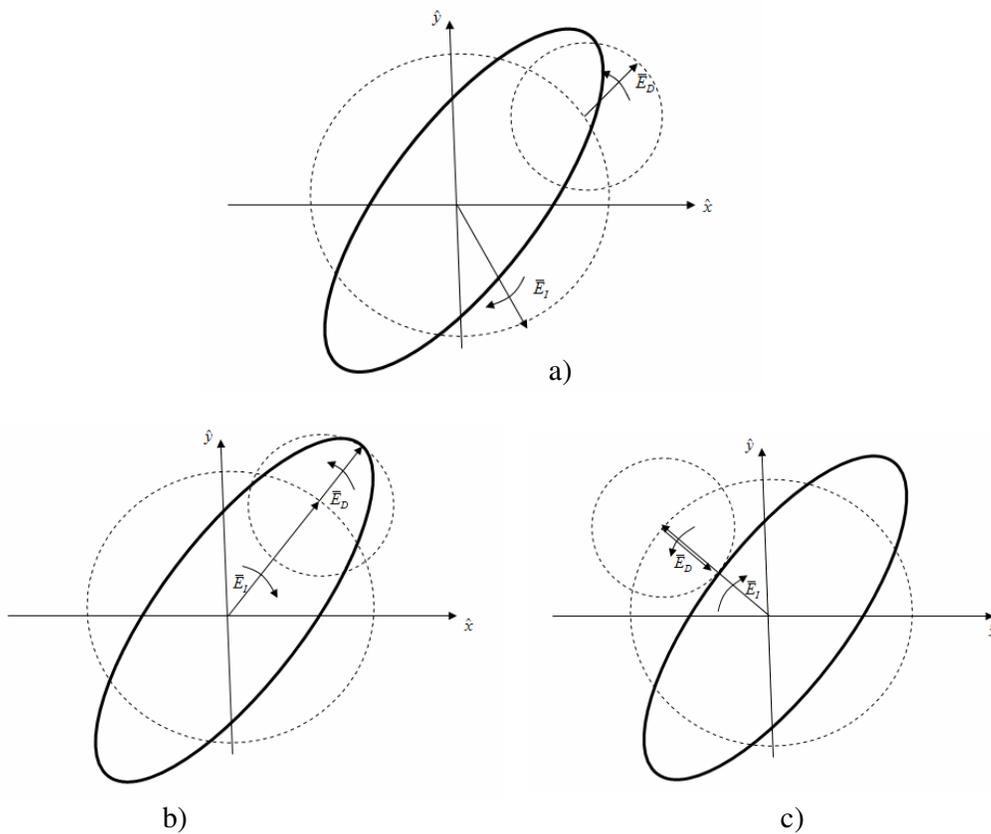


Figura 3.26 – a) Descomposición de una onda polarizada elípticamente en componentes de polarización circular, b) máximo vectorial de la elipse y c) mínimo vectorial de la elipse.

El campo eléctrico en función de las componentes de polarización circular será:

$$E(t) = E_D(t) + E_I(t). \quad (3.132)$$

Si se observa en la figura 3.25 se puede determinar el eje mayor de la elipse como la suma de las amplitudes de las componentes de polarización circular:

$$EJE_{MAYOR} = 2 \cdot (|E_I| + |E_D|), \quad (3.133)$$

análogamente la longitud del eje menor resulta:

$$EJE_{MENOR} = 2 \cdot (|E_I| - |E_D|). \quad (3.134)$$

Los parámetros que permiten cuantificar la separación entre polarizaciones son la *relación axial* ( $r_a$ ) y el *rechazo de polarización* (RPC), definidos como:

$$r_a = 20 \cdot \log \left( \frac{|E_I| + |E_D|}{|E_I| - |E_D|} \right), \quad (3.135)$$

$$RPC = 20 \cdot \log \left( \frac{|E_D|}{|E_I|} \right). \quad (3.136)$$

La relación axial variará desde cero para polarización circular, hasta infinito para polarización lineal. Mientras que el RPC varía desde menos infinito para polarización circular izquierda, a cero para polarización lineal y a más infinito para polarización a derecha.

La relación de polarización lineal (RPL) se determina como:

$$RPL = 20 \cdot \log \left( \frac{|E_y|}{|E_x|} \right). \quad (3.137)$$

Estos parámetros permiten cuantificar las características de la antena en cuanto a su capacidad de separar las polarizaciones.

Pero si un radiómetro funciona como polarímetro deberá analizar la señal que arriba, más el estado de polarización que trae, de tal forma de poder detectar fenómenos geofísicos acarreados por estas características.

Poincaré, en 1892, introduce otra representación que permite una fácil visualización de todos los estados de polarización (Figura 3.27).

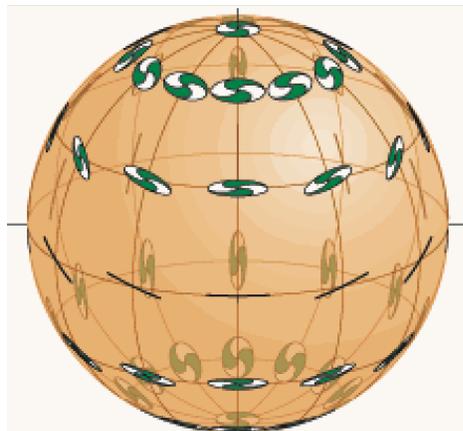


Figura 3.27 – Estados de polarización representado en la esfera de Poincaré.

Si nosotros consideramos el ángulo  $2\psi$  y  $2\chi$  como la longitud y latitud de la esfera con radio  $S_0$ , habrá una relación uno a uno entre los estados de polarización y los puntos de la esfera [28].

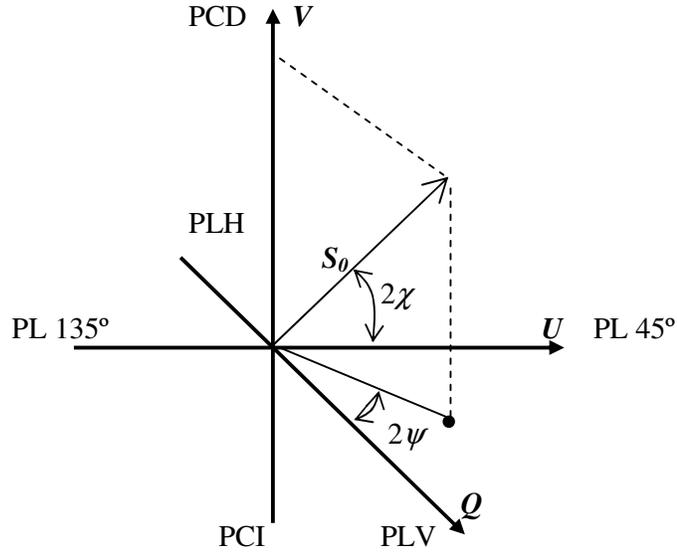


Figura 3.28 – Ejes de la esfera de Poincaré.

En la figura 3.27, vemos que el ecuador representa los puntos de polarización lineal (PL), mientras que el polo norte corresponde a polarización circular a derecha (PCD) y el polo sur a circular izquierda (PCI).

De la esfera de Poincaré surgen los parámetros de Stokes, efectuando una simple resolución de los ejes cartesianos de los puntos de la esfera:

$$S_0 = I = |E_a|^2 + |E_b|^2, \quad (3.138)$$

$$S_1 = Q = S_0 \cdot \cos(2\chi) \cdot \cos(2\psi), \quad (3.139)$$

$$S_2 = U = S_0 \cdot \cos(2\chi) \cdot \text{sen}(2\psi), \quad (3.140)$$

$$S_3 = V = S_0 \cdot \text{sen}(2\chi). \quad (3.141)$$

donde  $E_a$  y  $E_b$  son las amplitudes de los ejes mayor y menor de la elipse.

Solo tres parámetros son independientes; observando la esfera de Poincaré podemos deducir también que:

$$S_0^2 = S_1^2 + S_2^2 + S_3^2, \quad (3.142)$$

$$I^2 = Q^2 + U^2 + V^2.$$

Los parámetros de Stokes pueden expresarse por parámetros de la elipse. Esto deriva de las siguientes expresiones:

$$\text{sen}(2\chi) = 2 \cdot \frac{|E_x| \cdot |E_y|}{S_0} \cdot \text{sen}(\delta), \quad (3.143)$$

$$\cos(2\chi) = \frac{1}{S_0} \cdot \sqrt{S_0^2 - (2 \cdot |E_x| \cdot |E_y|) \cdot \text{sen}^2(\delta)}, \quad (3.144)$$

$$\cos(2\psi) = \frac{|E_x|^2 - |E_y|^2}{\sqrt{S_0^2 - (2 \cdot |E_x| \cdot |E_y|) \cdot \text{sen}^2(\delta)}}, \quad (3.145)$$

$$\text{sen}(2\psi) = \frac{2 \cdot |E_x| \cdot |E_y| \cdot \cos(\delta)}{\sqrt{S_0^2 - (2 \cdot |E_x| \cdot |E_y|) \cdot \text{sen}^2(\delta)}}. \quad (3.146)$$

Los cuatro parámetros de Stokes están dados por las siguientes ecuaciones:

$$S_0 = I = |E_x|^2 + |E_y|^2, \quad (3.147)$$

$$S_1 = Q = |E_x|^2 - |E_y|^2, \quad (3.148)$$

$$S_2 = U = 2 \cdot |E_x| \cdot |E_y| \cdot \cos(\delta), \quad (3.149)$$

$$S_3 = V = 2 \cdot |E_x| \cdot |E_y| \cdot \text{sen}(\delta). \quad (3.150)$$

Estos parámetros permitirán determinar y definir la polarización con las señales detectadas por el polarímetro. Para una polarización circular a derecha donde:

$$\begin{aligned} |E_x| &= |E_y|, & \text{y} & & \delta &= \frac{\pi}{2}, \\ S_0 &= I = S_a, \\ S_1 &= Q = 0, \\ S_2 &= U = 0, \\ S_3 &= V = S_a, \end{aligned} \quad (3.151)$$

donde  $S_a$  es la potencia del vector de Pointing detectado por la antena. Para polarización circular a izquierda tendremos:

$$|E_x| = |E_y|, \quad \text{y} \quad \delta = -\frac{\pi}{2},$$

$$\begin{aligned}
 S_0 &= I = S_a, \\
 S_1 &= Q = 0, \\
 S_2 &= U = 0, \\
 S_3 &= V = -S_a.
 \end{aligned}
 \tag{3.152}$$

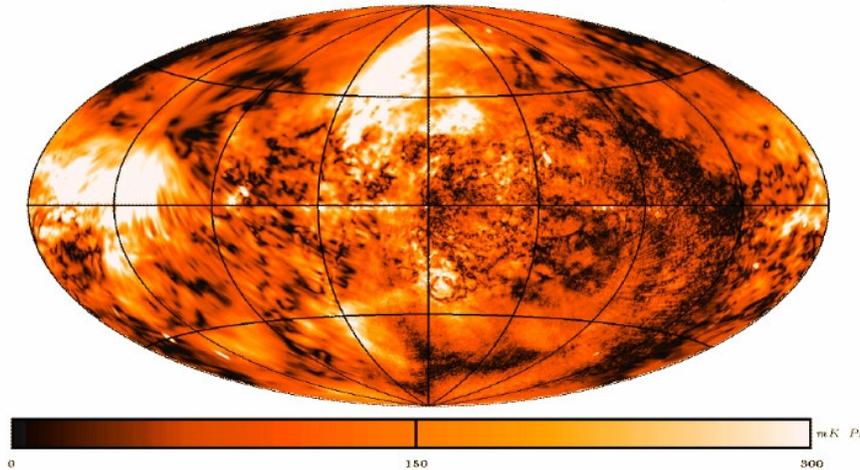
Y para polarización lineal.

$$\begin{aligned}
 |E_a| &= 0, \quad |E_b| = E, \quad \text{y} \quad \chi = 0, \\
 S_0 &= I = E = S_a, \\
 S_1 &= Q = I \cdot \cos(2\psi), \\
 S_2 &= U = I \cdot \sen(2\psi), \\
 S_3 &= V = 0.
 \end{aligned}
 \tag{3.153}$$

Lo importante es que los fenómenos geofísicos que generalmente se quieren detectar con un radiómetro, están parcialmente polarizados y en algunos casos con pequeños grados del mismo. Con los parámetros de Stokes es fácil determinar el *grado de polarización* ( $p$ ) de la señal detectada como:

$$p = \frac{\sqrt{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2}}{S_0} = \frac{\sqrt{Q+U+V}}{I}.
 \tag{3.154}$$

PI at 1.4 GHz (26m DRAO+30m Villa Elisa)



Hemisferio Sur: Testori et al., 2003

Hemisferio Norte: Wolleben et al., 2003

Figura 3.29 - Relevamiento polarimétrico, trabajo conjunto entre el IAR y el Max Planck Institut de Alemania, realizado en Argentina.

En la figura 3.29 se observa un relevamiento polarimétrico del Universo, siendo la observación del hemisferio sur [30-32], [36] efectuada con el radiómetro mencionado en la figura 3.23. Vale señalar que las consideraciones y evaluaciones de radiómetros y antenas de uso en radioastronomía son perfectamente trasladables a radiómetros de detección remota con satélites.

---

# CAPITULO 4

# ANTENAS REFLECTORAS

---

Altas ganancias son requeridas para sistemas de comunicaciones de largas distancias o para observaciones de detección radiométricos. Los sistemas reflectores son los más usados por lograr ganancias mayores de 30 dB en las regiones de microondas. Tales ganancias son difíciles de conseguir con otros tipos de antenas.

Un simple sistema de antena reflectora consiste en dos componentes, una superficie reflectora y un alimentador principal.

En este capítulo se analizarán las características y diseño de los sistemas reflectores, evaluando alimentadores principales e investigando su comportamiento en el diseño de la antena y en aplicaciones de haces múltiples.

## 4.1 PRINCIPIO DE ANTENAS REFLECTORAS

### 4.1.1 RELECTORES PARABOLICOS

La antena reflectora más popular es el reflector parabólico de revolución como muestra la figura 4.1.



Figura 4.1 - Antenas reflectoras parabólicas de revolución, a) estación terrena de observaciones de satélites de orbita baja (LEO) y b) antenas de observación radioastronómicas.

La ecuación que describe la superficie de revolución [20-22], como se vió en el Capítulo 2, es:

$$\frac{x^2 + y^2}{4f} = z. \quad (4.1)$$

Si cortamos al reflector con un plano que contenga al eje principal o eje de revolución de la parábola tendremos una sección como la que vemos en la figura 4.2.

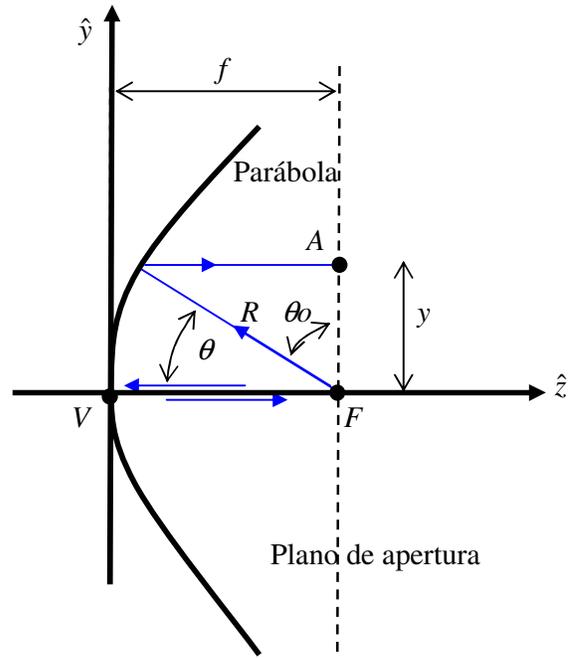


Figura 4.2 - Reflector en el plano yz.

Luego la ecuación que describe el reflector parabólico en ejes rectangulares es:

$$z = \frac{y^2}{4f}. \quad (4.2)$$

El vértice en este caso corresponde a  $x = 0$  e  $y = 0$  y el borde de la parábola corresponde a  $y = D/2$  y  $x = c' = (D^2/16f)$ . Este valor de  $x = c'$  lo definimos en la Sección 2.2.2, como la depresión de la parábola.

La curva parabólica puede presentarse en coordenadas polares  $(R, \theta)$  como:

$$R = \frac{2f}{1 + \cos \theta}, \quad (4.3)$$

que no es más que otra forma de expresar la propiedad de igualdad de trayectoria visto en el Capítulo 2. Como por trigonometría podemos deducir que:

$$2 \cdot \cos^2 \alpha = 1 + \cos 2\alpha, \quad \text{si } \alpha = \theta/2 \quad 2 \cdot \cos^2 \frac{\theta}{2} = 1 + \cos \theta, \quad (4.4)$$

la ecuación 4.3 nos queda:

$$R = f \cdot \sec^2 \left( \frac{\theta}{2} \right). \quad (4.5)$$

La proyección de la distancia R sobre el plano de apertura nos da:

$$y = R \cdot \text{sen}\theta. \quad (4.6)$$

Reemplazamos el valor de R de la ecuación 4.5 en la 4.6 y nos queda:

$$y = f \cdot \sec^2\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \text{sen}\theta. \quad (4.7)$$

Como

$$\text{sen}2\alpha = 2 \cdot \text{sen}\alpha \cdot \cos\alpha, \quad \text{si } \alpha = \theta/2 \quad \text{sen}\theta = 2 \cdot \text{sen}\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right), \quad (4.8)$$

la ecuación 4.7 resulta:

$$y = 2 \cdot f \cdot \tan\left(\frac{\theta}{2}\right). \quad (4.9)$$

Cuando  $y = D/2$ , tenemos:

$$\frac{D}{2} = 2 \cdot f \cdot \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad \Rightarrow \quad \frac{f}{D} = \frac{1}{4 \cdot \tan\left(\frac{\theta}{2}\right)}. \quad (4.10)$$

Despejando el ángulo:

$$\theta = 2 \cdot \arctan\left(\frac{1}{4} \cdot \frac{1}{\left(\frac{f}{D}\right)}\right). \quad (4.11)$$

Este es el ángulo que sustenta los bordes del reflector y que lógicamente es dependiente de la relación  $f/D$ .

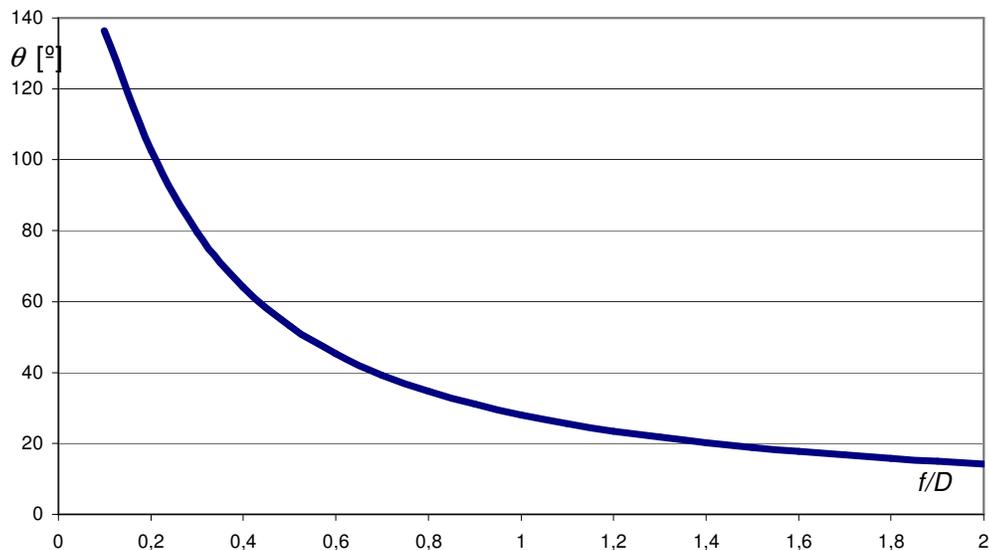


Figura 4.3 – Variación del ángulo  $\theta$  en función al  $f/D$  para reflectores parabólicos.

**4.1.2 RELECTORES OFFSET PARABOLICOS**

Como vimos en la Sección 2.3.2 del Capítulo 2, una antena offset puede ser originada por un reflector parabólico de revolución, produciendo así una antena parabólica offset o puede estar generada por un sector de una superficie toroidal, generando de esta forma una antena offset toroidal. Ambas superficies parten de un perfil parabólico.

En ambos casos el reflector offset puede definirse por el diámetro de apertura  $D$  y el despeje  $D_e$ , que es la distancia desde inicio inferior del reflector y el vértice  $V$ . El borde del reflector estará definido por la intersección entre la parábola y el cono circular.

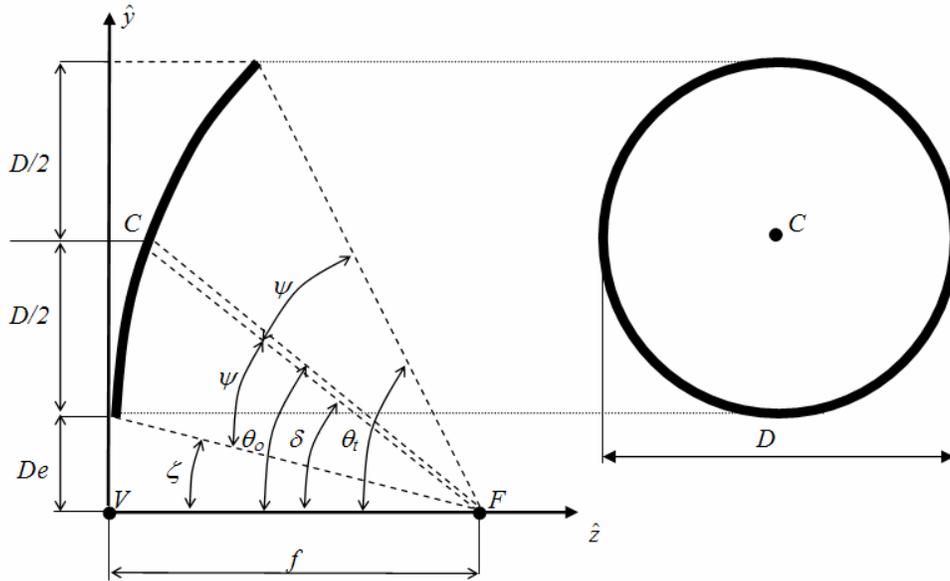


Figura 4.4 – Geometría del reflector offset parabólico y proyección de la apertura.

Si el centro de la superficie reflectora es  $C$ , y tiene sus coordenadas en  $(y_c, z_c)$ , tendremos que:

$$z_c = \frac{y_c^2}{4f}, \tag{4.12}$$

$$z_c = \frac{(D_e + D/2)^2}{4f}, \tag{4.13}$$

$$\operatorname{tg}(\theta_o) = \frac{y_c}{f - z_c} = \frac{(D_e + D/2)}{f - \frac{(D_e + D/2)^2}{4 \cdot f}}, \tag{4.14}$$

$$\theta_o = \operatorname{arctg} \frac{4 \cdot f \cdot (D_e + D/2)}{4 \cdot f^2 - (D_e + D/2)^2}, \quad (4.15)$$

$$\theta_o = 2 \cdot \operatorname{arctg} \left[ \frac{(D_e + D/2)}{2f} \right]. \quad (4.16)$$

Haciendo las mismas consideraciones, el ángulo de sustento total del sistema  $\theta_i$  será:

$$\theta_i = \operatorname{arctg} \frac{4 \cdot f \cdot (D_e + D)}{4 \cdot f^2 - (D_e + D)^2}. \quad (4.17)$$

Por otro lado el ángulo  $\zeta$  del despeje  $D_e$  esta dado por:

$$\operatorname{tg}(\zeta) = \frac{D_e}{f - \frac{D_e^2}{4 \cdot f}} = \frac{4 \cdot f \cdot D_e}{4 \cdot f^2 - D_e^2}, \quad (4.18)$$

$$\zeta = \operatorname{arctg} \left( \frac{4 \cdot f \cdot D_e}{4 \cdot f^2 - D_e^2} \right). \quad (4.19)$$

El borde del reflector está contenido en un plano, y el ángulo sustentado  $\psi$  desde el foco está dado por:

$$2 \cdot \psi = \theta_i - \zeta, \quad (4.20)$$

$$\psi = \frac{\theta_i - \zeta}{2},$$

$$\psi = \operatorname{arctg} \left[ \frac{2 \cdot f \cdot D}{4f^2 + D_e(D_e + D)} \right]. \quad (4.21)$$

Mientras que el ángulo de apuntamiento del alimentador principal será:

$$\psi = \frac{\theta_i - \zeta}{2}, \quad (4.22)$$

$$\delta = \operatorname{arctg} \left[ \frac{2f(2D_e + D)}{4f^2 - D_e(D_e + D)} \right]. \quad (4.23)$$

Vemos que los ángulos sobre el reflector offset son dependientes de la distancia focal y del diámetro de la antena o sea de la relación  $f/D$ ; también son dependientes del despeje  $D_e$  y este valor se determinará en función del espacio necesario para la ubicación del alimentador principal, de tal forma de no brindar bloqueo a la señal y mantener las ventajas del sistema offset.

El problema del diseño de un reflector consiste en adaptar el diagrama de radiación del alimentador principal a ese valor de  $2\psi$  y su iluminación en esa dirección se llamará *iluminación en los bordes*. Veremos a continuación la importancia que juega la iluminación de los bordes en el diseño del alimentador principal y su implicancia en los parámetros que caracterizan el sistema reflector.

#### **4.2 NIVEL DE ILUMINACIÓN EN LOS BORDES DEL REFLECTOR**

Como se expresó en la ecuación 3.35 la eficiencia de apertura de una superficie reflectora esta expresada por:

$$\eta_a = \eta_i \eta_s \eta_c. \quad (4.24)$$

Donde  $\eta_a$  es la eficiencia de apertura,  $\eta_i$  es la eficiencia de iluminación,  $\eta_s$  es la eficiencia de “spillover” o sobreiluminación y  $\eta_c$  es la eficiencia de construcción o alineación.

Si consideramos una antena ideal desde el punto de vista constructivo ( $\eta_c=1$ ), tendremos que:

$$\eta_a = \eta_i \eta_s. \quad (4.25)$$

De esta forma podremos evaluar directamente cómo intervienen los parámetros del alimentador principal en la eficiencia de apertura, ya que según lo visto en la Sección 3.5, ambas eficiencias ( $\eta_i$  y  $\eta_s$ ) están íntimamente vinculadas al diseño del alimentador principal.

Analicemos la eficiencia de apertura para un reflector, cuando se varía la iluminación en los bordes. Este objetivo se logró utilizando los datos extraídos de las simulaciones obtenidas con distintos modelos de bocinas cónicas corrugadas, iluminando un reflector offset parabólico. En la Figura 4.5 se observan los resultados, gráfico típico de un reflector, en donde se ve la variación de la eficiencia de apertura para distintas iluminaciones de bordes. Las simulaciones se ejecutaron a la frecuencia de interés experimental.

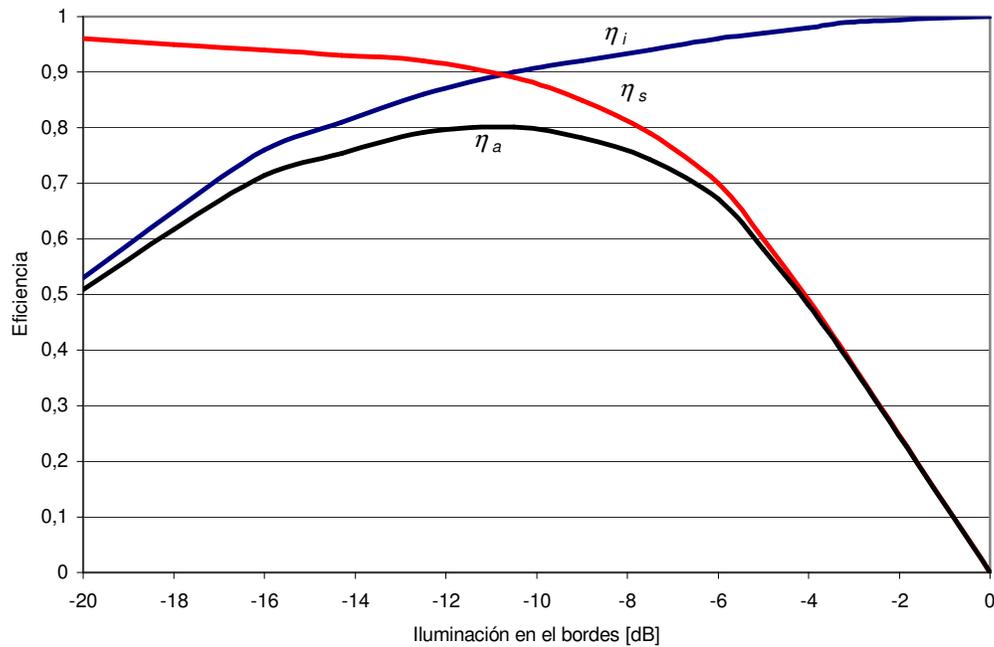


Figura 4.5 – Gráficos de eficiencia de iluminación, “spillover” y de apertura en función de la iluminación en los bordes para reflectores offset parabólicos iluminados por bocinas cónicas corrugadas.

Como se observa en la figura 4.5, la eficiencia de apertura máxima ( $\eta_a = 80\%$ ) se obtiene para iluminaciones en los bordes del alimentador principal del orden de -10 dB. Este análisis brinda un factor de compromiso en las antenas reflectoras con haces múltiples, donde la cantidad de alimentadores por lo general supera el espacio físico en el arco focal, buscando en la practica una ubicación mecánicamente conveniente. Esto produce que los centros de fase de los alimentadores principales en antenas multihazos queden desplazados con respecto a su posición óptima (foco del reflector), generando un deterioro en las características de antena.

En secciones siguientes se analizará el efecto del corrimiento de los alimentadores principales de su posición focal y el efecto que produce principalmente en la eficiencia de apertura.

### 4.3 ALIMENTADORES PRINCIPALES

Lo usual en la elección de alimentadores principales para iluminar reflectores y captar señales electromagnéticas en el modo TE<sub>11</sub> (modo dominante de una guía de onda circular) son las bocinas cónicas. Los alimentadores principales más usados para diseños de microondas son:

- Bocina cónicas de pared lisa
- Bocina cónica corrugada
- Bocina Multimodo

Las *bocinas cónicas de pared lisa* son la prolongación natural de una guía de onda circular. El campo en la apertura es la distribución de amplitud del modo fundamental ( $TE_{11}$ ) de la guía, expandida sobre el radio de la apertura ( $a$ ). Su principal inconveniente es que no presenta una pureza de polarización (Figura 4.6).

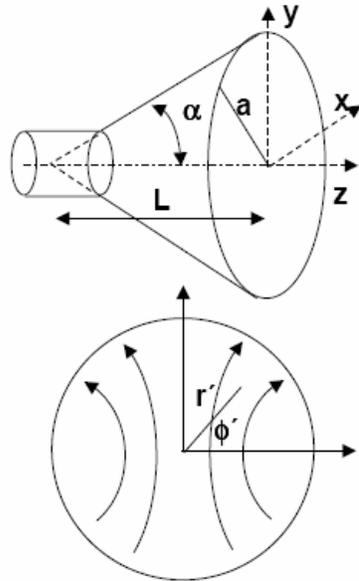


Figura 4.6 – Bocina cónica de pared lisa y sus líneas de campo.

Lo usual en la elección de alimentadores principales para iluminar reflectores en uso radiométrico de microondas [22], [33], [37], son las *bocinas cónicas corrugadas*. El efecto de las corrugaciones en las paredes es el de modificar la distribución de los campos, en especial el plano E, convirtiendo la distribución uniforme original en una cosenoidal. Las líneas de campo también se modifican y quedan prácticamente paralelas a la dirección de polarización (Figura 4.7).

Los campos del modo dominante  $HE_{11}$  ( $TE_{11}+TM_{11}$ ) de la *bocina corrugada*, comparados con los del modo  $TE_{11}$  de la bocina lisa, producen una mayor pureza de la polarización. La finalidad de las bocinas corrugadas es conseguir diagramas más simétricos con un ancho de haz igual en los planos E y H, y obtener niveles de polarización cruzada más bajos y elevadas eficiencias del haz (aproximadamente del 95%).

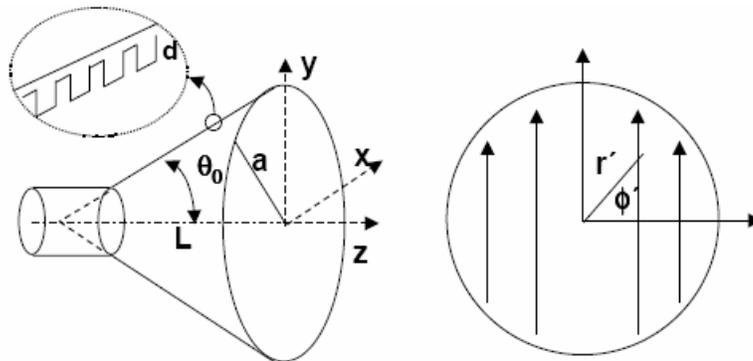


Figura 4.7 – Bocina cónica corrugada y sus líneas de campo.

Resumiendo, podemos decir que el campo que se consigue en la apertura en este tipo de alimentadores es un modo híbrido equilibrado  $HE_{11}$ , que posee las siguientes características:

- Líneas de campo rectas y paralelas.
- Variación de amplitud rotacionalmente simétrica, decreciendo desde el centro hacia los bordes.
- Alta eficiencia.
- Bajos niveles de polarización cruzada.

Debido a esto, son ampliamente utilizadas como alimentadores en radiómetros de microondas y ondas milimétricas.

Se puede conseguir una distribución de campo de apertura similar a la de las bocinas cónicas corrugadas con *bocinas de pared lisa multimodo* [22] (Figura 4.8).

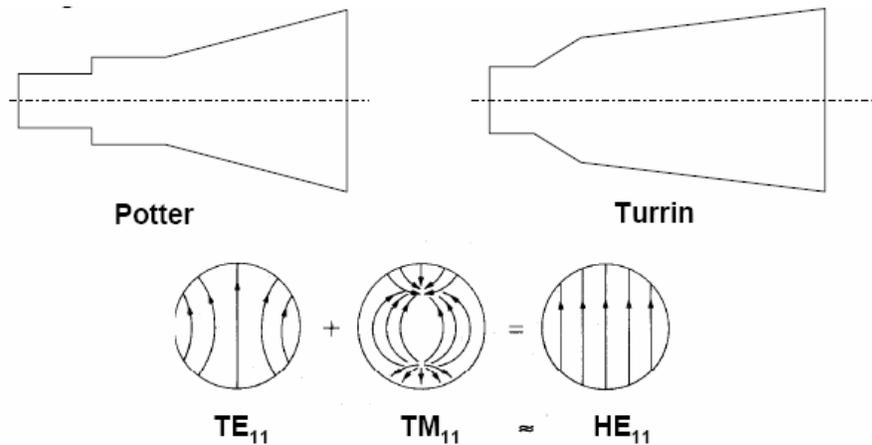


Figura 4.8 – Bocinas multimodo Potter y Turrin, y sus líneas de campo.

En la figura 4.8 vemos dos tipos de bocinas multimodos (Potter y Turrin). Los quiebres en el perfil interior de esta bocina generan una cantidad de modos  $TM_{11}$ , que sumada sobre la apertura con la del  $TE_{11}$ , rectifica la curvatura de las líneas de campo dando una distribución similar a la del modo  $HE_{11}$  de las bocinas cónicas corrugadas.

Las excelentes características de las *bocinas cónicas corrugadas* frente a otros alimentadores para similares usos y la experiencia obtenida con estos alimentadores en otros radiómetros [31], [32], [33], [36], fueron factores importantes para su elección en el estudio e investigación de los reflectores offset toroidal.



Figura 4.9 – Distintos modelos de Bocinas Cónica Corrugada.

#### 4.4 DISEÑO DE LAS BOCINAS CÓNICAS CORRUGADAS

La bocina cónica corrugada es un antena de apertura que posee corrugaciones en su cara interna, que según su profundidad y espaciamiento, serán capaces de cancelar la energía procedente de otros modos de propagación que puedan provocar los indeseados efectos de polarización cruzada y altos lóbulos secundarios [33], [37].

Las profundidades de las corrugaciones deben ser mayores a  $\lambda/4$ , presentando efectos capacitivos a masa en el plano  $E$  de la bocina, respondiendo al siguiente rango:

$$0,255 < d_a/\lambda < 0,383, \quad (4.26)$$

donde  $d_a$  es la profundidad de la corrugación.

Para bajos niveles de polarización cruzada las profundidades de las corrugaciones deben ser lo más cercanas a  $\lambda/4$ .

La densidad de las corrugaciones debe estar entre 2 y 4 por longitud de onda. Algunas referencias [37] marcan una relación de:

$$w / (w + t) > 0,8 \quad (4.27)$$

o

$$w / 4 > t, \quad (4.28)$$

donde  $w$  es el espaciado entre corrugaciones y  $t$  es el espesor de las mismas. Algunos autores [33], [37] sugieren elegir  $t$  lo mas fino posible, dando como buen valor el de  $t = w/4$  para un ancho del lóbulos de alimentadores menores que  $24^\circ$ .

Además se debe contemplar la forma de maquinado de las corrugaciones (Figura 4.10), debiéndose tomar la medida de profundidad, valor denominado como  $d_a$ , siempre desde el centro de la ranura.

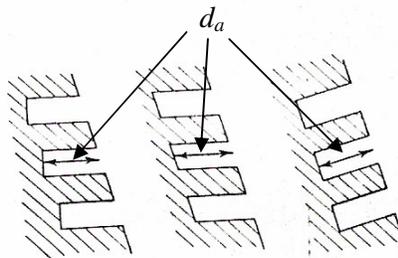


Figura 4.10 – Formas de las corrugaciones.



Figura 4.11 - Bocina cónica corrugada con frecuencia de funcionamiento central de 36,5 GHz.

El diseño de un alimentador principal va a depender de sus dimensiones, variando el largo y el ancho de la boca se pueden obtener distintas características de la antena (Figura 4.12).

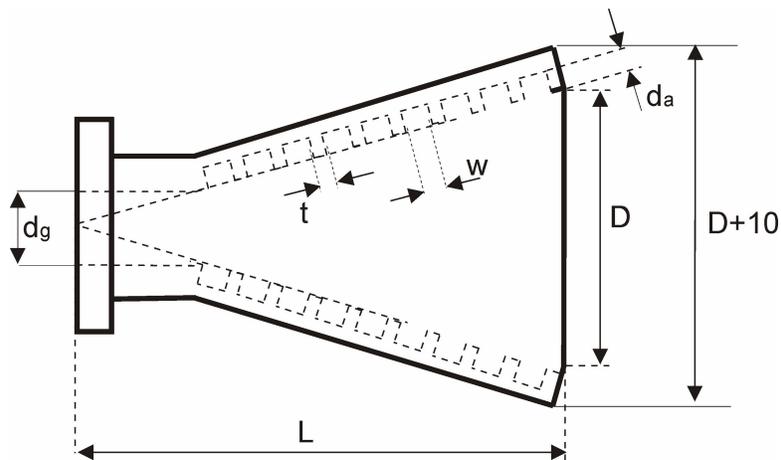


Figura 4.12. Plano de bocina cónica corrugada de experimentación.

En las figuras 4.13 y 4.14, se puede observar el efecto de las variaciones de las dimensiones de una bocina cónica corrugada sobre al ancho del haz del diagrama de irradiación. Ambas gráficas se efectuaron ejecutando software de simulación sobre modelos de alimentadores y luego se validaron efectuando ensayos experimentales sobre distintos modelos de bocinas. Las frecuencias experimentadas fueron 23,8 GHz y 36,5 GHz.

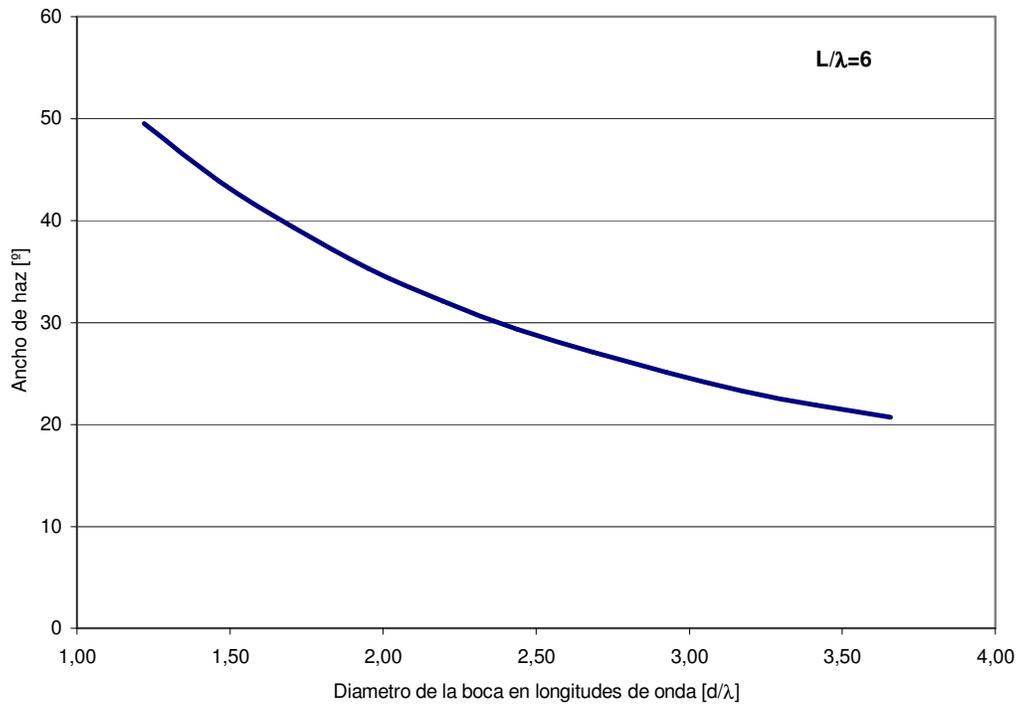


Figura 4.13 – Ancho de potencia mitad en función de las dimensiones de la boca de una bocina cónica corrugada para un largo constante ( $L/\lambda=6$ ).

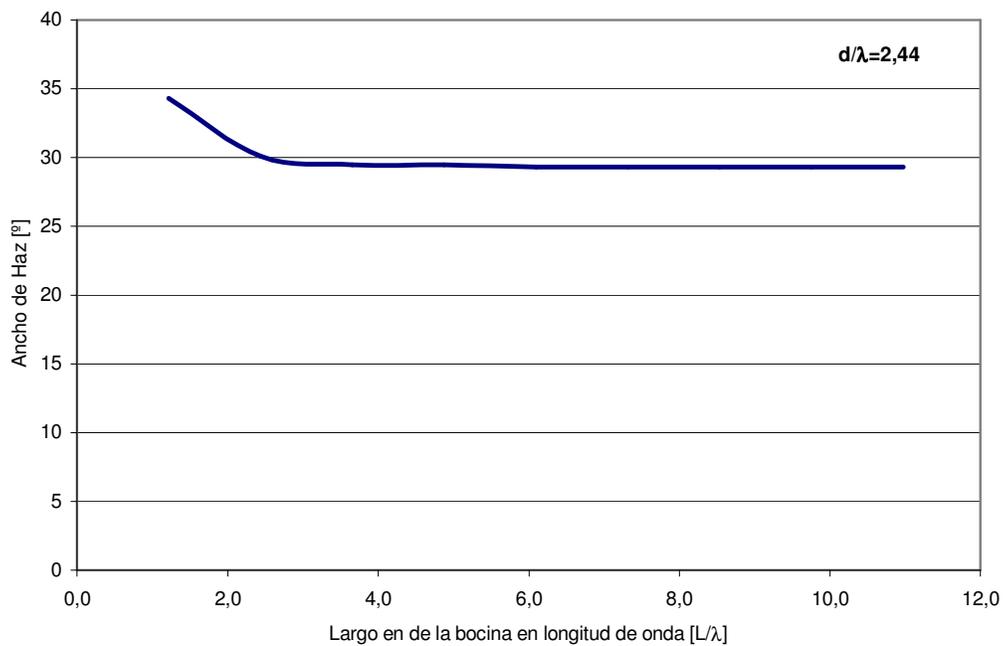


Figura 4.14 – Ancho de potencia mitad en función del largo de una bocina cónica corrugada para una dimensión de la boca constante ( $d/\lambda=2,44$ ).

Vemos que para diferentes longitudes de la bocina cónica corrugada hay poca variación de las características del haz de antenna (Figura 4.14), mientras es netamente dependiente del diámetro de la boca de la misma (Figura 4.13).

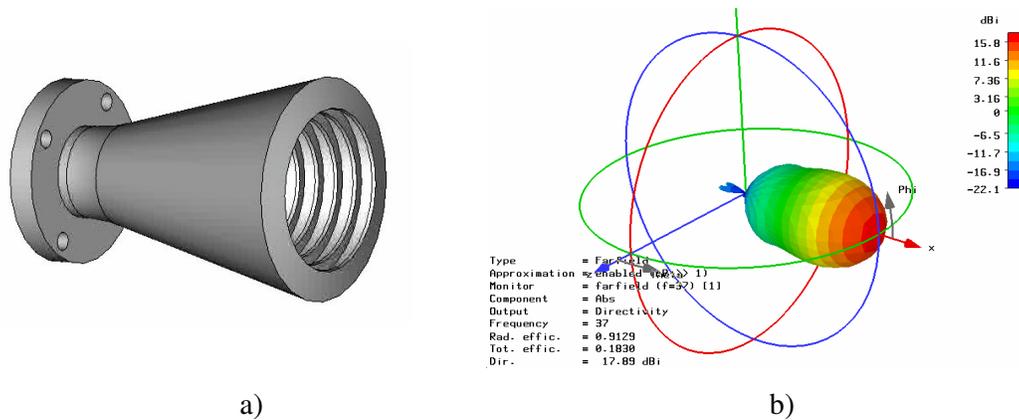


Figura 4.15 – a) Simulación de una bocina cónica corrugada en la frecuencia de 36,5 GHz y b) diagrama de irradiación en 3D del campo lejano.

En la figura 4.15 se observa la simulación [41] de una bocina cónica corrugada diseñada en la frecuencia de 36,5 GHz, en donde se contempla el dibujo del alimentador simulado (Figura 4.15 a)) y el diagrama de irradiación como resultado de una simulación en campo lejano (Figura 4.15b)). Cabe señalar que la variación del haz de antenna también influirá en las características de iluminación en los bordes.

Para validar experimentalmente las variaciones del ancho del haz en función de las dimensiones de la bocina cónica corrugada (diámetro de la boca y largo de la bocina), se construyeron varios modelos de alimentador (Figura 4.9).

Los modelos experimentales construidos responden al plano mostrado en la figura 4.12 y se realizaron ensayos en las frecuencias de 36,5 GHz y 23,8 GHz.

Para los modelos de bocina cónica corrugada experimental a la frecuencia de 36,5 GHz, fueron utilizadas dimensiones de guía de onda en la banda A-2 con 0,64 cm (0,250 pulg.) de diámetro interno ( $d_g$ ) y un “flange” de conexión tipo UG 381/U.

Los modelos construidos y ensayados en esta frecuencia son los siguientes:

MODELO 1-36G: D=20mm y L=50 mm.

MODELO 2-36G: D=25mm y L=50 mm.

Donde, según la figura 4.12, D es el diámetro de la boca de la bocina cónica corrugada y L es largo de la misma.

Los resultados obtenidos del diagrama de irradiación medido en campo lejano, son los mostrados en la figura 4.16 a) y b).

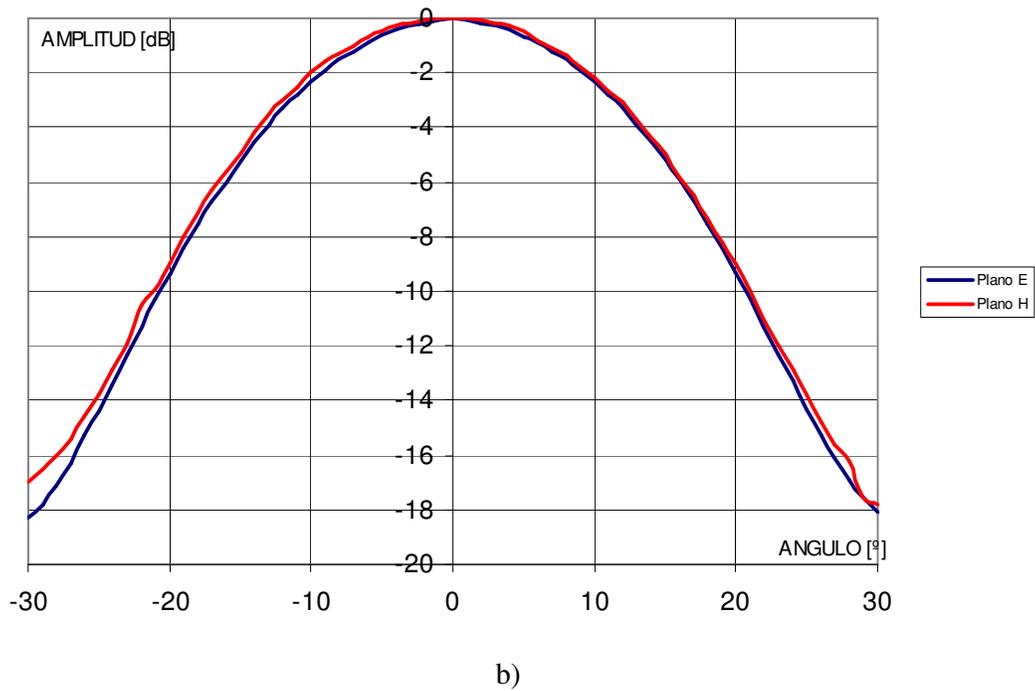
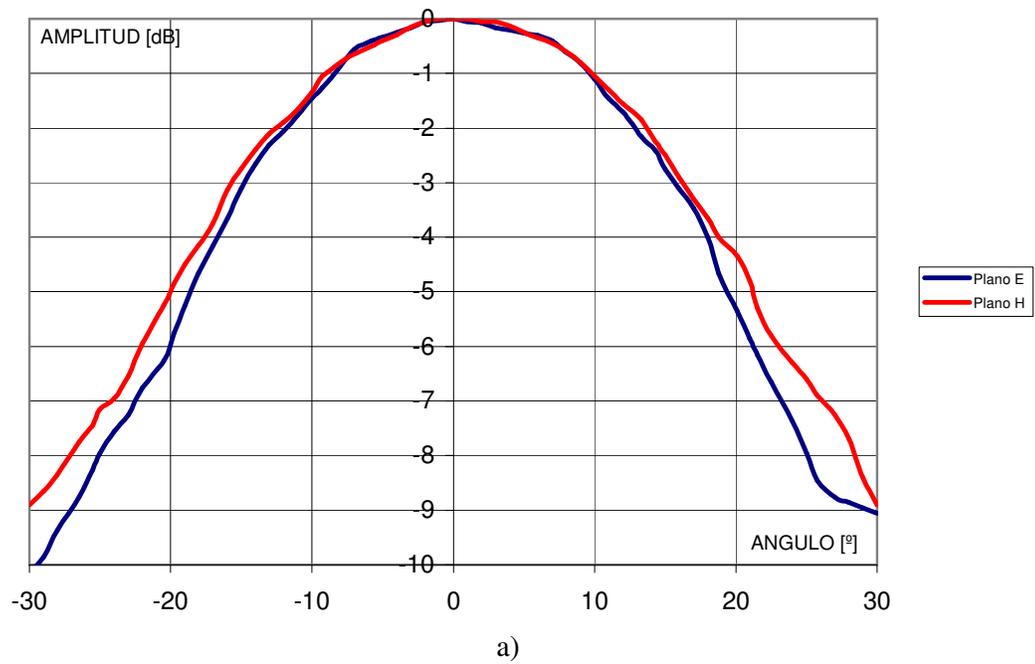


Figura 4.16 -Diagrama de irradiación Plano E y H para bocinas en la frecuencia de 36,5 GHz, a) Modelo 1-36G y b) Modelo 2-36G.

En la figura 4.16 se puede observar la rotacionalidad de los diagramas, comparando el plano E y el H para ambos modelos. Es de destacar que el plano E se toma para polarización vertical. Se puede determinar que los modelos 1-36G y 2-36G poseen una desviación estándar entre planos de 0,42 dB y 0,28 dB respectivamente. Esto muestra la buena simetría entre campos de las bocinas cónicas corrugadas.

También se construyeron modelos en la frecuencia de 23,8 GHz, lo que nos permite validar los conceptos de diseño expresados anteriormente a otra frecuencia. Los conceptos son similares a los aplicados en 36,5 GHz (Figura 4.15). En esta frecuencia se utilizó una guía K-2 de 10,05 mm de diámetro interno ( $d_g$ ) y un “flange” UG-425/U. Los modelos experimentales construidos son:

MODELO 1-23G: D=30mm L=70mm  
MODELO 2-23G: D=40mm L=70mm  
MODELO 3-23G: D=50mm L=100mm

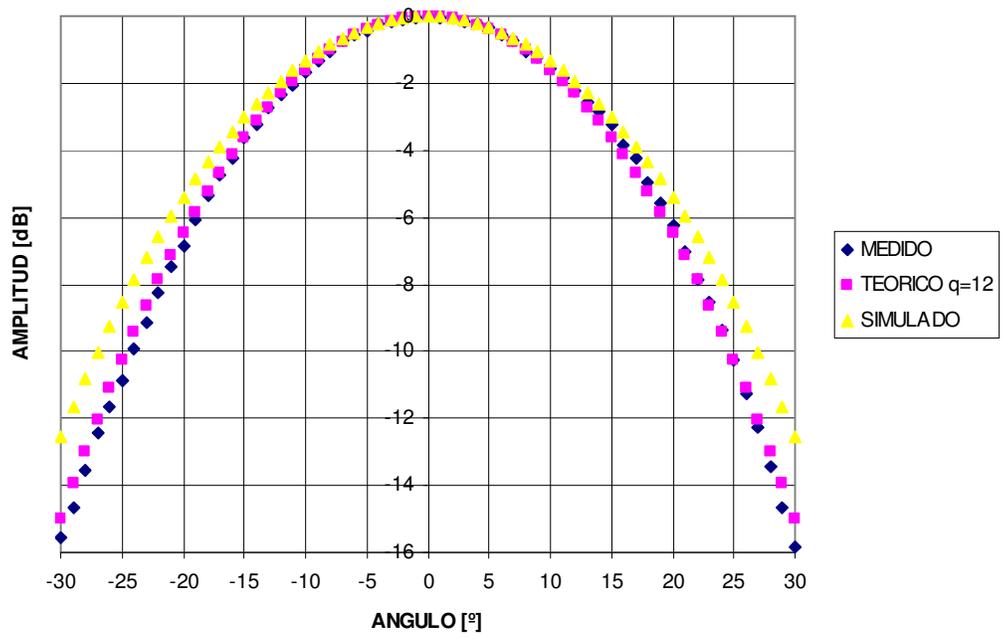
En la figura 4.17 se observa las medidas del diagrama de irradiación en campo lejano efectuadas sobre estos modelos experimentales, y su comparación con simulación [41] y con diseño teórico del tipo  $\cos q$  (según se expuso en la Sección 3.3 del Capítulo 3).

Según se puede ver en los resultados obtenidos (Figura 4.17 a), b) y c)), que para una antena reflectora con un ángulo sustentado de  $25^\circ$  los modelos corresponden a:

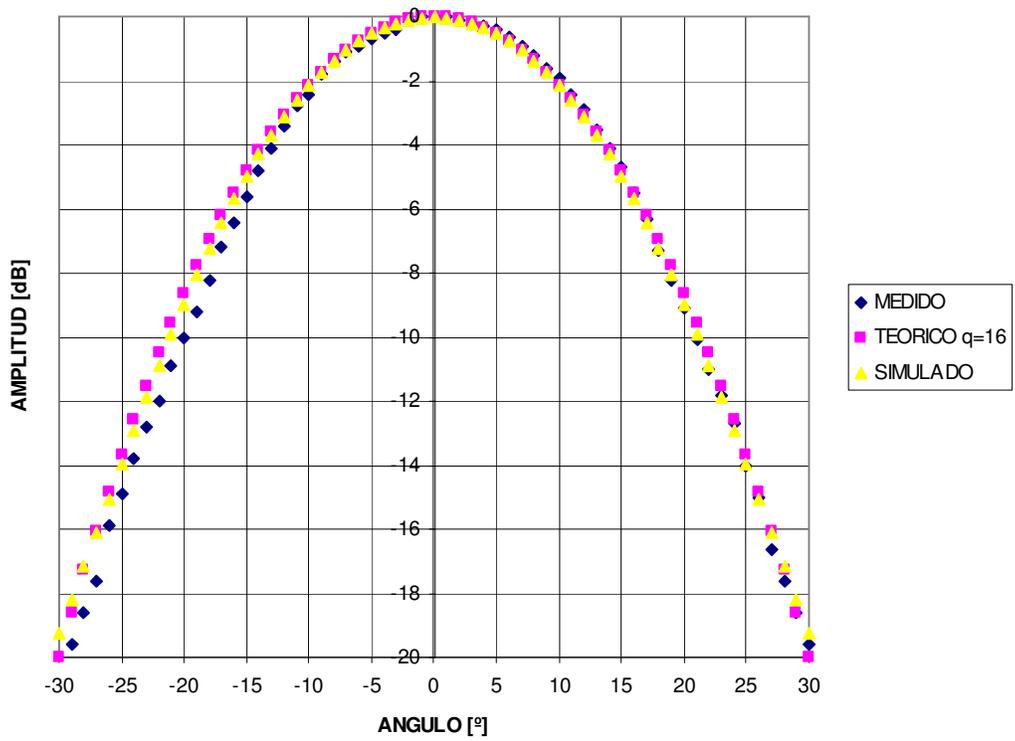
MODELO 1-23G: Iluminación en los bordes de aproximadamente -10 dB.  
MODELO 2-23G: Iluminación en los bordes de aproximadamente -15 dB.  
MODELO 3-23G: Iluminación en los bordes de aproximadamente -20 dB.

Es válido señalar que los próximos Capítulo, se analizarán reflectores con ángulos sustentados ( $\psi$ ) de  $25^\circ$ .

Otro dato de interés que se puede rescatar de la experimentación, es que la dispersión entre los valores medidos y simulados es producida por los errores generados en el maquinado de las bocinas.



a)



b)

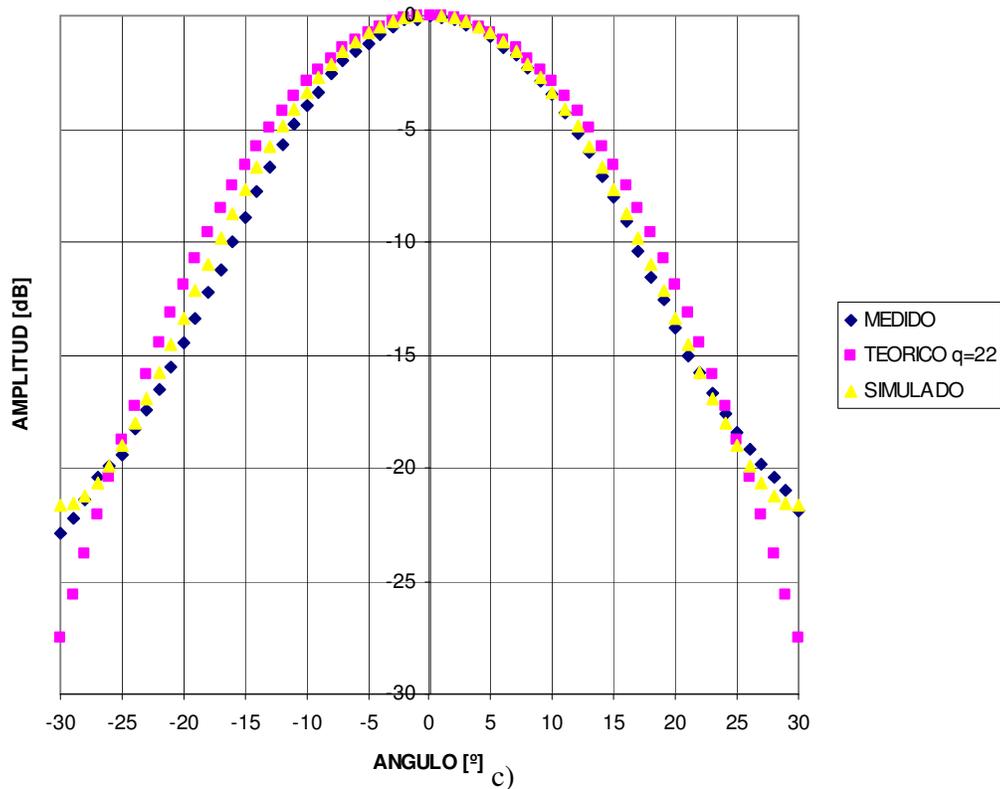


Figura 4.17 – Diagrama de irradiación medidos, simulados y teóricos para bocinas cónica corrugada en el plano E y a la frecuencia de 23,8 GHz, a) Modelo 1-23G, b) Modelo 2-23G y c) Modelo 3-23G.

Una síntesis de los resultados para los tres modelos construidos en la frecuencia de 23,8 GHz, se observa en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1 – Resultados de los modelos en  $f = 23,8$  GHz.

		ANCHO DE HAZ [°]	ILUMINACION EN EL BORDE $\psi=25^\circ$ [dB]
<b>MODELO 1-23G</b>	MEDIDO	28	-10,5
	SIMULADO	29,9	-9
	TEORICO	27	-10,3
<b>MODELO 2-23G</b>	MEDIDO	23	-14,5
	SIMULADO	23,3	-14
	TEORICO	24	-13,7
<b>MODELO 3-23G</b>	MEDIDO	18	-19
	SIMULADO	19	-19
	TEORICO	21	-18,8

Se puede observar en la Tabla 4.1 una desviación estándar máxima de 1,5° para el ancho de haz entre valores medidos, simulados y teóricos, mientras tenemos una desviación estándar máxima de 0,8° para la iluminación en los bordes.

Además se puede apreciar que los modelos disminuyen su ancho de haz a medida que aumenta la iluminación en los bordes, considerando este parámetro para un reflector con un ángulo sustentado de 25°.

#### **4.5 NIVEL DE ILUMINACIÓN EN LOS BORDES DEL REFLECTOR EN ANTENAS MULTIHACES Y SU RELACION CON LA EFICIENCIA**

Vimos en párrafos anteriores la variación de la eficiencia de apertura  $\eta_a$  para distintas iluminaciones en los bordes del alimentador principal (Figura 4.5), parámetro de importancia en antenas de uso en sistemas de comunicaciones. Además debemos considerar que las antenas utilizadas en radiómetros de observaciones remotas, reciben energía a través del haz principal de zonas que se desean observar, y que la contribución en otras direcciones sea la mínima posible. Este objetivo se evalúa con la eficiencia del haz principal  $\eta_M$  (ecuación 3.22), definida como:

$$\eta_M = \frac{\Omega_M}{\Omega_p}, \quad (4.29)$$

siendo  $\Omega_p$  el ángulo sólido total del diagrama de radiación y  $\Omega_M$  el ángulo sólido del haz principal.

Veamos qué vinculación se puede efectuar entre la eficiencia de iluminación ( $\eta_a$ ) y la eficiencia del haz principal ( $\eta_M$ ), y además qué implicancia posee con la iluminación en los bordes, parámetro que está relacionado con el diseño del alimentador principal. Este análisis es de gran importancia en antenas reflectoras multihaces; en este tipo de diseños la cantidad de alimentadores generalmente supera el espacio disponible en el arco focal, sumada a la búsqueda de una ubicación física conveniente. Estos dos aspectos provocará un cambio en ambas eficiencias; a continuación se evaluará y buscará la mejor condición para satisfacer las características deseadas.

##### **4.5.1 EFICIENCIA DE APERTURA**

Analicemos en una primera instancia el efecto de corrimiento del alimentador principal de su posición focal y el efecto que esto produce en la eficiencia de iluminación ( $\eta_i$ ) y la eficiencia de “spillover” ( $\eta_s$ ). Partamos de un alimentador con una iluminación en los bordes de -10 dB y movamos su posición respecto al centro de fase, situación normal que ocurre en una antena multihaces (Figura 4.18)

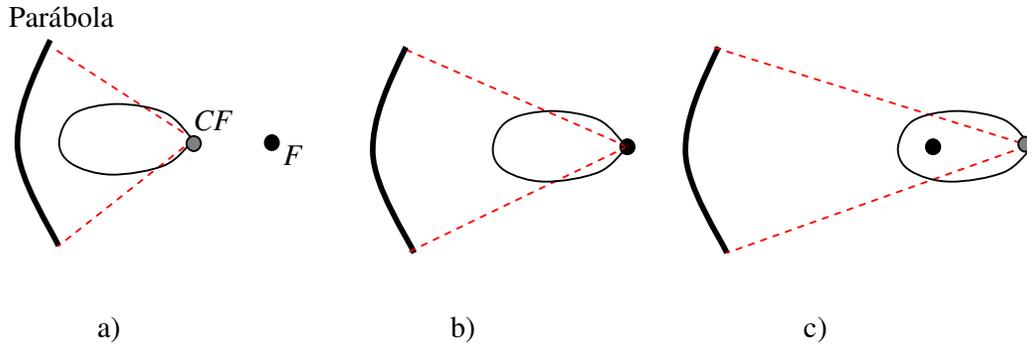


Figura 4.18 - Distintas posiciones del alimentador principal con centro de fase  $CF$ , a) desplazado hacia el reflector, b) en la posición focal y c) desplazado hacia atrás de la posición focal.

En la figura 4.18 se puede observar tres posiciones diferentes, con respecto al foco  $F$ , de un alimentador principal con centro de fase  $CF$  que iluminan a un reflector (parábola). Las posiciones en la figura 4.18 a) y c) están desenfocadas, mientras que figura 4.18 b), el alimentador está en su posición focal. También se puede rescatar, con referencia a la posición enfocada (b), que el ángulo sustentado es cada vez mayor a medida que el alimentador se acerca al reflector y menor en caso contrario. Por consiguiente se sobreilumina la superficie reflectora cuando uno se acerca al reflector, y viceversa en el caso contrario. Si analizamos este fenómeno con respecto a la eficiencia de iluminación y “spillover”, tendremos que en el caso figura 4.18 a), hay un aumento de  $\eta_i$  mientras que  $\eta_s$  se deteriora y la inversa en el caso c). Esto es similar a lo que sucede cuando se varía la iluminación en los bordes como se estudió en la Sección 3.5 (Figura 3.7).

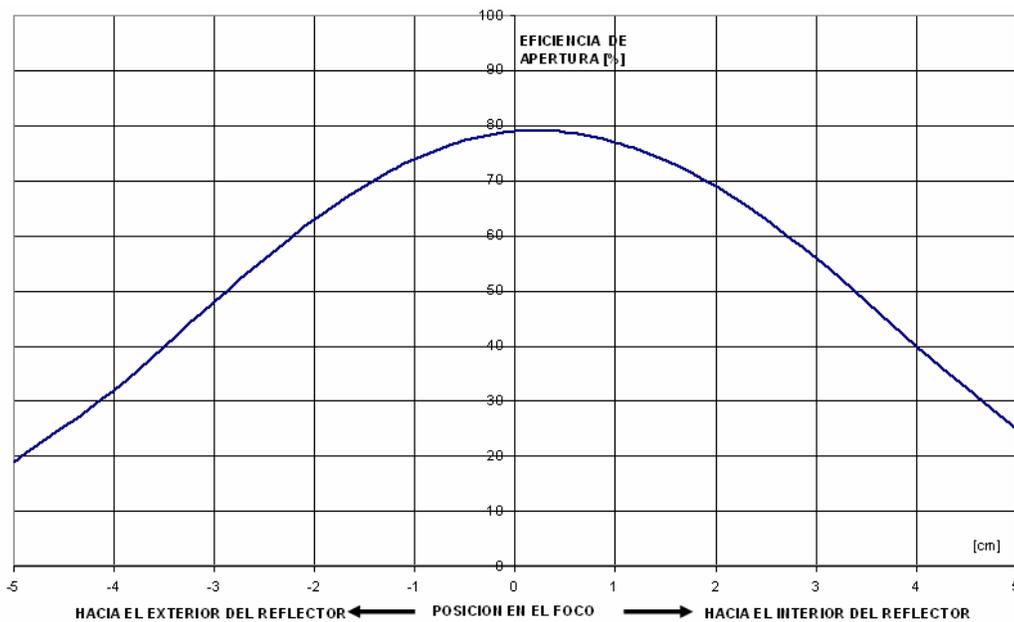


Figura 4.19 – Gráfica de la eficiencia de apertura respecto de la posición del alimentador principal referida al foco del reflector.

La figura 4.19 muestra la eficiencia de apertura en función del desplazamiento, con respecto a la posición focal del reflector, de un alimentador principal con -10 dB de iluminación en los bordes. Esta gráfica fue construida obteniendo valores con un software de simulación de antenas [41]. La posición 0 indica que el centro de fase del alimentador coincide con el foco del reflector. Las posiciones positivas son cuando el alimentador avanza hacia el reflector mientras que las negativas son en sentido contrario. Los movimientos fueron efectuados sobre el eje central de un reflector offset. Se puede observar que el formato de la gráfica 4.19 es similar al gráfico de eficiencia de apertura ( $\eta_a$ ) de la figura 4.5, con un máximo cercano al 80% en la posición focal.

#### 4.5.2 EFICIENCIA DEL HAZ PRINCIPAL

A fin de evaluar la eficiencia del haz principal hemos tomado un ejemplo similar a las antenas de un futuro radiómetros de microondas (MWR, Microwave Water Radiometer) de uso satelital. El objetivo de esta misión es realizar observaciones de detección remota de la Tierra en las frecuencias de 23,8 GHz y 36,5 GHz en forma conjunta con un radiómetro en Banda L. El objetivo es estudiar el ciclo global del agua, analizando varios parámetros geofísicos [1], [5].

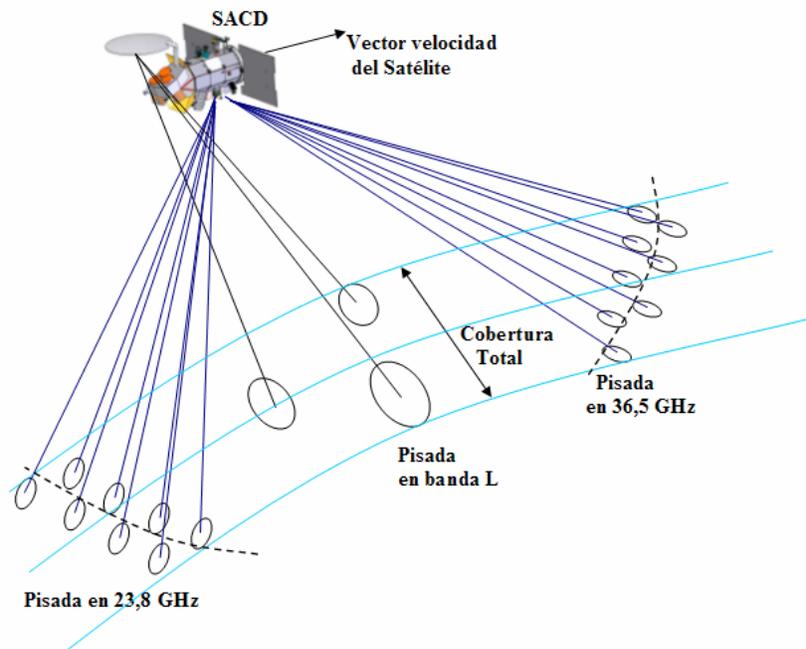


Figura 4.20 – Pisada del satélite SACD.

La iluminación del radiómetro de microondas es similar al mostrado en la figura 4.20; estará conformada con ocho haces de alrededor de  $2^\circ$  cada uno, debiendo iluminar la misma zona que el radiómetro de banda L (Cobertura Total). En esta situación estudiaremos la iluminación de los haces y su vinculación con la eficiencia del haz principal.

Una representación gráfica que muestra el efecto de las pisadas de la antena (footprint) con sus ocho haces es la que se observa en la figura 4.21. Debemos remarcar que esta gráfica es una aproximación ideal al sólo efecto de representar las pisadas, ya que las mismas no son elipses perfectas, sino que corresponden a la intersección entre el

diagrama de antena y la corteza terrestre. Los ejes también son una representación plana de las distancia sobre los meridianos y paralelos. Las líneas de punto intentan mostrar el avance del satélite y su proyección sobre el terreno.

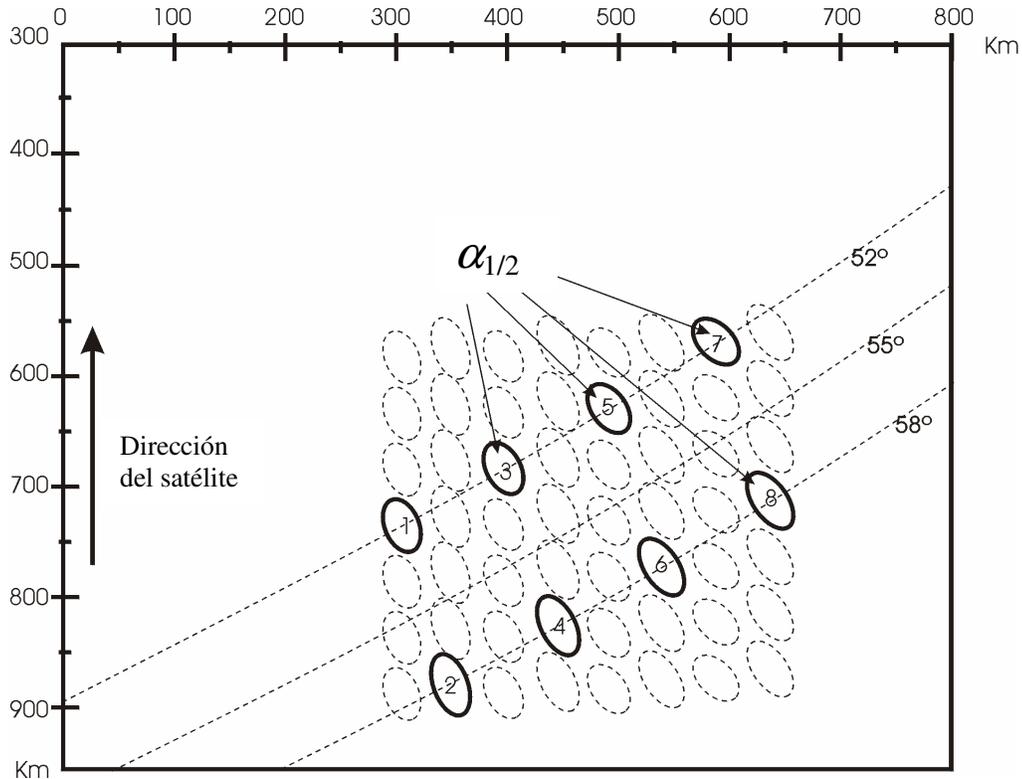


Figura 4.21 – Pisada del MWR, con ancho de haz de 3 dB ( $\alpha_{1/2}$ ).

En la figura 4.21 se representa la iluminación del lóbulo considerando sólo el ancho de haz a 3dB (ancho de potencia mitad  $\alpha_{1/2}$ , Sección 3.3), pero la iluminación de las zonas son más complejas ya que el efecto del haz completo de la antena sobre la zona también contribuye a la recepción de la señal.

Según la definición de eficiencia de haz principal [25], el lóbulo principal se toma como el área entre los primeros valles formados por este y los lóbulos laterales, definida en la Sección 3.3 del Capítulo 3 como  $\alpha_{null}$ . En muchos casos los valles entre el lóbulo principal y el primer lóbulo secundario no están netamente formados o esa definición no es representativa de lo que se desea cuantificar. Sobre este tema hay diferentes decisiones adoptadas para definir el área del haz principal [7], [8]; adoptar el ancho de haz de 3 dB generalmente no es representativo de la zona que esta iluminando el lóbulo de antena. Es por eso que se adoptan valores como 2,5 del ancho de haz de 3 dB, coeficientes que representan en forma más concreta la eficiencia del haz principal. Una ejemplo gráfico de lo que se visualizaría en estos casos en la situación planteada de ocho haces se puede ver en la figura 4.22, donde se observan las pisadas para distintas consideraciones del ancho del haz principal ( $\alpha_{1/2}$ ,  $1,25 \alpha_{1/2}$ ,  $1,5 \alpha_{1/2}$  y  $2,5 \alpha_{1/2}$ ).

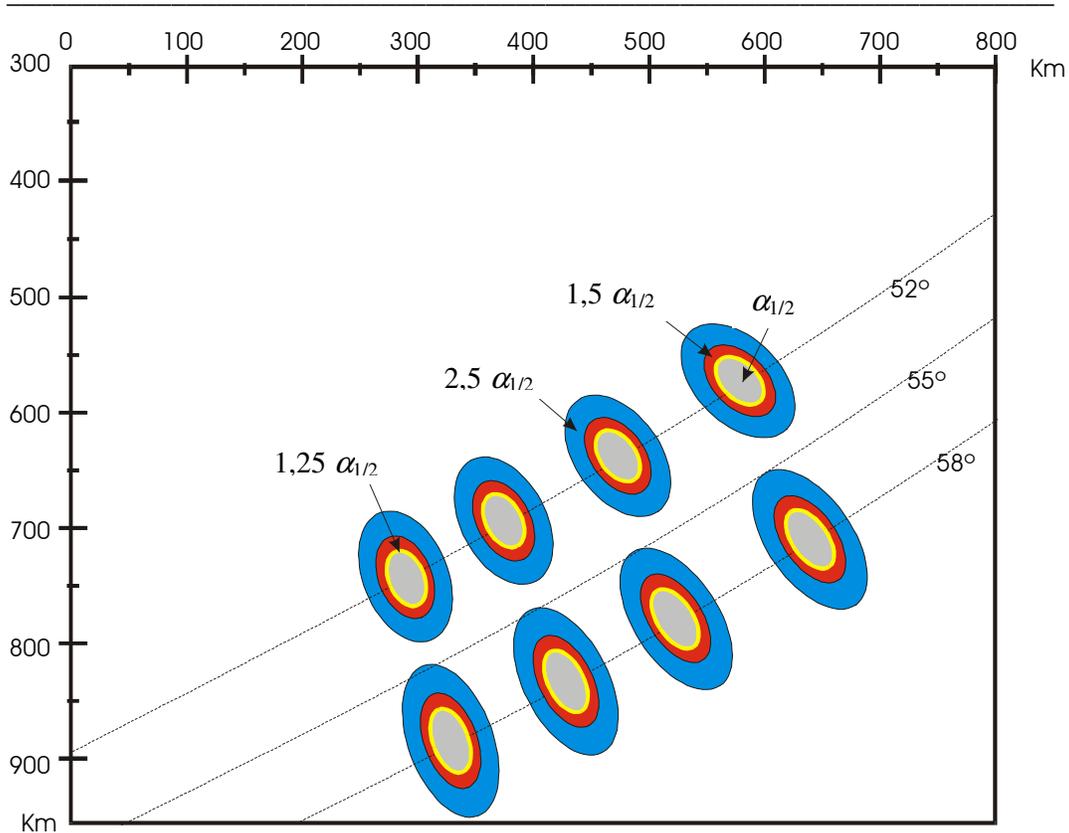


Figura 4.22 – Pisada del MWR para  $\alpha_{1/2}$  (gris),  $1,25 \alpha_{1/2}$  (amarillo),  $1,5 \alpha_{1/2}$  (rojo) y  $2,5 \alpha_{1/2}$  (azul).

Se efectuó la simulación de un sistema de antena offset de características similares a un prototipo de MBA construido y ensayado, con el objetivo de determinar la eficiencia del haz principal y analizar la implicancia de la iluminación de los bordes en la determinación de dicho parámetro. En la figura 4.23 se muestran los gráficos del diagrama de un sistema de antena reflectora offset de características similares a la antena de desarrollo de haces múltiples, la cual se simuló a la frecuencia de 36,5 GHz, utilizando alimentadores principales con distintos valores de iluminación de bordes (-10dB, -15dB y -20dB). Se verifica de la grafica, un ensanchamiento del haz principal a medida que aumenta la iluminación en los bordes, produciéndose una fusión entre el haz principal y el primer lóbulo lateral. También se observa un aumento del  $\alpha_{null}$  para alimentadores con mayor iluminación de bordes.

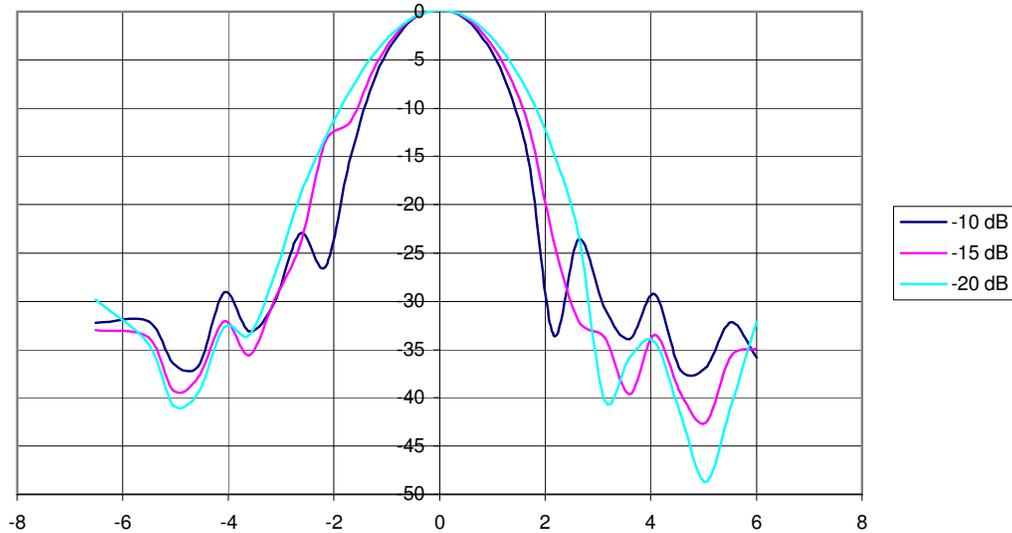


Figura 4.23 – Diagrama de irradiación de antena offset en 36,5 GHz, alimentada con bocinas cónicas corrugadas con iluminación en los bordes de -10 dB, -15 dB y -20 dB.

En la Tabla 4.2 se determinó la eficiencia de haz principal y la eficiencia de apertura para los haces de antenas simulados (Figura 4.23). Se determinó la eficiencia del haz principal considerando al lóbulo principal como 2,5 del ancho de haz de 3 dB. ( $2.5 \Omega_{3dB}$ ) para alimentadores con iluminación de bordes de 10 dB, -15 dB y 20 dB.

Tabla 4.2 –Eficiencia de haz principal y apertura para modelo simulado

<b>ILUMINACION DE BORDES [dB]</b>	<b>EFICIENCIA DE HAZ PRINCIPAL [%]</b>	<b>EFICIENCIA DE APERTURA [%]</b>
-10	98.0	80
-15	99	73
-20	98.8	56

Para el sistema de antena analizado los mejores valores obtenidos de eficiencia de haz principal lo logramos con una iluminación de los bordes de -15 dB.

Los cálculos que se muestran en la Tabla 4.2 se realizaron sobre simulaciones con alimentadores posicionados en el punto focal. Los valores de eficiencia de haz principal fueron determinados aplicando métodos de interpolación lineal de la función  $F_n(\theta, \phi)$  (ecuación 3.84), estimando el valor de la integrales con sumas de Riemann.

Se analizó el caso particular de una antena modelo de desarrollo con ocho haces con iluminación asimétricas, utilizando alimentadores principales del tipo bocina cónica corrugada con una iluminación de los bordes de -15 dB, instalados en un modelo experimental de antena reflectora offset parabólico toroidal, con dimensiones de plato de 360 mm x 530 mm, la que se detallará en los capítulos siguientes.

Tabla 4.3 – Eficiencia de haz principal de un modelo de antena de desarrollo con ocho haces asimétricos.

<b>ALIMENTADOR</b>	<b>EFICIENCIA DE HAZ PRINCIPAL [%]</b>
Alimentador 1	91.7
Alimentador 2	97.4
Alimentador 3	97.9
Alimentador 4	98.6
Alimentador 5	98.0
Alimentador 6	98.5
Alimentador 7	97.5
Alimentador 8	97.2

De las simulaciones para un sistema reflector offset parabólico con alimentadores de diferentes iluminaciones de borde (Tabla 4.2), se obtuvo la mejor eficiencia de haz principal con -15 dB de iluminación de bordes. Mientras como trata la literatura y se observa en la figura 4.5, la mejor eficiencia de apertura o total se logra con alimentadores de -10dB de iluminación de bordes.

Buenos resultados de la eficiencia de haz principal se han logrado en el modelo de antena reflectora de desarrollo experimental de haces múltiples utilizando alimentadores del tipo bocina cónica corrugada con iluminación de borde de -15dB [43]. Los resultados de este modelo experimental con ocho haces asimétricos (Tabla 4.3), muestran que los alimentadores centrales (4, 5 y 6) tienen un alto valor de eficiencia (desde 98 a 98,6), mientras que los más alejados del eje central del reflector (1, 2, 7 y 8) dan una eficiencia de haz principal de menor valor.

# CAPITULO 5

## ANTENAS REFLECTORAS MULTIHACES EN ONDAS MILIMÉTRICAS

En la actualidad, en sistemas satelitales de detección remota con haces múltiples, por lo general se utilizan antenas reflectores con múltiples alimentadores dispuestos en forma uniforme [6-16].

Hay situaciones en donde es necesario una disposición de la pisada del satélite no uniforme. Una futura misión satelital posee estos requerimientos y en esta Tesis se evaluará un modelo de desarrollo de una antena para banda K y Ka [35], [38]. Las características de las pisadas, permitió efectuar un estudio original sobre antenas reflectoras con superficie toroidal de haces múltiples asimétricos.

En este capítulo se detallaran los procesos matemáticos para lograr una disposición que satisfaga haces asimétricos. Aplicando Optica Geométrica sobre el perfil de una superficie reflectora se obtendrá una expresión, que en función de los de la posición espacial de los alimentadores, determine la posición angular del haz que genera.

### 5.1 ANTENAS REFLECTORAS CON SUPERFICIE TOROIDAL CON HACES MÚLTIPLES ASIMÉTRICOS

#### 5.1.1 DISPOSICION DE ALIMENTADORES EN ANTENAS CON HACES MULTIPLES

Veamos cuáles son las consideraciones y la problemática de la disposición de los alimentadores principales, para diferentes posiciones de eje de rotación en un reflector offset toroidal. Tendremos en consideración lo visto en el Capitulo 2 sobre superficies esféricas.

Para nuestro análisis tomaremos una disposición de ejes cartesianos como los que muestra la figura 5.1.

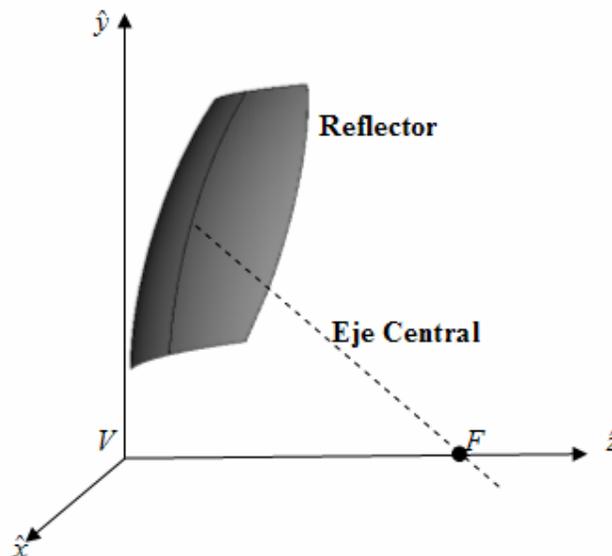


Figura 5.1 - Ejes de coordenadas para estudiar un reflector offset.

Veamos las distintas posibilidades de la ubicación de un eje de rotación para generar una superficie offset toroidal. Consideramos eje central del toroide al que une al punto focal  $F$  con el centro de la superficie reflectora.

El caso clásico de un reflector Toroidal es colocar el eje de rotación a  $90^\circ$  del eje de focal (Figura 5.2), o sea:

$$\alpha = 90^\circ \tag{5.1}$$

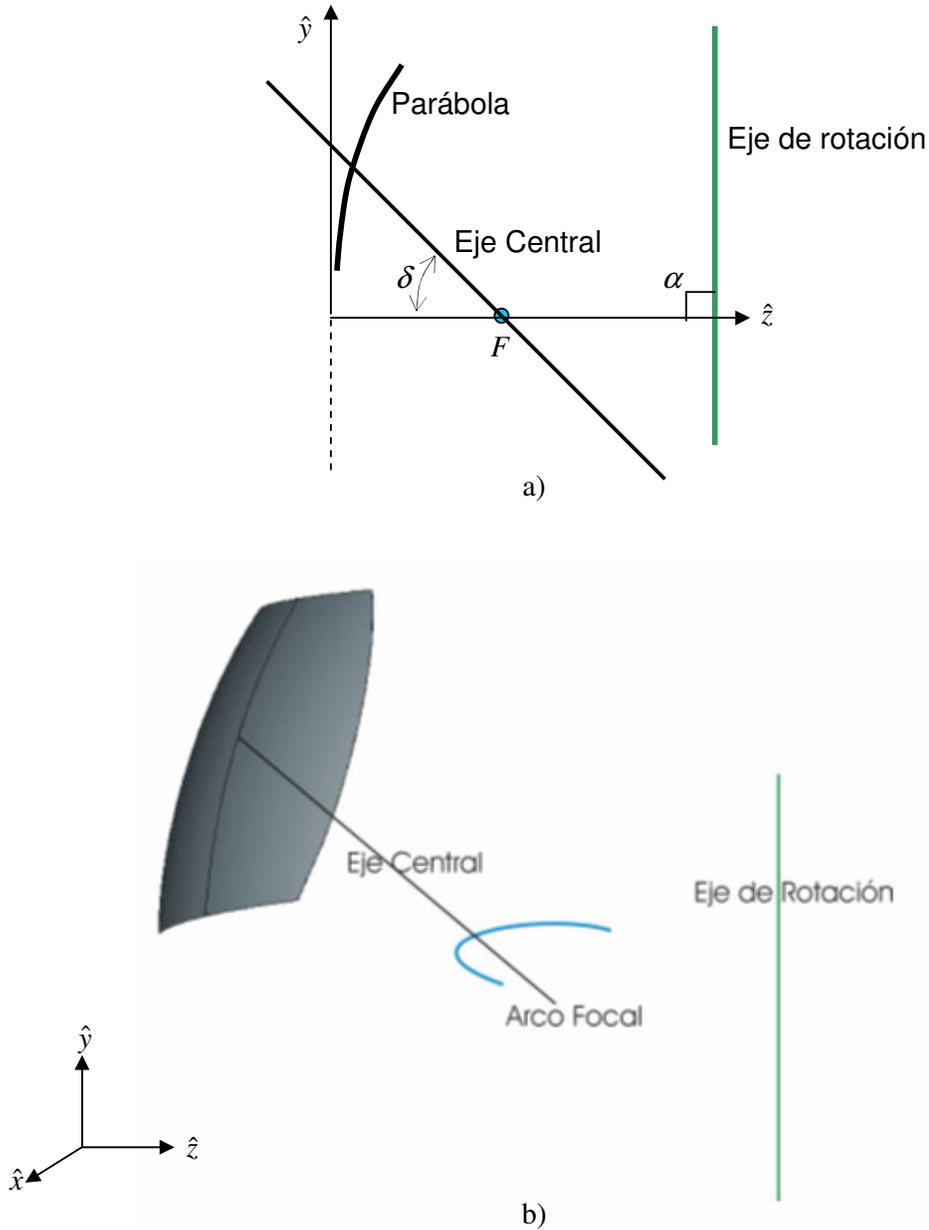


Figura 5.2 – a) Perfil del toroide con  $\alpha = 90^\circ$  y b) Vista 3D

Vemos en la figura 5.2 b), que al rotar el punto focal  $F$  respecto al eje de rotación, se genera un arco focal en el plano  $xz$ . Con esta disposición los alimentadores tendrían que ir instalados sobre el arco focal pero con un ángulo  $\delta$ , para poder iluminar correctamente a la superficie. En esta disposición no es fácil la instalación mecánica de los alimentadores.

En varios artículos dados como referencia [11], [12] se utiliza una geometría toroidal donde:

$$\alpha = \delta \tag{5.2}$$

Esto indica que el eje de rotación es paralelo al eje central de la superficie (Figura 5.3 a).

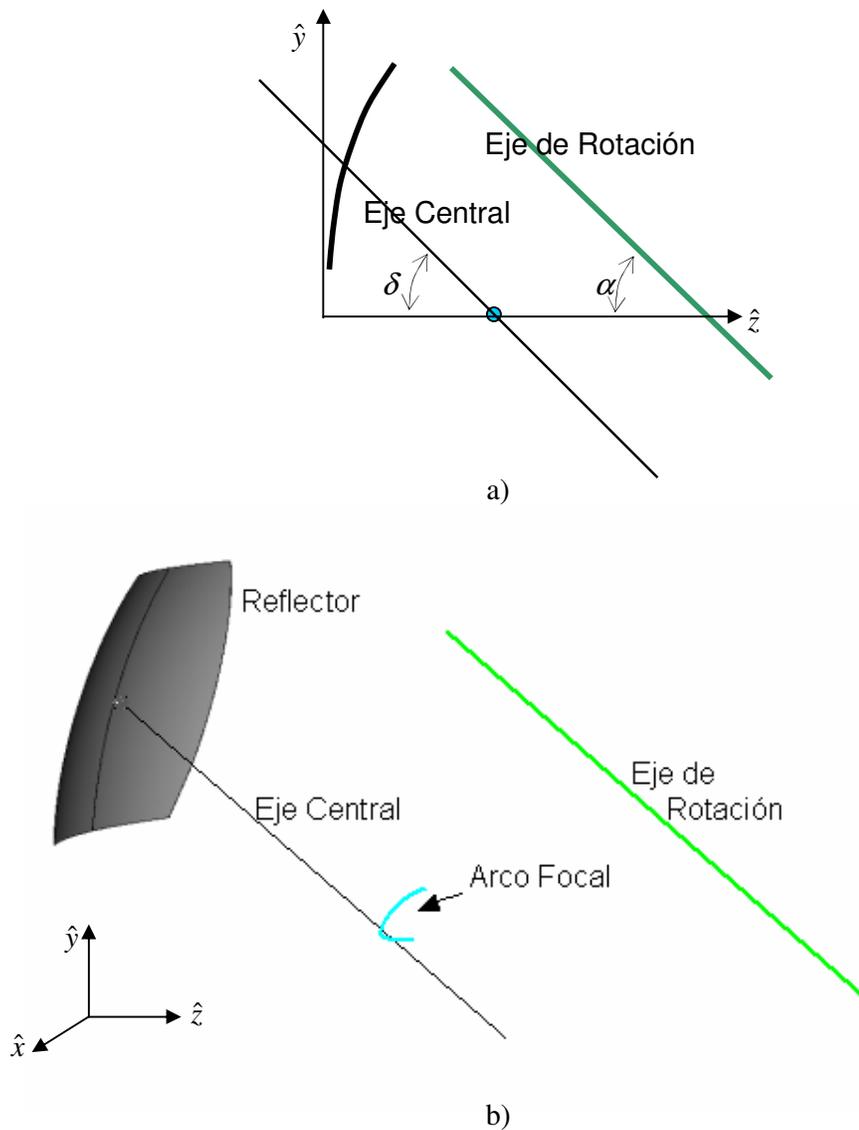


Figura 5.3– a) Perfil del toroide con  $\alpha = \delta$  b) Vista lateral en 3D del toroide.

En este caso particular el arco focal esta contenido en un plano perpendicular al eje central de la parábola, por lo tanto los alimentadores deben ubicarse sobre una circunferencia. Esta disposición tiene la ventaja de ubicar a los alimentadores en un mismo plano sobre el arco focal, en forma circular como se observa en la figura 5.4. Este formato es muy elegido en sistemas multihaz de radiómetros de detección remota [11], [12], [14].

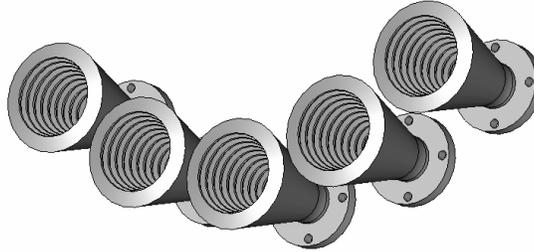


Figura 5.4 - Vista de cinco alimentadores dispuestos sobre el arco focal para el toroide con  $\alpha = \delta$ .

Una alternativa interesante es la ubicación del eje de rotación en:

$$\alpha = \delta + 90^\circ \quad (5.3)$$

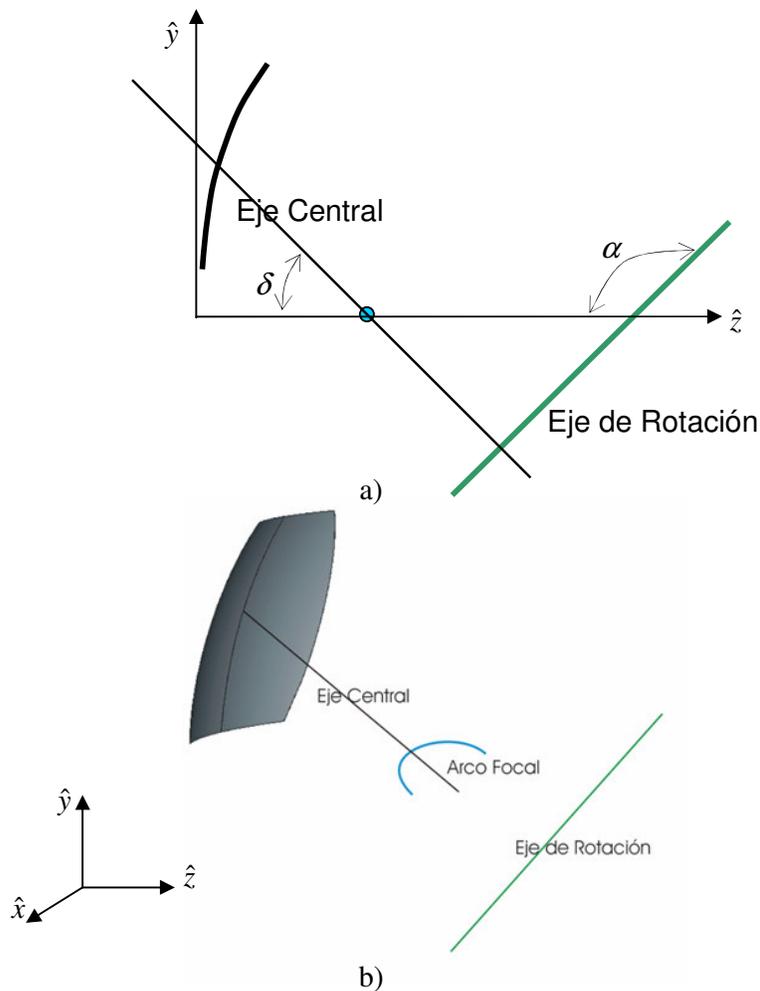


Figura 5.5 – a) Perfil del toroide con  $\alpha = \delta + 90^\circ$  y b) Vista lateral en 3D del toroide.

En esta alternativa, se efectuará el análisis disponiendo los alimentadores en dos líneas a ambos lados del arco focal, como se observa en la figura 5.6.

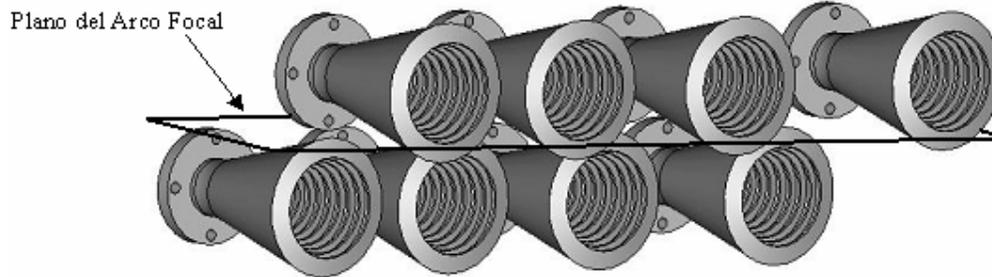


Figura 5.6 - Disposición de alimentadores para el toroide con  $\alpha = \delta + 90^\circ$ .

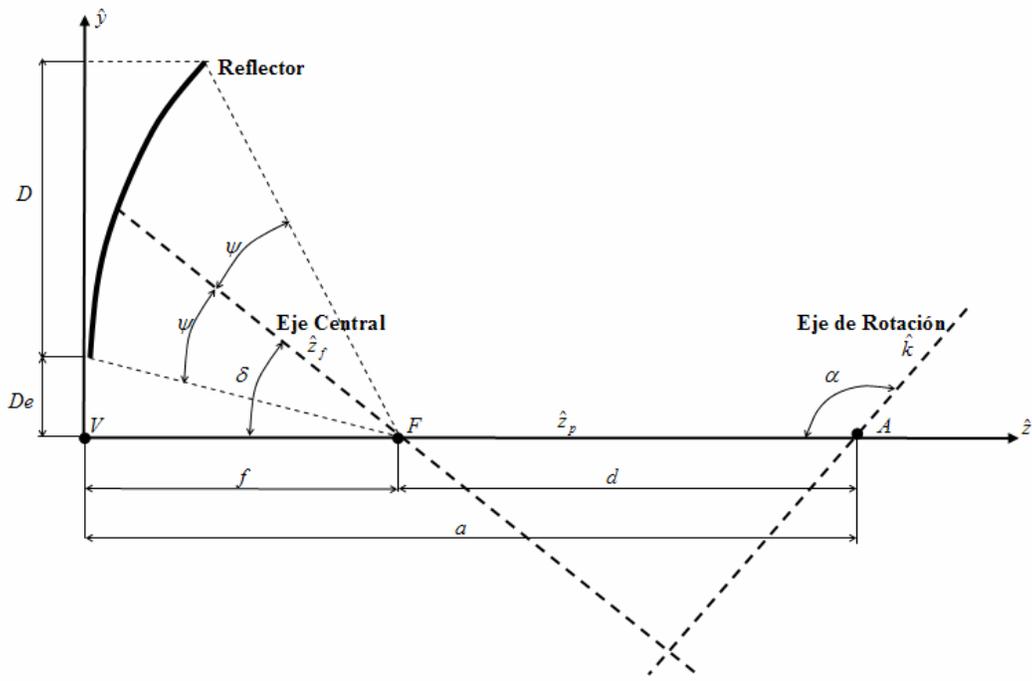
Esta alternativa fue seleccionada por las siguientes razones:

- Una disposición mecánica en dos planos de los alimentadores que permite fácilmente ubicarlos y construir la placa de soporte.
- La ubicación de los alimentadores en dos planos (alimentadores superiores y alimentadores inferiores), permite tener la toma de las guías de ondas en diferentes posiciones, lo que produce menos probabilidad de interferencia mecánica. Este inconveniente es más notable en un polarímetro, donde debe ir instalado un separador de polarización (OMT), duplicando las guías de onda por cada alimentador.
- El corrimiento de las bocinas es sobre el eje central, que sólo producen variación de ganancia y su efecto sobre la eficiencia fue estudiado (Sección 4.5).
- Aplicando los principios de la Óptica Geométrica, se puede determinar el ángulo de corrimiento del haz, con respecto al desplazamiento del alimentador en el plano focal o en un plano paralelo al plano focal.
- Al disponerse los alimentadores paralelos al plano del arco focal es fácil con un desplazador xy, ubicar los alimentadores en distintas posiciones para efectuar pruebas y ensayos.

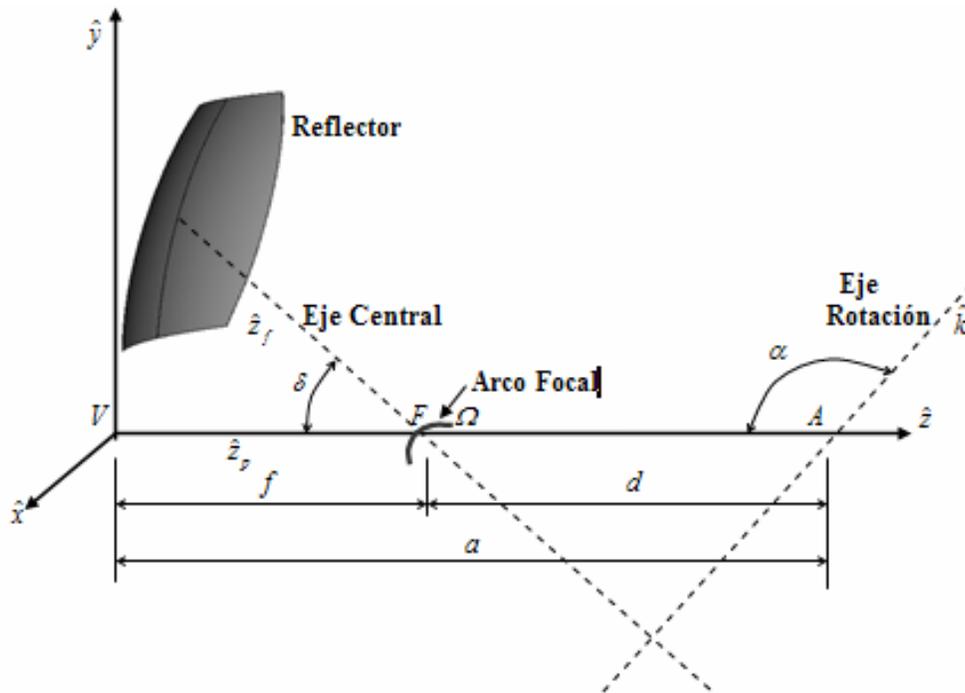
### **5.1.2 DESARROLLO TEORICO APLICANDO OPTICA GEOMETRICA**

En un diseño de un reflector offset toroidal con haces múltiples y asimétricos es de importancia conocer cuál deberá ser la posición de cada alimentador para cumplir los requerimientos. Por lo tanto se determinará en forma analítica la vinculación entre la posición de los alimentadores sobre el arco focal de una antena reflectora offset toroidal y la posición del haz principal que generan.

Como los alimentadores pueden ser ubicados no sólo sobre el arco focal, sino también en dos líneas apilados sobre el mismo como vimos anteriormente, es que estudiaremos cuál es el efecto del desplazamiento del alimentador sobre los ejes  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$  (Figura 5.7).



a)



b)

Figura 5.7 - a) Perfil de antena offset toroidal y b) vista lateral en 3D.

En la figura 5.7 a) se muestra la sección vertical de la antena reflectora, que consiste en un perfil parabólico con eje principal  $\hat{z}_p$ , caracterizado por su punto focal  $F$ , y un despeje focal  $D_e$  (medida vertical entre el vértice  $V$  y el inicio de la superficie reflectora). La distancia entre los puntos  $F$  y  $V$  es la distancia focal del perfil parabólico ( $f$ ).

La rotación del perfil parabólico alrededor del eje de rotación  $\hat{k}$  (Figura 5.7 a), separado una distancia  $a$  desde el vértice  $V$  en la dirección  $\hat{z}_p$ , produce la superficie reflectora. El eje de rotación  $\hat{k}$  es perpendicular al eje central  $\hat{z}_f$  del reflector. En la figura 5.7 b) se presenta una vista en 3D de la geometría del reflector.

El movimiento de la parábola alrededor del eje  $\hat{k}$ , también produce una rotación del punto focal  $F$ , generando un arco focal  $\Omega$ , en un plano que contiene al eje principal  $\hat{z}_p$ .

Considerando un alimentador desplazándose de su posición central sobre el arco focal  $\Omega$  hacia la derecha o izquierda (movimiento en el eje  $\hat{x}$ ), vemos que aplicando Óptica Geométrica (OG) se generará un haz del lóbulo principal que angularmente se desviará en un ángulo azimutal ( $\phi$ ) del eje principal en forma contraria a su desplazamiento (Figura 5.8). De igual forma sucederá, como se observa en la Figura 5.9, si el desplazamiento es hacia arriba o abajo del arco focal (movimiento sobre el eje  $\hat{y}$ ). Recordemos que el eje principal ( $\hat{z}_p$ ) es el que pasa por el arco foco  $\Omega$  y a su vez corta al eje central  $\hat{z}_f$ .

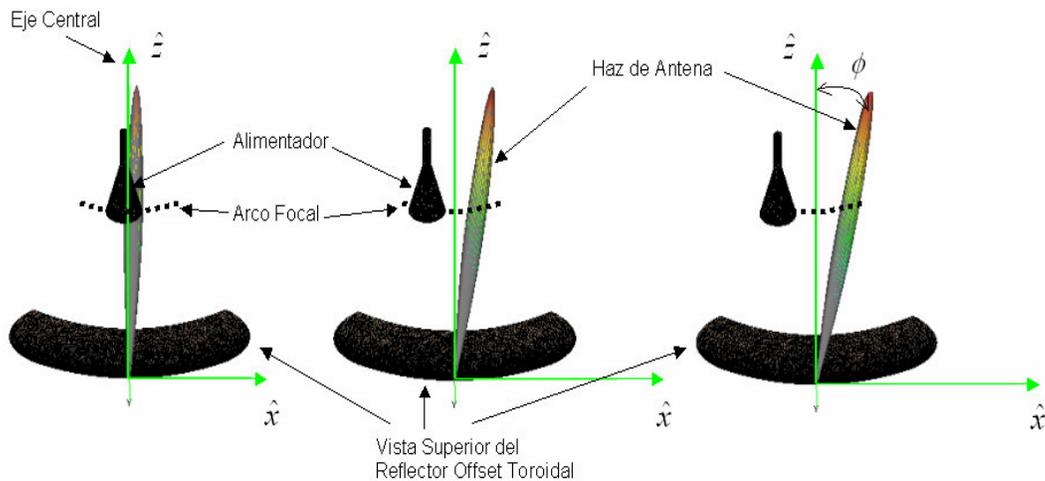


Figura 5.8 - Simulación donde se muestra el desplazamiento angular azimutal ( $\phi$ ) del haz principal en función del desplazamiento del alimentador sobre el arco focal.

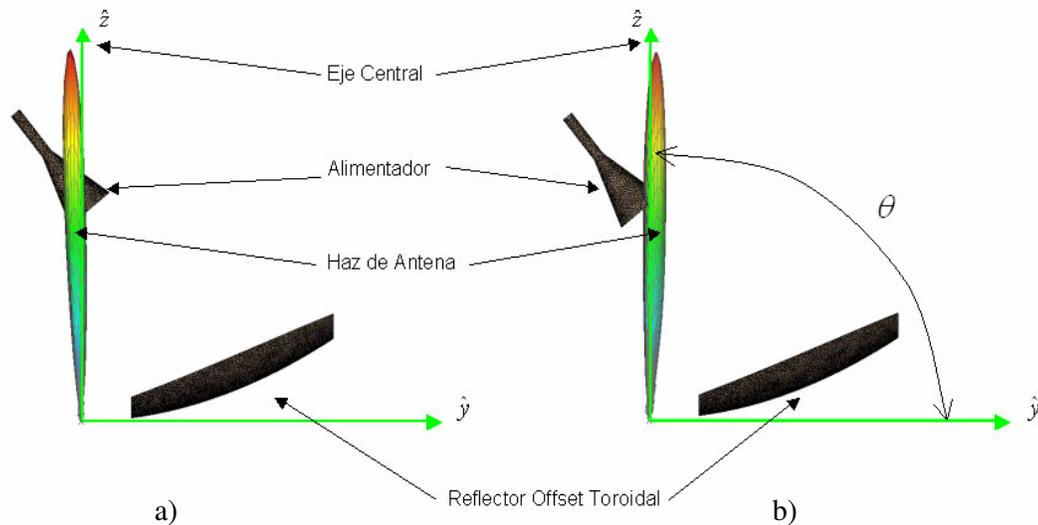


Figura 5.9 - Simulación donde se muestra el desplazamiento angular del haz ( $\theta$ ) en función del desplazamiento del alimentador, a) hacia arriba del arco focal y b) hacia abajo del arco focal.

En las figuras 5.8 y 5.9 se observa los gráficos que son los resultados de un programa de simulación.

Realicemos el análisis matemático que permita evaluar este efecto. Para determinar los desplazamientos de los ángulos azimutal ( $\phi$ ) y de elevación ( $\theta$ ), se efectuarán aproximaciones esféricas al asférico del reflector. Para esto consideremos los principios de un espejo esférico como se observa en la figura 5.10 [17-19], en donde se ve la ubicación de una imagen virtual  $I$  obtenida por la proyección de rayos desde el objeto  $O$  sobre el mismo.

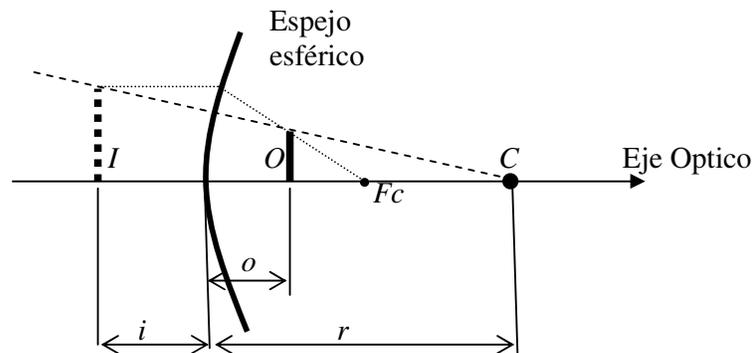


Figura 5.10 – Objeto frente a un espejo esférico.

$C$  es el centro de curvatura del espejo esférico, como vemos en la figura 5.10 se observan la distancia al objeto ( $o$ ), la distancia a la imagen virtual generada por el espejo ( $i$ ) y el radio de curvatura del espejo esférico ( $r$ ). Luego la *ecuación del espejo esférico* [18] esta dada por:

$$\frac{1}{o} + \frac{1}{i} = \frac{2}{r}, \quad (5.4)$$

la que es válida para rayos incidentes según ángulos pequeños respecto del eje óptico del espejo.

Es conveniente definir la *distancia focal del espejo esférico* ( $fc$ ), que es precisamente la mitad del radio de curvatura.

$$fc = \frac{r}{2}. \quad (5.5)$$

Luego:

$$\frac{1}{o} + \frac{1}{i} = \frac{1}{fc}. \quad (5.6)$$

Cuando rayos de luz paralelos o un frente de onda plana inciden sobre el espejo, los rayos reflejados convergen en un punto llamado foco del espejo esférico ( $Fc$ ), como se observa en la figura 5.11.

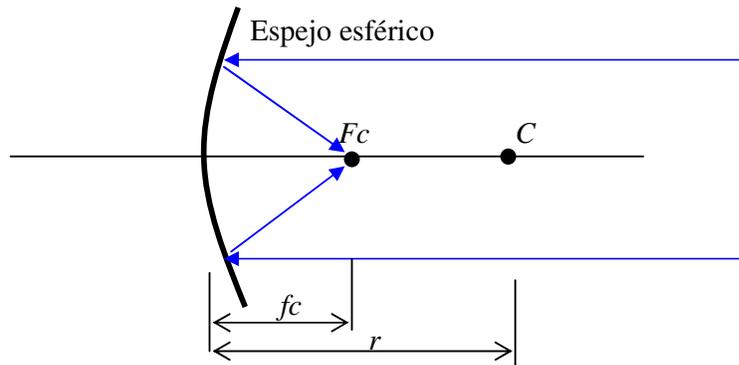


Figura 5.11 – Luz paralela sobre el espejo esférico.

En la figura 5.12 podemos ver una vista desde arriba de la antena offset toroidal y analizaremos qué sucede con el haz cuando el alimentador se desplaza sobre el eje  $\hat{x}$ . Como la figura toroidal genera círculos en el plano  $\hat{x}\hat{z}$ , consideraremos en esa posición a la antena como un espejo esférico.

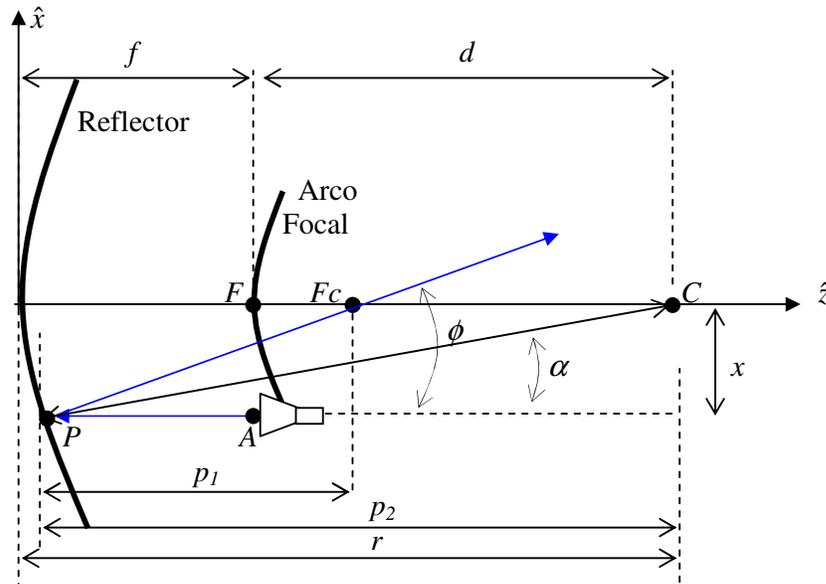


Figura 5.12 - Vista de arriba de la antena offset toroidal

Donde:

$F$ : foco de la parábola.

$f$ : distancia focal de la parábola.

$F_c$ : foco de la superficie esférica.

$f_c$ : distancia focal de la superficie esférica.

$r$ : radio de la superficie esférica.

$A$ : posición del alimentador desplazado.

$x$ : distancia al eje central del alimentador desplazado o sea  $FA$  según los ejes mostrado en la figura 5.12.

$P$ : punto de proyección de  $A$  sobre la superficie.

$p_1$ : distancia  $PF_c$ .

$p_2$ : distancia  $PC$ .

La distancia entre los puntos  $PC$ , puede expresarse como:

$$p_2 = \sqrt{r^2 - x^2} , \quad (5.7)$$

y también:

$$p_1 = p_2 - \frac{r}{2} = \sqrt{r^2 - x^2} - \frac{r}{2} \quad (5.8)$$

Como vimos en espejos esféricos, el rayo de un frente de onda plano pasará por el foco determinando el ángulo  $\phi$ . Este es el ángulo de desplazamiento del centro del haz del lóbulo de la antena generado por el alimentador desplazado una distancia  $x$  de la posición central. Luego:

$$\phi = \arctg \left( \frac{x}{p_1} \right) \quad (5.9)$$

$$\phi = \arctg \left( \frac{x}{\sqrt{r^2 - x^2} - r/2} \right) \quad (5.10)$$

Para determinar una expresión aproximada de la ecuación 5.10, y atento al límite impuesto por la Óptica Geométrica, podemos decir que:

$$\arctg(x) = x - \frac{x^3}{3} + \frac{x^5}{5} + \dots, \quad (5.11)$$

y para valores pequeños de  $x$  tenemos que:

$$\arctg(x) \cong x, \quad (5.12)$$

por lo que, con buena aproximación, podemos decir que:

$$\phi \cong \frac{x}{\sqrt{r^2 - x^2} - \frac{r}{2}}, \quad (5.13)$$

siendo esta última ecuación el desplazamiento angular del haz principal en azimut ( $\phi$ ) en función del desplazamiento lineal del alimentador en la dirección  $\hat{x}$  (Figura 5.8).

Analicemos ahora, si producimos un desplazamiento del alimentador sobre el eje  $\hat{y}$ , como se observa en la Figura 5.13.

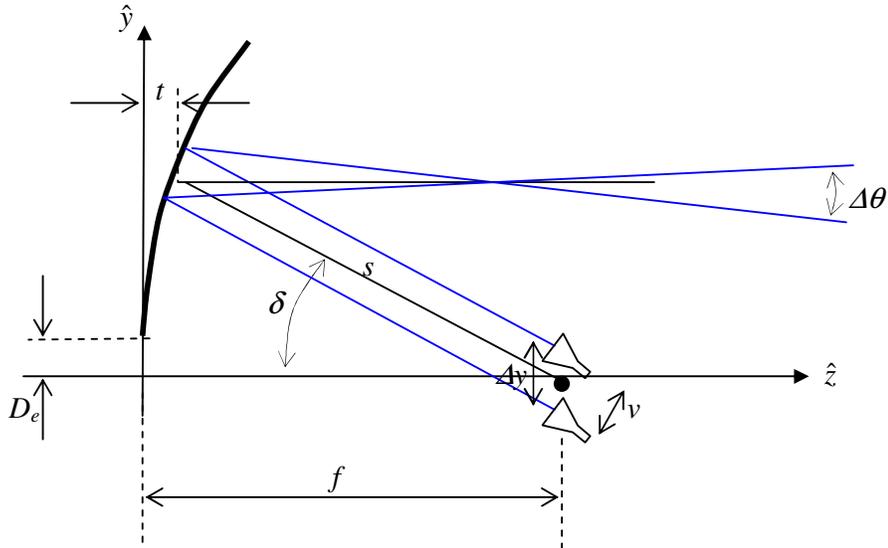


Figura 5.13 – Vista lateral de la antena offset toroidal, en el plano  $x=0$ .

$D_e$  es el despeje,  $f$  es la distancia focal de la parábola y  $\nu$  es la distancia entre los centros de fases de la bocina, mientras  $\Delta y$  es la misma distancia pero en la dirección del eje  $\hat{y}$ . En este caso analizaremos cada punto de la superficie como si estuviera formada por un espejo plano tangente en dicho punto, lo que es una buena aproximación y estrategia de la Óptica Geométrica.

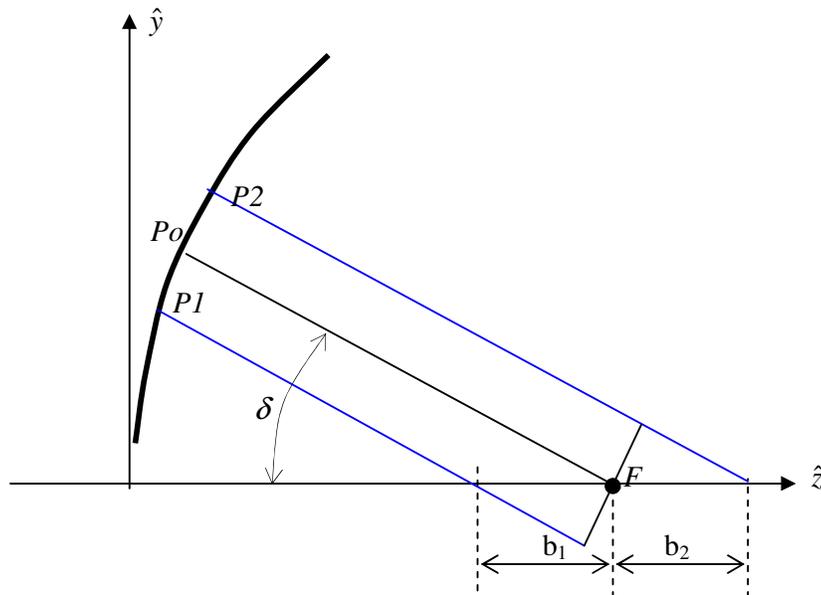


Figura 5.14 – Proyección del eje central de los alimentadores sobre la vista lateral de la antena offset toroidal.

Según la figura 5.14,  $P1$  tiene las coordenadas  $(z_1, y_1)$ ;  $P2$  con  $(z_2, y_2)$  y  $Po$  con  $(z_0, y_0)$ , luego tenemos:

$$tg\delta = \frac{y_0}{f - z_0} = \frac{y_0}{f - \frac{y_0^2}{4f}}, \quad (5.14)$$

resultando la ecuación:

$$\left(\frac{tg\delta}{4f}\right)y_0^2 + y_0 - tg\delta \cdot f = 0. \quad (5.15)$$

Eligiendo la raíz  $y_0$  adecuada:

$$y_0 = \left(-1 + \sqrt{1 + tg^2\delta}\right) \frac{2f}{tg\delta} = 2f \left(\frac{1 - \cos\delta}{\text{sen}\delta}\right). \quad (5.16)$$

Por otro lado se observa que:

$$b_1 = b_2 = \frac{v}{2 \cdot \text{sen}\delta}, \quad (5.17)$$

y

$$tg\delta = \frac{y_1}{f - b_1 - z_1} = \frac{y_2}{f + b_2 - z_2}. \quad (5.18)$$

Partiendo de la ecuación 5.18, sustituyendo los valores de  $b_1$  y  $b_2$  y teniendo en cuenta que  $z_1 = \frac{y_1^2}{4f}$  y  $z_2 = \frac{y_2^2}{4f}$  se llega a las ecuaciones:

$$\left\{ \left(\frac{tg\delta}{4f}\right)y_1^2 + y_1 - tg\delta \cdot \left(f - \frac{v}{2 \cdot \text{sen}\delta}\right) = 0, \quad (5.19)$$

$$\left\{ \left(\frac{tg\delta}{4f}\right)y_2^2 + y_2 - tg\delta \cdot \left(f + \frac{v}{2 \cdot \text{sen}\delta}\right) = 0. \quad (5.20)$$

Eligiendo las raíces adecuadas resulta:

$$\left\{ y_1 = \frac{2f}{\text{sen}\delta} \left( \sqrt{1 - \frac{v \cdot \text{sen}\delta}{2f}} - \cos\delta \right), \quad (5.21)$$

$$\left\{ y_2 = \frac{2f}{\text{sen}\delta} \left( \sqrt{1 + \frac{v \cdot \text{sen}\delta}{2f}} - \cos\delta \right). \quad (5.22)$$

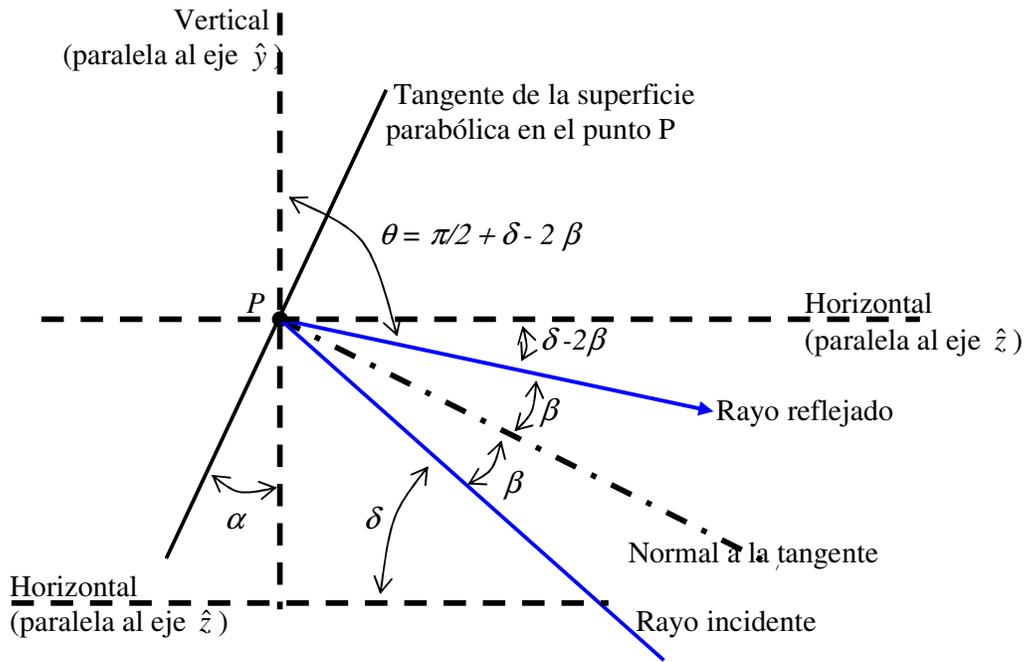


Figura 5.15 – Angulos entre rayo incidente y reflejado sobre la superficie reflectora.

En la figura 5.15 se representa  $\theta$  como el ángulo formado entre el rayo reflejado y el eje  $\hat{y}$ , donde se tienen las siguientes relaciones:

$$\theta = \frac{\pi}{2} + \delta - 2\beta, \quad (5.23)$$

y:

$$\alpha + \left(\frac{\pi}{2} - \delta\right) + \beta = \frac{\pi}{2}, \quad (5.24)$$

de donde

$$\beta = \delta - \alpha. \quad (5.25)$$

Luego, reemplazando, tenemos:

$$\theta = \frac{\pi}{2} + \delta - 2(\delta - \alpha) = 2\alpha - \delta + \frac{\pi}{2}. \quad (5.26)$$

Cuando se tienen dos puntos  $P1$  y  $P2$ , como en el caso que se desea analizar, el ángulo entre reflexiones será (Figura 5.16):

$$\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1 = 2(\alpha_2 - \alpha_1). \quad (5.27)$$

Como la pendiente es la derivada de la función en cada punto, o sea para nuestro caso (Figura 5.17) será:

$$z = \frac{y^2}{4f}, \quad (5.28)$$

$$tg\alpha = \frac{\partial f(z)}{\partial y} \quad \Rightarrow \quad tg\alpha = \frac{y}{2f}. \quad (5.29)$$

Luego

$$tg\alpha_1 = \frac{y_1}{2f}, \quad y \quad tg\alpha_2 = \frac{y_2}{2f}, \quad (5.30)$$

$$\alpha_1 = arctg\left(\frac{y_1}{2f}\right), \quad y \quad \alpha_2 = arctg\left(\frac{y_2}{2f}\right), \quad (5.31)$$

Reemplazando en la ecuación 5.27, nos queda:

$$\Delta\theta = 2\left(arctg\left(\frac{y_2}{2f}\right) - arctg\left(\frac{y_1}{2f}\right)\right). \quad (5.32)$$

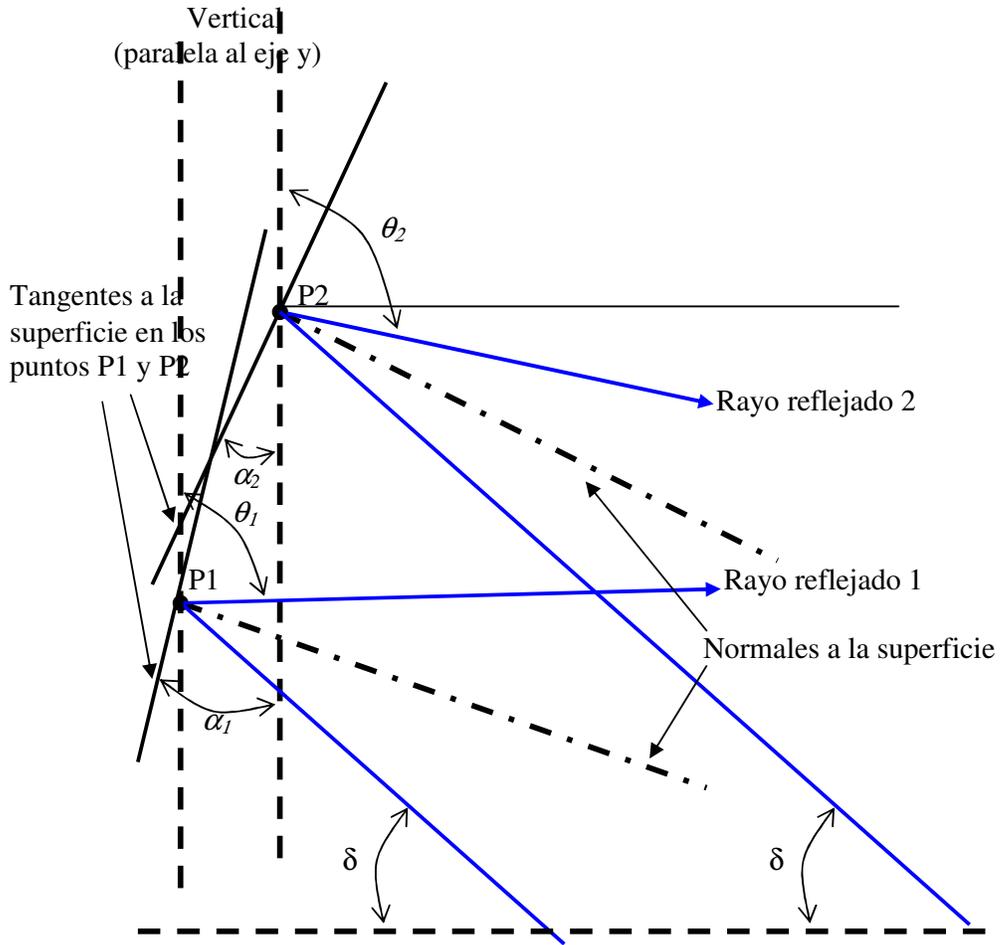


Figura 5.16 – Angulos entre reflexión en dos puntos de la superficie.

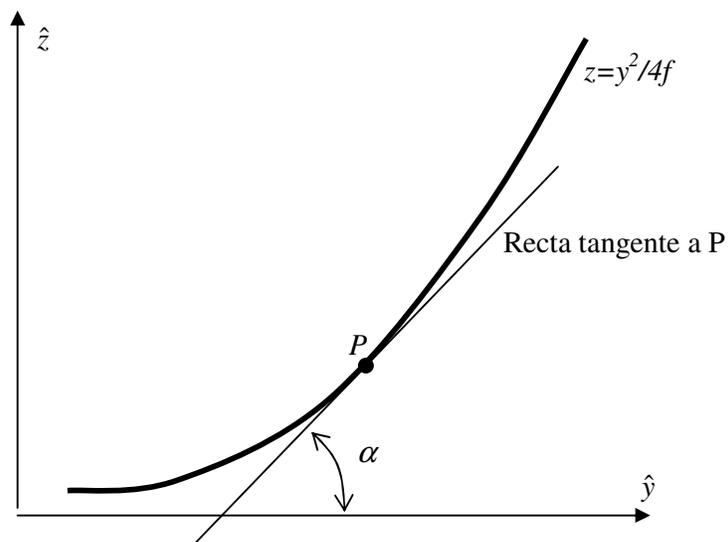


Figura 5.17 – Recta tangente a la parábola.

Reemplazando las ecuaciones 5.21 y 5.22 en la ecuación 5.32, nos queda una formula dependiente de  $v$ ,  $\theta$  y  $f$ :

$$\Delta\theta = 2 \left( \arctg \left( \frac{\sqrt{1 + \frac{v \cdot \text{sen}\delta}{2f}} - \cos\delta}{\text{sen}\delta} \right) - \arctg \left( \frac{\sqrt{1 - \frac{v \cdot \text{sen}\delta}{2f}} - \cos\delta}{\text{sen}\delta} \right) \right), \quad (5.33)$$

siendo esta última expresión exacta de la diferencia entre ángulos reflejados en una disposición de alimentadores instalados a ambos lados del arco focal del reflector offset parabólico, dentro de los alcances de la Optica Geométrica.

Luego, los haces de cada haz reflejado se puede determinar con las expresiones 5.21, 5.22 y 5.31 reemplazadas en la 5.26, quedando:

$$\theta_1 = 2\alpha_1 - \delta + \frac{\pi}{2} = 2 \left( \arctg \left( \frac{\sqrt{1 - \frac{v \cdot \text{sen}\delta}{2f}} - \cos\delta}{\text{sen}\delta} \right) \right) - \delta + \frac{\pi}{2}, \quad (5.34)$$

$$\theta_2 = 2\alpha_2 - \delta + \frac{\pi}{2} = 2 \left( \arctg \left( \frac{\sqrt{1 + \frac{v \cdot \text{sen}\delta}{2f}} - \cos\delta}{\text{sen}\delta} \right) \right) - \delta + \frac{\pi}{2}. \quad (5.35)$$

Determinemos expresiones aproximadas de las ecuaciones 5.33, 5.34 y 5.35. Consideremos:

$$t_1 = \frac{\left( \sqrt{1 - \frac{v \cdot \text{sen}\delta}{2f}} - \cos\delta \right)}{\text{sen}\delta}, \quad (5.36)$$

$$t_2 = \frac{\left( \sqrt{1 + \frac{v \cdot \text{sen}\delta}{2f}} - \cos\delta \right)}{\text{sen}\delta}. \quad (5.37)$$

Por lo tanto:

$$\Delta\theta = 2 \left( \arctg(t_2) - \arctg(t_1) \right) \quad (5.38)$$

Por el teorema del valor medio podemos decir que:

$$f(t_2) - f(t_1) = f'(t_3) \cdot (t_2 - t_1), \quad (5.39)$$

con  $t_3$  entre  $t_1$  y  $t_2$ , y si

$$f(t) = \arctg(t) \quad \Rightarrow \quad f'(t) = \frac{1}{1+t^2}. \quad (5.40)$$

Aproximando el valor medio con el punto  $t_3 = \frac{1-\cos\delta}{\text{sen}\delta}$ , la ecuación 5.38 queda:

$$\Delta\theta = 2(\arctg(t_2) - \arctg(t_1)) \cong 2\left(\frac{1}{1+t_3^2}(t_2 - t_1)\right), \quad (5.41)$$

es decir,

$$\Delta\theta \cong \frac{2}{1+\left(\frac{1-\cos\delta}{\text{sen}\delta}\right)^2} \cdot (t_2 - t_1), \quad (5.42)$$

siendo en la ecuación 5.42:

$$(t_2 - t_1) = \frac{1}{\text{sen}\delta} \left( \sqrt{1 + \frac{v \cdot \text{sen}\delta}{2f}} - \sqrt{1 - \frac{v \cdot \text{sen}\delta}{2f}} \right). \quad (5.43)$$

Llamando:

$$g(s) = \sqrt{s+1}, \quad (5.44)$$

y asignamos:

$$s_1 = -\frac{v \cdot \text{sen}\delta}{2f}, \quad (5.45)$$

$$s_2 = \frac{v \cdot \text{sen}\delta}{2f}, \quad (5.46)$$

luego, la ecuación 5.43 la podemos expresar como:

$$(t_2 - t_1) = \frac{1}{\text{sen}\delta} [g(s_2) - g(s_1)]. \quad (5.47)$$

Aplicando la siguiente aproximación:

$$[g(s_2) - g(s_1)] \cong g'(0) \cdot 2 \cdot s, \quad (5.48)$$

la ecuación 5.47 queda:

$$(t_2 - t_1) = \frac{1}{\text{sen}\delta} \cdot \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot \frac{v \cdot \text{sen}\delta}{2f} = \frac{v}{2f}. \quad (5.49)$$

Reemplazando este valor de  $(t_2 - t_1)$  en la ecuación 5.42 nos queda:

$$\Delta\theta \cong \frac{2}{1 + \left(\frac{1 - \cos\delta}{\text{sen}\delta}\right)^2} \cdot (t_2 - t_1) = \frac{1}{1 + \left(\frac{1 - \cos\delta}{\text{sen}\delta}\right)^2} \cdot \frac{v}{f}. \quad (5.50)$$

Además, como:

$$\frac{1}{1 + \left(\frac{1 - \cos\delta}{\text{sen}\delta}\right)^2} = \frac{\text{sen}^2\delta}{\text{sen}^2\delta + (1 - \cos\delta)^2} = \frac{\text{sen}^2\delta}{\text{sen}^2\delta + 1 + \cos^2\delta - 2\cos\delta} = \frac{\text{sen}^2\delta}{2(1 - \cos^2\delta)}, \quad (5.51)$$

la ecuación 5.50 nos queda:

$$\Delta\theta \cong 2[\text{arctg}(t_2) - \text{arctg}(t_1)] \cong \frac{v \cdot \text{sen}^2\delta}{2f(1 - \cos\delta)}. \quad (5.52)$$

Como  $\Delta y$  es la separación entre bocinas referida al eje  $\hat{y}$  (Figura 5.13):

$$v = \Delta y \cdot \cos\delta, \quad (5.53)$$

luego, la ecuación 5.25 queda expresada como:

$$\Delta\theta \cong \frac{\Delta y \cdot \text{sen}^2\delta \cdot \cos\delta}{2f(1 - \cos\delta)}, \quad (5.54)$$

*siendo esta última ecuación la representación matemática del desplazamiento angular del haz principal en elevación ( $\Delta\theta$ ) en función del desplazamiento entre alimentadores en la dirección  $\hat{y}$  (Figura 5.9).*

En suma, las expresiones de  $\phi$  y  $\Delta\theta$  según las ecuaciones 5.13 y 5.54, respectivamente, permiten determinar los ángulos teóricos en que quedarán orientados los lóbulos principales generados por los alimentadores al apartarlos de sus posiciones en las direcciones  $\hat{x}$  y  $\hat{y}$  (ver figura 5.6) y así, justificar el requerimiento de pisada no uniforme de un futuro satélite.

---

# CAPITULO 6

# CARACTERIZACION DE FORMAS DE SUPERFICIES REFLECTORAS

---

Generalmente las superficies reflectoras no son fáciles de diseñar y tampoco de construir, aunque la dificultad mas grande que uno encuentra cuando efectúa el desarrollo de una antena reflectora, es la caracterización de su superficie para corroborar las tolerancias que exige un espejo reflector. Como dicha tolerancia es función de la longitud de onda, en ondas milimétricas y submilimétricas uno se encuentra con una dificultad mayor.

Se presentarán medidas de tolerancia o factor de forma de un modelo de superficie reflectora experimental, utilizando técnicas convencionales y se analizará una técnica no invasiva. En reflectores de uso satelital, otro de los factores que influye son las condiciones ambientales a la cuales está expuesto, que harán variar su topografía provocando un deterioro de sus características. En este capítulo se estudiarán técnicas que permitan medir las variaciones topográficas en condiciones ambientales cambiantes y se analizarán las vinculaciones con los requerimientos del sistema.

## **6.1 CONSTRUCCION DE SUPERFICIE REFLECTORA**

Un modelo de desarrollo de la superficie reflectora, expresada matemáticamente por la expresión 2.61 y analizada en el Capítulo 5, fue maquinado sobre un bloque de aluminio 6061. Para la obtención de la superficie se emplearon máquinas herramientas comandadas por control numérico computarizado de tres ejes (MHCNC) [35]. Las MHCNC disponibles, sincronizan simultáneamente los desplazamientos de las herramientas en los tres ejes ( $x$ ,  $y$ ,  $z$ ). Pueden realizar recorridos en arco de circunferencia, pero el arco debe pertenecer a un plano paralelo a alguno de los tres planos principales ( $xy$ ,  $xz$  o  $yz$ ). Nuestro propósito era utilizar las funciones de interpolación circular propias de la MHCNC, esta opción nos permitió elaborar un programa de control numérico más simple, de menor tamaño y que se ejecuta más suavemente en los CNC con velocidad de procesamientos estándar.

En consecuencia se diseñó un dispositivo de montaje que permite alinear el material de partida con su base rotada, ubicando el eje de rotación del toroide en posición horizontal (Figura 6.1), de modo que la superficie a obtener, pueda recorrerse aplicando las funciones propias del CNC. En este caso se seleccionó el plano de trabajo  $xz$  para la interpolación circular. Con este dispositivo de montaje, recordando la figura 5.7, el eje de rotación del toroide queda perpendicular al eje de sostén de la herramienta del MHCNC.

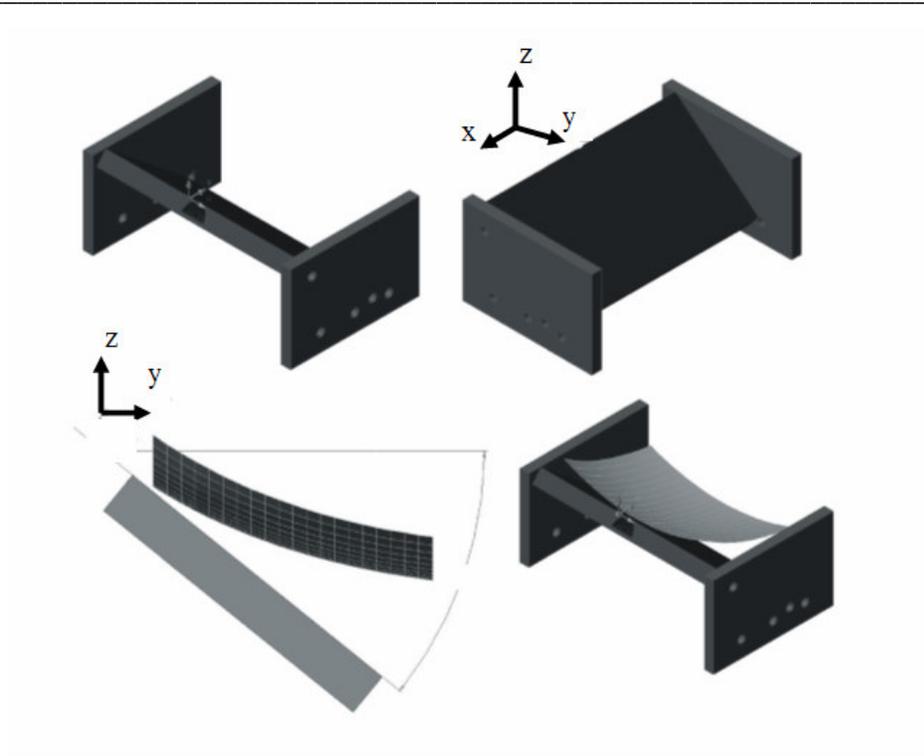


Figura 6.1 - Gráficas del dispositivo de montaje para el maquinado de la superficie reflectora.

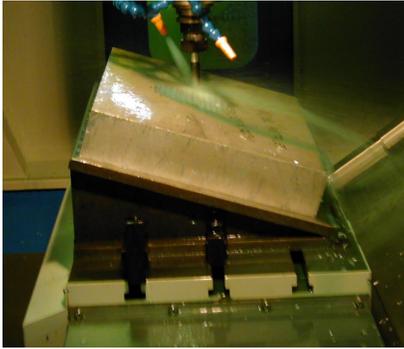
Se adoptaron parámetros de corte y diámetros de herramientas adecuados para lograr un terminado de la superficie óptimo.

El contorno de la superficie reflectora se determinó haciendo la intersección de los ocho haces generados por las bocinas con dicha superficie. Se utilizó, como se vio en el Capítulo 4, una bocina cónica corrugada con -15 dB de iluminación en los bordes, para un ángulo sustentado ( $\psi$ ) de  $25^\circ$ . Estos datos indican que los bordes se determinaron con la intersección de 8 haces de  $50^\circ$  con la superficie parabólica del toroide. Esta consideración y el ancho de haz de antena permiten determinar el tamaño de la superficie reflectora para el modelo a escala real de 530 mm x 360 mm, para una distancia focal de 350 mm.

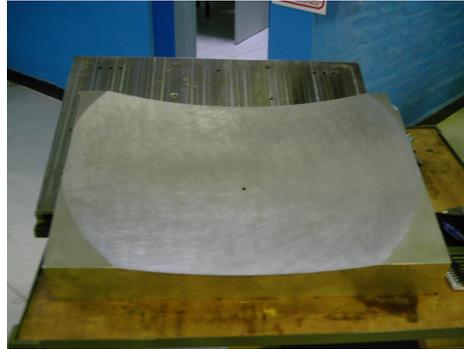
Los parámetros de las antenas adoptados para el diseño del modelo experimental fueron: una relación diámetro a distancia focal igual a la unidad ( $f/D = 1$ ) y un diámetro (D) capaz de generar un haz de  $2^\circ$  a la frecuencia de 36,5 GHz, valor que generará una pisada de aproximadamente 40 Km sobre la zona iluminada de superficie terrestre, de un satélite orbitando a una altura de 657 Km.



Figura 6.2 - Maquinado de un modelo experimental de superficie sobre MHCNC.



a)



b)

Figura 6.3 – a) Montaje del reflector y maquinado sobre la MHCNC, b) Superficie terminada, modelo experimental a escala real.

## **6.2 MEDIDA DE TOLERANCIA DE SUPERFICIES REFLECTORAS**

El comportamiento electromagnético del reflector está íntimamente vinculado con su construcción, por lo tanto una vez maquinada la superficie reflectora se efectuaron las medidas de tolerancia de la superficie o defecto de forma. Este parámetro permite evaluar la calidad de maquinado y caracterizar la superficie reflectora. La medida del defecto de forma nos va a indicar cuánto se aparta la forma maquinada de los valores teóricos de la superficie

Para superficies reflectoras de antenas empleadas en radiómetros de uso satelital, el factor de forma que se adopta generalmente es menor que  $\lambda/100$ . Para las frecuencias ensayadas en este trabajo, equivalen a 0,12 mm para 23,8 GHz y 0,08 mm para la frecuencia de 36,5 GHz.

Se describirán a continuación métodos de medidas de la topografía de superficies reflectoras. Se detallará un método convencional utilizando CNC [35] y se analizará un método no invasivo utilizando técnicas ópticas, método de iluminación estructurada [44-48] que describiremos a continuación. Ambas técnicas se aplicaron sobre modelos de desarrollos de superficies toroidales como la que se describe en este trabajo.

**6.2.1 METODO DE MEDIDA DE TOLERANCIA CON CNC**

Para efectuar la medida con este método se utilizó una MHCNC como posicionador de un reloj comparador (Figura 6.4), generando una nube de puntos medidos, de tal forma de poder compararla con una nube de puntos teórica [34].



Figura 6.4 – Medidas de tolerancia de superficie

Con el método que se observa en la figura 6.4 se determinó una nube de puntos medidos ( $Z_{medido}$ ) de la superficie maquinada.

En el Capítulo 1, Sección 2.5.1 se describe el modelo matemático que representa los puntos teóricos de esta superficie parabólica offset toroidal experimental (expresión 2.61) y que es de interés en este trabajo, dada por:

$$P(x, y, z) = (h(y, z) - b \cdot g^2(y, z) - b \cdot c(x, y, z) \cdot t^2)^2 - c(x, y, z) \cdot (2 \cdot b \cdot g(y, z) \cdot t - s)^2 = 0, \quad (6.1)$$

o bien  $P(x, y, z) = 0$ .

Luego para determinar la nube de puntos teórica de la superficie a evaluar, para cada par  $(x, y)$  se obtuvo el  $z$  ( $Z_{teorico}$ ) hallando la raíz real adecuada de  $P(z)$ . Esta idea nos llevó a desarrollar un programa de cómputo basado en el método de Newton - Raphson, que permitió calcular todos los valores teóricos de  $z$ .

La medida de tolerancia o factor de forma se determinó con otro algoritmo, que aplica traslaciones y rotaciones a la nube de puntos medidos (Figura 6.4) hasta que las diferencias ( $Z_{teorico} - Z_{medido}$ ), respecto de la nube de puntos calculados en forma teórica (expresión 6.1) sea mínima [35]. Los resultados obtenidos indicando cuánto se aparta la forma maquinada de la forma teórica (Figura 6.5), podemos expresarla como una desviación de la superficie maquinada.

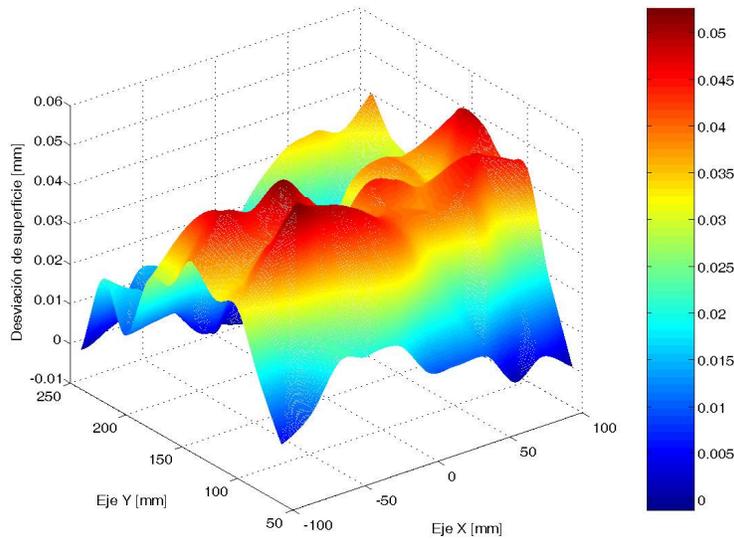


Figura 6.5 - Desviación de la superficie maquinada de sus valores teóricos de uno de los modelos experimentales.

Los resultados de la medida de tolerancia o factor de forma se muestran en la Tabla 6.1, que corresponden al análisis de las diferencias observadas en la medición de 110 puntos de uno de los modelos experimentales.

Tabla 6.1 - Análisis de las diferencias entre  $Z_{medido}$  y  $Z_{teórico}$

MEDIDA	VALOR [mm]
Media	0,0271
Error típico	0,0013
Mediana	0,0274
Desviación estándar	0,0139
Varianza de la muestra	0,0002
Rango	0,0513
Mínimo	0,0000
Máximo	0,0513
Cuenta	110
Mayor (1)	0,0513
Menor (1)	0,0000
Nivel de confianza (95,0%)	0,0026

En los modelos de desarrollo construidos se logró un error máximo de 0,05 mm y una desviación estándar de 0,014 mm. Esto indicaría que para las longitudes de onda más exigentes (frecuencia = 38,5 GHz o  $\lambda=7,8$  mm) estaríamos por debajo de los  $\lambda/100=0,078$  mm requeridos para este tipo de superficie.

**6.2.2 METODO DE MEDIDA DE TOLERANCIA CON ILUMINACION ESTRUCTURADA**

La iluminación estructurada (IE) consiste en proyectar ópticamente un sistema de franjas rectas, paralelas y equidistantes (una grilla de Ronchi) sobre la superficie de las antenas; los corrimientos locales de la fase de las franjas observados están relacionados con la topografía de la antena.

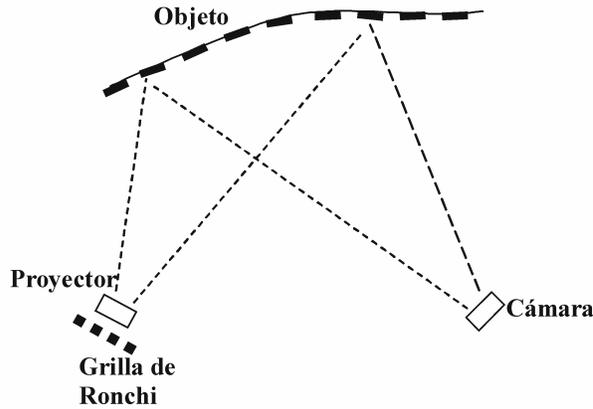


Figura 6.6 – Método de Iluminación Estructurada (IE)

Como se observa en la Figura 6.6, el método consiste en capturar con una cámara CCD la imagen del objeto y las franjas proyectadas sobre su superficie. La aplicación de algoritmos específicos permite obtener una matriz vectorial de las franjas deformadas por la topografía del objeto, haciendo la comparación con la proyección sobre una superficie plana.

Sobre la superficie del modelo se proyectan franjas paralelas binarias de período  $p$  mediante el proyector, ver figura 6.7.

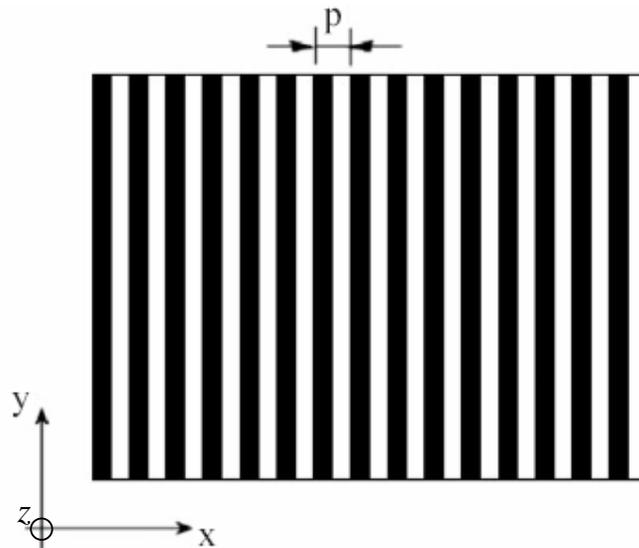


Figura 6.7 – Franjas proyectadas sobre una superficie plana horizontal.

Cuando las franjas son proyectadas sobre una superficie de referencia plana, el período de las franjas sobre la superficie es constante en cualquier punto. Dichas franjas se pueden representar matemáticamente mediante una serie de Fourier [44], [49].

$$f(x) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{p} nx\right), \quad (6.2)$$

donde  $c_n$  son los coeficientes de Fourier,  $p$  es el período de las franjas y  $n$  es un número entero.

Sin embargo, es posible trabajar sólo con los primeros términos de la serie sin que esto afecte el análisis, ya que las demás componentes armónicas pueden despreciarse, sin que altere los resultados. Por lo tanto, la rejilla de referencia toma la siguiente forma:

$$f(x, y) = a(x, y) + b(x, y) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{p} x\right), \quad (6.3)$$

donde por comparación con interferometría,  $a(x,y)$  representa el nivel de iluminación de fondo y  $b(x,y)$  la visibilidad o contraste de las franjas. Cuando este patrón de franjas es registrado mediante una cámara CCD, debido a efectos de perspectiva, el período deja de ser constante y varía respecto a las coordenadas  $x, y$ . Entonces el nivel de intensidad registrado por el CCD ( $I(x,y)$ ) para una imagen modulada con franjas es:

$$I(x, y) = a(x, y) + b(x, y) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{p(x, y)} x\right), \quad (6.4)$$

en la que vemos que se ha omitido un factor de proporcionalidad que toma en cuenta la conversión a unidades de niveles de gris de las imágenes grabadas, es decir la conversión de formato analógico (en voltios) del sensor del CCD al formato digital (de 0-255 niveles de gris, donde el cero corresponde al negro y el 255 al blanco). Esta operación la realiza automáticamente el software de control que viene con la cámara.

La ecuación 6.4 puede ser equivalentemente expresada como:

$$I(x, y) = a(x, y) + b(x, y) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{p} x + \theta(x, y)\right), \quad (6.5)$$

siendo  $\theta(x,y)$  el cambio en la fase de las franjas debida a efectos de perspectiva. Este término de fase también toma en cuenta las variaciones en el período debido a las aberraciones introducidas por el sistema formador de imágenes del CCD.

Cuando al modelo sometido a estudio se le proyectan las franjas se produce otra variación de fase respecto al plano de referencia. Esto equivale a introducir una nueva variación del período local  $p(x,y)$ . Tomando en cuenta dicho efecto, la ecuación 6.5 se transforma en:

$$I(x, y) = a(x, y) + b(x, y) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{p} x + \theta(x, y) + \phi(x, y)\right), \quad (6.6)$$

donde  $\phi(x, y)$  es la contribución a la fase de las franjas debido a las variaciones en altura de la superficie del modelo durante la deformación. En la ecuación 6.6 se ha asumido que el término de fase debido a perspectiva,  $\theta(x,y)$ , permanece sin cambios. Esto sucede así siempre y cuando los desplazamientos (o deformaciones) de la superficie sean del orden de unos pocos períodos [49].

Para efectuar la medida analizaremos dos arreglos geométricos que van a depender de la ubicación del proyector de franjas (P) y de la cámara CCD (C). En el primer instalaremos una de las instrumentos (proyector o CCD) perpendicular al objeto y el otro a un ángulo visual  $\alpha$  de la perpendicular, como se observa en la figura 6.8.

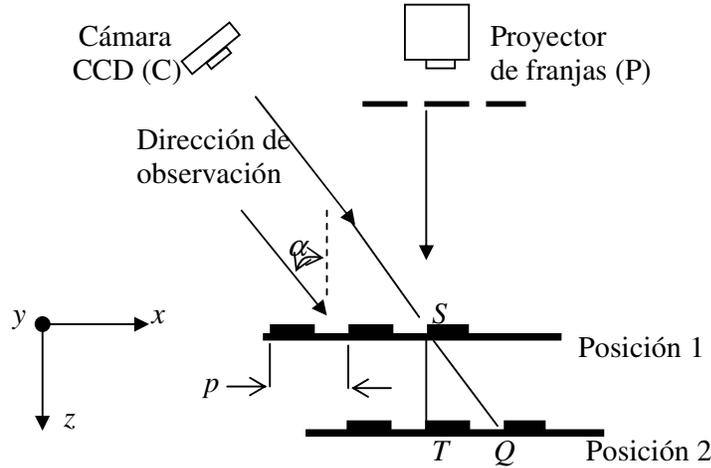


Figura 6.8 – Geometría para determinar el desplazamiento vertical de un objeto.

Del arreglo geométrico presentado en la figura 6.8, se puede observar un objeto originalmente en la posición 1, sobre el cual son proyectadas franjas. Cuando el objeto se deforma por algún motivo se desplaza a la posición 2 y el punto  $S$  se desplaza hasta  $T$ . Esto origina que la posición horizontal de la franja que caería en  $S$  se desplace horizontalmente hasta  $Q$ , visto de la dirección de observación, producido por el cambio en la altura  $ST$  que denominamos posición 1 y 2. Como el desplazamiento de la franja es  $TQ$ , entonces en esa posición el periodo de la franja es modificado o equivalentemente la fase de la rejilla  $\phi(x, y)$ .

Si consideramos que un desplazamiento lateral igual a un período de la rejilla proyectada,  $p$ , equivale a un cambio de fase de  $2\pi$  radianes de la rejilla proyectada, entonces el cambio de fase debido a un desplazamiento lateral  $TQ$  será:

$$\phi(x, y) = \frac{TQ \cdot 2\pi}{p}, \tag{6.7}$$

y

$$TQ = \frac{\phi(x, y) \cdot p}{2\pi}. \tag{6.8}$$

Considerando el triángulo  $STQ$ , se observa que la variación de altura  $h(x, y)=ST$  está dada por:

$$h(x, y) = \frac{TQ}{\text{tg}\alpha} = \frac{\phi(x, y) \cdot p}{2\pi \cdot \text{tg}\alpha} \quad (6.9)$$

Expresión que muestra la relación entre  $\phi(x, y)$  y la distribución de desplazamientos verticales  $h(x, y)$ .

Luego como los parámetros  $p$  y  $\alpha$  pueden ser medidos directamente del arreglo experimental, entonces el desplazamiento vertical  $h(x, y)$  puede ser obtenido una vez que se conoce el término de fase  $\phi(x, y)$ . Este término puede ser conocido mediante la resta de los argumentos de las ecuaciones 6.5 y 6.6:

$$\phi(x, y) = \left( \frac{2\pi}{p} x + \theta + \phi(x, y) \right) - \left( \frac{2\pi}{p} x + \theta \right) \quad (6.10)$$

Como se puede ver, después de tomar la diferencia de los términos de fase de la imagen de referencia y una imagen con deformación, las contribuciones de los términos por perspectiva ( $\theta(x, y)$ ) y portadora ( $2\pi$ ) resultan totalmente compensados en el resultado final.

Otra de las geometrías experimentales aplicadas es la que se muestra en la figura 6.9, en donde el proyector de franjas (P) y la cámara (C) se ubican en posición oblicua al objeto, y se analiza una posición constante del eje  $y$ .

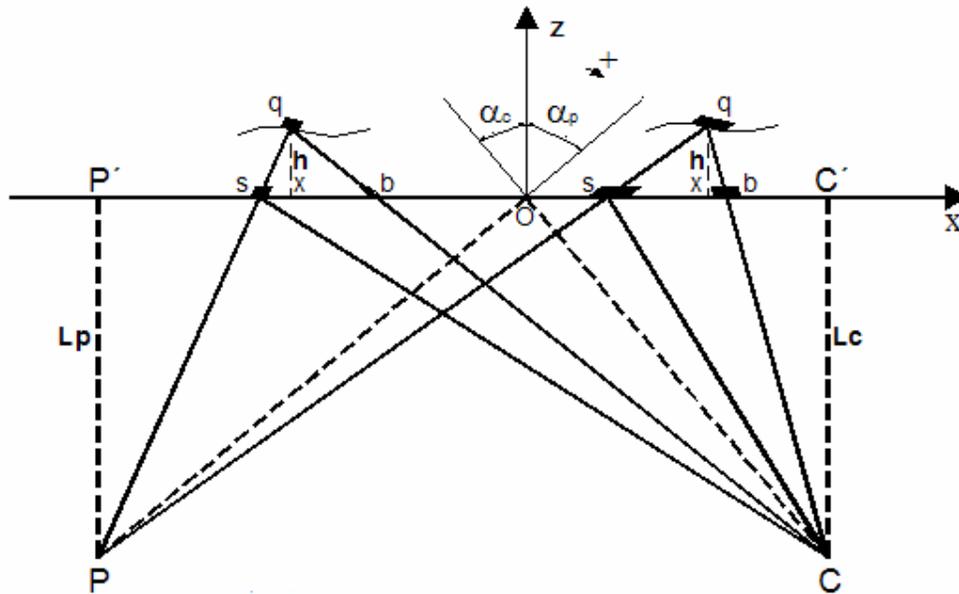


Figura 6.9 – Proyector de franjas (P) y Cámara (C) en posición oblicuas al objeto, en una posición constante del eje  $y$ .

De la geometría presentada en la figura 6.9 se puede deducir las siguientes expresiones:

$$\frac{x-s}{s-P'} = \frac{h}{P'-P} \quad \Rightarrow \quad x = s + h \frac{s-P'}{P'-P}, \quad (6.11)$$

y

$$\frac{b-x}{C'-b} = \frac{h}{C'-C} \quad \Rightarrow \quad x = b + h \frac{C'-b}{C'-C}. \quad (6.12)$$

Igualando nos queda:

$$s + h \frac{s-P'}{P'-P} = b - h \frac{C'-b}{C'-C}, \quad (6.13)$$

entonces

$$h \left( \frac{C'-b}{C'-C} + \frac{s-P'}{P'-P} \right) = b - s, \quad (6.14)$$

luego

$$h = \frac{b-s}{\left( \frac{C'-b}{C'-C} + \frac{s-P'}{P'-P} \right)}. \quad (6.15)$$

Como:

$$\begin{aligned} P' &= -L_p \cdot \operatorname{tg}(\alpha_p), \\ C' &= -L_c \cdot \operatorname{tg}(\alpha_c), \\ P'-P &= L_p, \\ C'-C &= L_c, \end{aligned} \quad (6.16)$$

para  $\alpha_p > 0$  y  $\alpha_c > 0$ .

Reemplazamos en la ecuación 6.15 y queda:

$$h = \frac{b-s}{\frac{s}{L_p} + \tan \alpha_p - \tan \alpha_c - \frac{b}{L_c}} \quad (6.17)$$

Vemos que de la ecuación 6.17 podemos determinar la altura  $h$  del objeto conociendo la posición del proyector y la cámara ( $L_p$ ,  $L_c$ ,  $\alpha_p$  y  $\alpha_c$ ), y los datos extraído de la imagen con franjas proyectadas del plano de referencia y de la imagen ( $b$ ,  $s$ ).

El valor de la coordenada  $x$  de la nueva posición de la imagen  $q$ , se determina partiendo de la ecuación 6.12, como:

$$x = b \left( 1 + \frac{h}{C' - C} \right) + h \frac{C'}{C' - C} \quad (6.18)$$

Luego:

$$x = b \left( 1 + \frac{h}{L_c} \right) + h \cdot \operatorname{tg}(\alpha_c) \quad (6.20)$$

La topografía de la superficie se determina calculando en función de las imágenes de proyección de franjas los valores de  $h=z$  en cada proyección de franja, obteniéndose el valor del  $x$  correspondiente, para cada barrido sobre el eje  $y$ .

### **6.2.3 MEDIDA DE TOLERANCIA DE REFLECTOR CON METODO DE ILUMINACION ESTRUCTURADA**

Para obtener la tolerancia o el factor de forma, se aplicó el método de iluminación estructurada a un modelo de desarrollo antena del tipo offset parabólico de 12 cm de diámetro.

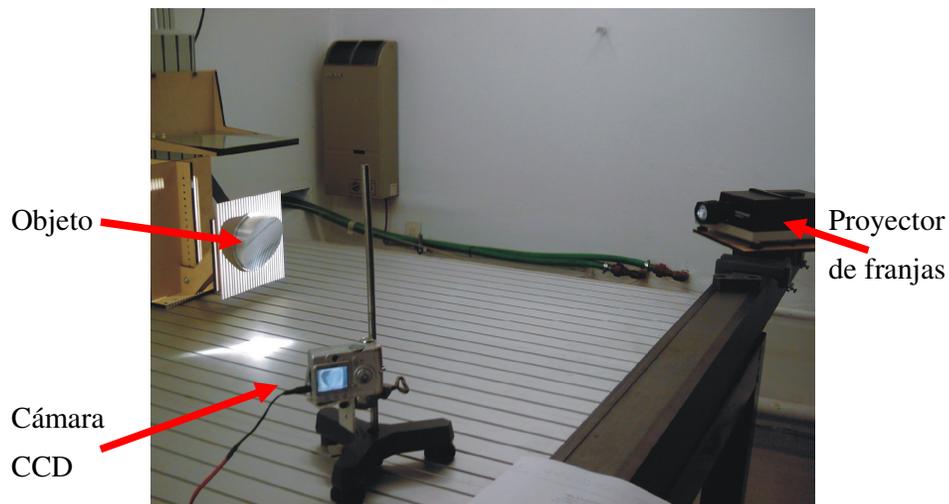


Figura 6.10 – Método de ID aplicado a una antena offset parabólica.

En la Figura 6.10 vemos como se proyectan ópticamente franjas (grilla de Ronchi) sobre el objeto 3D, en este caso la antena offset parabólica.

Los corrimientos locales de la fase de las franjas con respecto a la proyección sobre una superficie plana, están relacionados con la topografía del objeto.

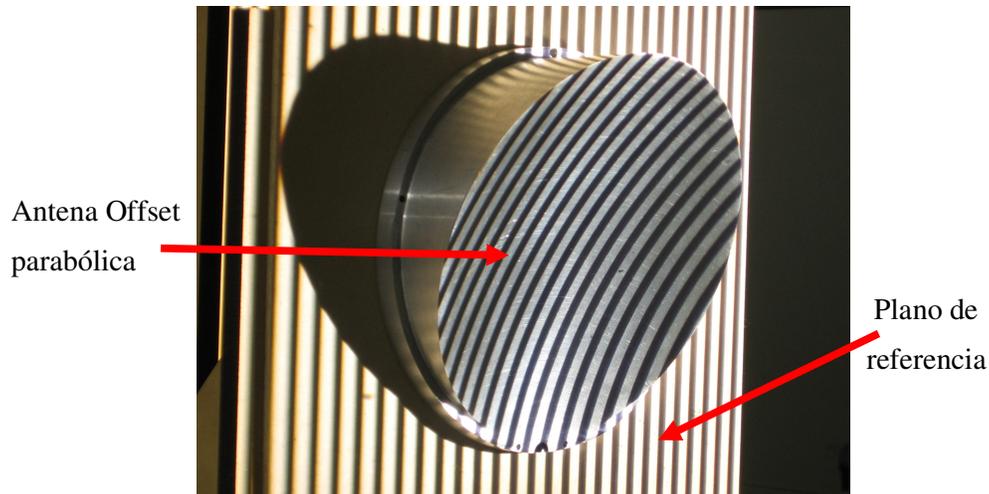


Figura 6.11 - Proyección de franjas sobre un modelo de reflector offset parabólico experimental de 12 cm de diámetro.

Con una cámara CCD se capturaron la imagen de la antena y las franjas proyectadas sobre su superficie así como las proyectadas sobre el plano de referencia. La aplicación de algoritmos específicos desarrollados para el caso, permitió obtener una matriz vectorial de las franjas deformadas por la topografía del paraboloide construido, la que se compara con un paraboloide geométrico, obteniéndose la tolerancia o factor de forma de la superficie (eje Z de la Figura 6.11).

Con este método hemos logrado detectar desviaciones mínimas de superficie del orden de  $\pm 0,1$  mm, que correspondería a valores de factor de forma del orden de  $\lambda/80$  que no alcanza los requerimientos impuestos para antenas radiométricas de uso satelital [45], [46].

Sin embargo, como el método no requiere contacto físico con el objeto 3D, pueden extenderse las observaciones sobre la antena a condiciones ambientales cambiantes, como se describirá a continuación.

### **6.3 DETERMINACIONES DE DEFORMACIONES TERMOMECAICAS CON METODO DE ILUMINACION ESTRUCTURADA**

#### **6.3.1 DETERMINACIONES DE DEFORMACIONES TERMOMECAICAS DE UNA PLACA PLANA CIRCULAR**

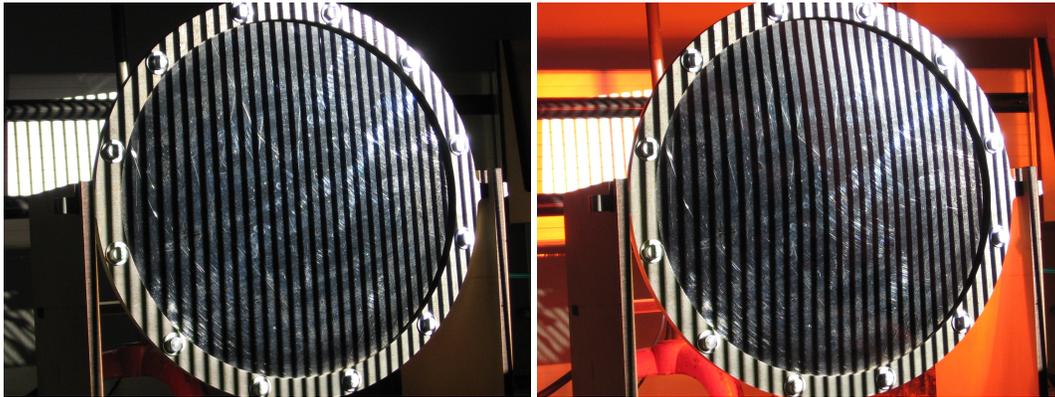
Como trabajo previo experimental se diseñó, para determinar las deformaciones termomecánicas, una placa plana circular de acero empotrada en su contorno [47]. El diámetro de la placa es de 25 cm y se la calentó mediante la emisión de una lámpara infrarroja (Figura 6.12), ubicada en la parte trasera de la placa.



Figura 6.12 – Disposición experimental de medida de membrana con método ID.

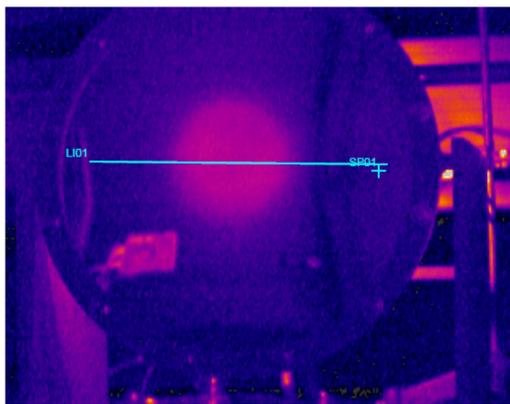
El gradiente térmico radial y la historia del calentamiento y enfriamiento de la placa se determinaron por termografía infrarroja.

Con una cámara CCD se capturaron la imagen de la placa y las franjas proyectadas sobre su superficie al comienzo del ciclo de calentamiento; la temperatura de la placa fue de  $20^{\circ}$ . La temperatura se midió utilizando una termocupla adherida a la placa y con ella se estableció la condición inicial del proceso de calentamiento, el que fue seguido mediante la cámara térmica.

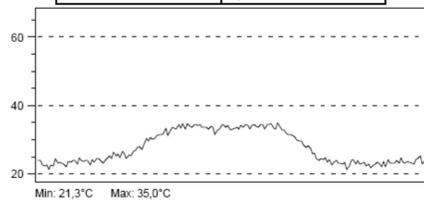


a)

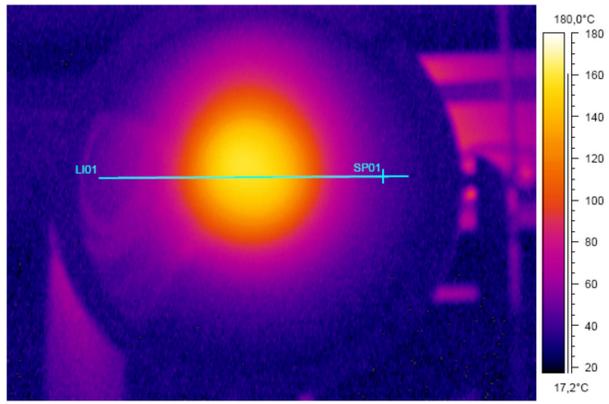
c)



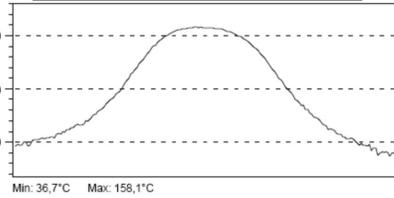
Label	Value
SP01	22,6°C



b)



Label	Value
SP01	48,5°C



d)

Figura 6.13 - a) Membrana con franjas proyectada a la temperatura de 22,6°C, b) temograma y perfil de temperaturas del caso a), c) membrana con franjas proyectada a la temperatura de 158,1°C y d) temograma y perfil de temperaturas del caso c)

La imagen inicial capturada por la cámara CCD se adoptó como imagen de referencia. Mientras se completaba el ciclo de calentamiento de la placa se capturaron imágenes ópticas de la deformación de las franjas con la cámara CCD y termogramas infrarrojos con la cámara térmica (Figura 6.13). La temperatura en el centro de la placa al final ciclo de calentamiento fue de 170°. La aplicación de algoritmos específicos desarrollados para el caso, permitió obtener una matriz vectorial de las franjas deformadas por la acción termomecánica (Figura 6.14).

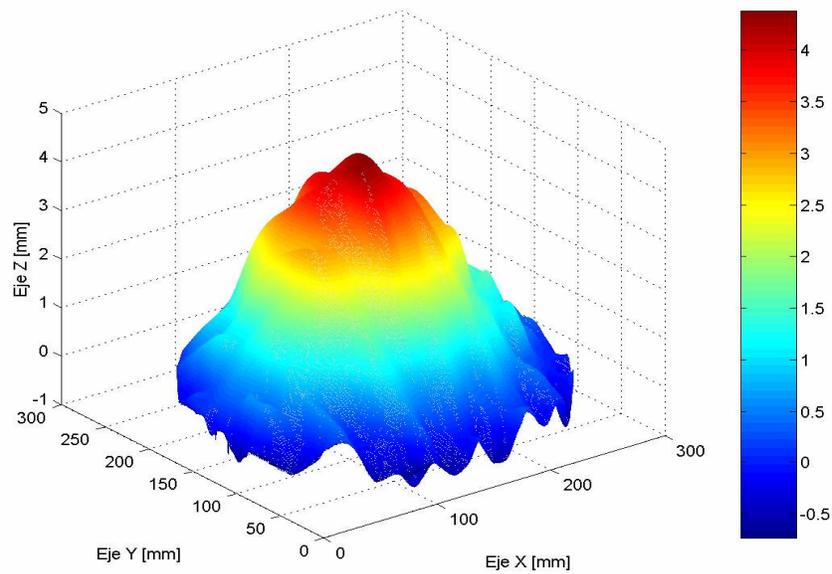


Figura 6.14 - Grafica 3D de las deformaciones termomecánicas de la placa.

Estos trabajos previos sobre medidas de deformación termomecánicas aplicado sobre una placa delgada de metal, nos permitieron adquirir experiencia para aplicar estas técnicas combinadas a fin de obtener las deformaciones termomecánicas de una antena cuando se le producía cierta variación térmica sobre una de las caras y poder detectar los desplazamientos termomecánicos producidos sobre la superficie de la misma.

### **6.3. 2 DETERMINACIONES DE DEFORMACIONES TERMOMECAÑICAS DE UNA SUPERFICIE REFLECTORA PARABOLICA**

Los instrumentales instalados en satélites, en muchos casos, quedan expuestos a las condiciones ambientales propias de su órbita. Es necesario simular todas las condiciones que el satélite va a enfrentar con el fin de analizar el comportamiento del mismo en el espacio. Las radiaciones de la energía solar pueden llegar a afectar a los instrumentos de las naves espaciales, por lo que se tienen en cuenta a la hora de diseñarlos y fabricarlos. Dicha energía puede elevar la temperatura del instrumental haciéndole variar sus características a la cual fueron diseñados y medidas en tierra.

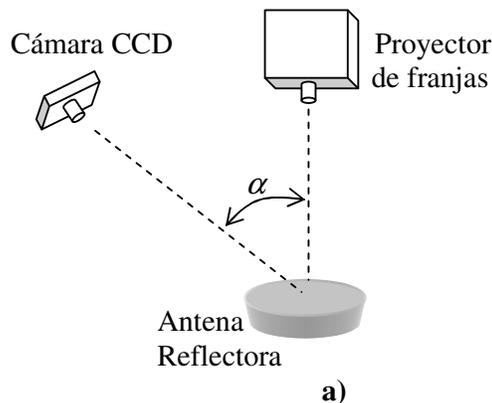
La tecnología actual no permite todavía una simulación informática fiable del comportamiento de los diferentes componentes constitutivos de los satélites, por lo que es todavía imprescindible el ensayo físico.

La simulación física de todo satélite se debe aproximar razonablemente a las condiciones reales en las cuales deberá funcionar. En el espacio, lejos de la superficie terrestre, la presión se encuentra alrededor de  $1 \times 10^{-13}$  mbar y la temperatura a la que se ve sometido el satélite (dependiendo de si recibe radiación solar directa o no) oscila entre valores de más de 650°K (casi 400°C) hasta 4°K (-169°C). La radiación solar directa se puede considerar constante en el tiempo, pero las radiaciones naturales de la Tierra y las reflejadas del Sol varían sensiblemente con la situación meteorológica así como la latitud y la altura sobre su superficie. Finalmente, a estas radiaciones de luz visible e infrarroja se añaden otras radiaciones electromagnéticas presentes en el espacio y flujos de partículas sin carga (meteoritos) de intensidad y velocidad variables.

Con la finalidad de efectuar un ensayo en similares condiciones térmicas de la órbita y poder analizar los correspondientes resultados, un modelo de antenas fue sometida a esfuerzos termomecánicos y sus deformaciones topográficas relativas fueron determinadas empleando Iluminación Estructurada Diferencial (IED), métodos de Perfilometría Moiré (PM) y Perfilometría por Transformada de Fourier (PTF) [46], [48].

#### **6.3.2.1 ILUMINACION ESTRUCTURADA DIFERENCIAL**

La experiencia adquirida con la placa plana (Sec. 6.3.1), aplicando métodos de Iluminación Estructurada (IE), se utilizó para analizar las características de un modelo de antena en condiciones térmicas cambiantes. El arreglo experimental es el mostrado en la figura 6.15 a) y b), el cual muestra un proyector binario de franjas y una cámara CCD que permite captar la imagen, para luego procesarlas digitalmente. El proyector y la cámara son ambos manejados en forma simultánea por una PC.



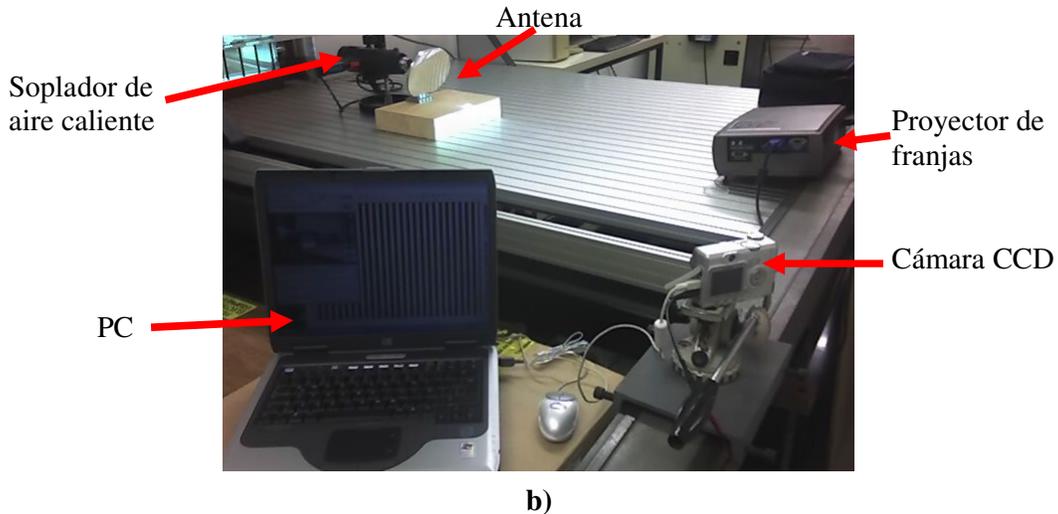


Figura 6.15 – Arreglo geométrico experimental utilizado para la proyección de franjas.

El ensayo se realizó sobre un modelo de antena a escala, que reproduce a la superficie reflectora offset parabólica toroidal (Figura 6.3 b), construido sobre aluminio con dimensiones de 130 mm x 180 mm x 6 mm.

El objetivo del arreglo experimental es analizar deformaciones termomecánicas de la superficie obteniendo un mapa digital de relieve, observando los cambios frente a los distintos estados térmicos, aplicando IED. El arreglo consta de un proyector digital de franjas paralelas, con período constante ( $p(x,y)$ ) sobre la superficie (Figura 6.16 a). Al proyectar estas franjas binarias sobre la superficie de la antena, como se observa en la figura 6.16 b), las mismas seguirán la topografía de la superficie produciendo una variación del período  $p(x,y)$ , como se expuso en la Sección 6.2.2.

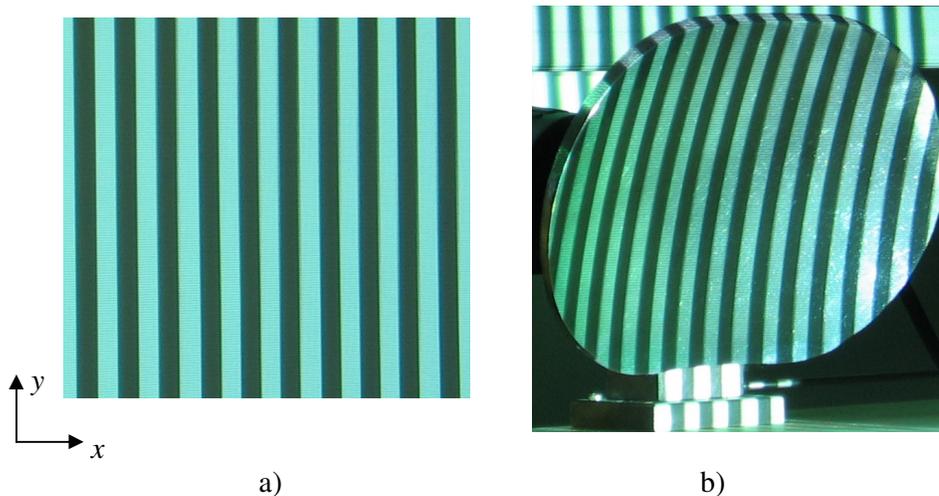
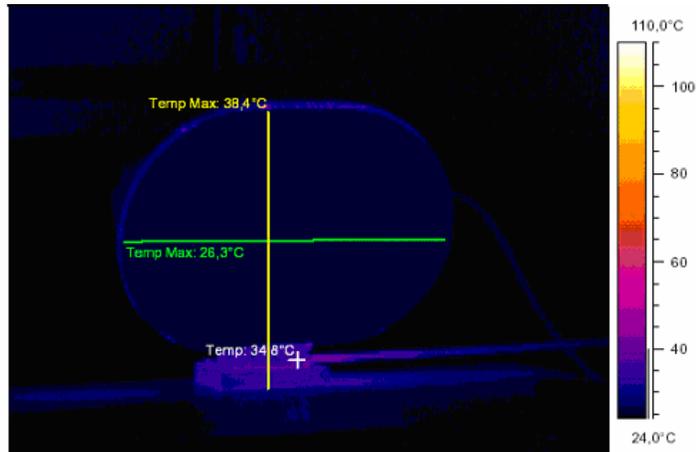


Figura 6.16- a) Proyección de franjas sobre superficie plana y b) Proyección de franjas sobre modelo de antena a escala sometida a ensayo.

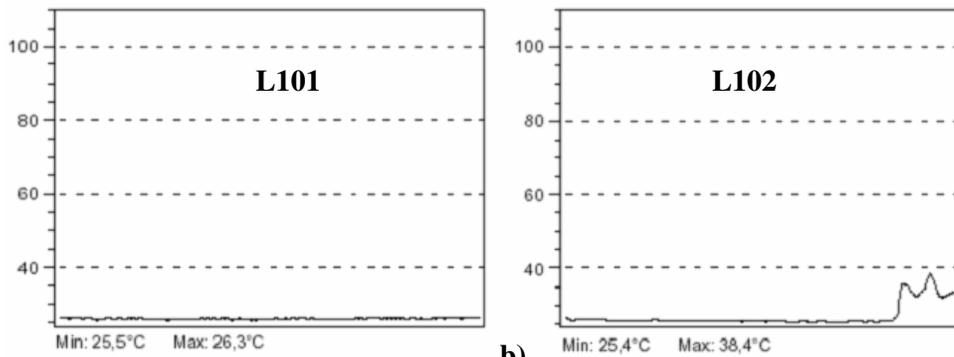
Los estados térmicos de la antena en estudio fueron logrados haciendo impactar aire caliente sobre la parte posterior de la misma. El ensayo se realizó con una temperatura inicial de 26,3° C, llegando a una temperatura máxima en la superficie reflectora de 47,8° C promedio en la parte central del reflector (estado final). El

gradiente térmico y la historia del calentamiento de la antena se determinaron por termografía infrarroja, a fin de detectar el instante en donde se observaba la mejor uniformidad térmica sobre la superficie. En la Figura 6.17 se ven las imágenes infrarrojas y del registro termométrico La figura 6.17 a) y b) corresponde a la situación inicial o de referencia donde la temperatura máxima del reflector es de 26,3°C y la de la base de 38,4°C. Las figuras 6.17 c) y d) muestran la situación final en la cual la temperatura máxima del reflector y de la base son 47,8°C y 109,2°C respectivamente.

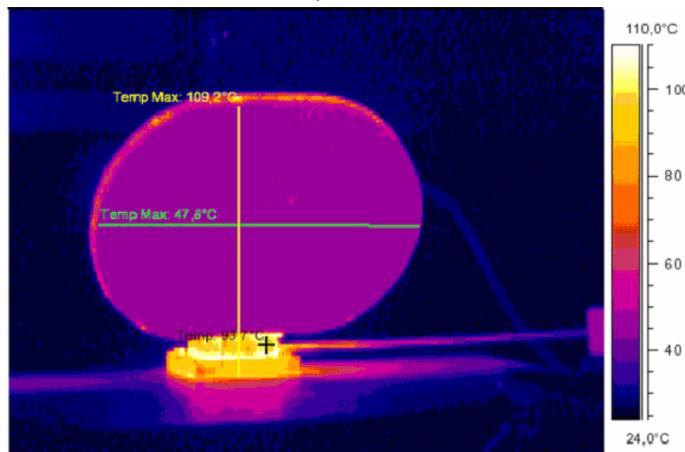
Los registros termométricos mostrados son de la línea central de la antena (L101) y la línea perpendicular a la zona central de la antena (L102).



a)



b)



c)

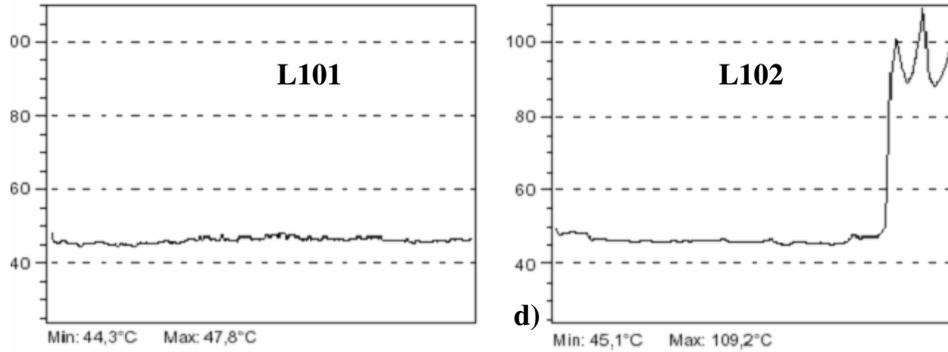


Figura 6.17 a) Imagen infrarroja de la antena a temperatura ambiente, b) termogramas de la antena a temperatura ambiente, c) imagen infrarroja de la antena a un temperatura de 47,8°C, c) y d) termogramas de la antena a la temperatura de 47,8°C.

Simultáneamente al ensayo térmico, sobre la superficie, se aplicó el método de iluminación estructurada a lo largo del ciclo de calentamiento (Figura 6.16 b). En forma secuencial sobre la variación térmica de la superficie reflectora, se fue captando la imagen de la proyección de franjas sobre la antena. Con una cámara CCD se capturó la imagen de las franjas proyectadas. Los corrimientos de fase de las mismas están relacionados a las deformaciones termomecánicas.

Las imágenes fueron procesadas sacando el centroide de las franjas de cada una en los distintos estados térmicos. En la figura 6.18 a) se observan los centroides de las franjas superpuestas del estado inicial y final, siendo las líneas negra los centroides de las franjas correspondientes a la antena a temperatura ambiente y en rojo cuando la antena es calentada. El sector ampliado en la figura 6.18 b) muestra la separación centroides de franjas producido por la deformación termomecánica, en los estados térmicos analizados.

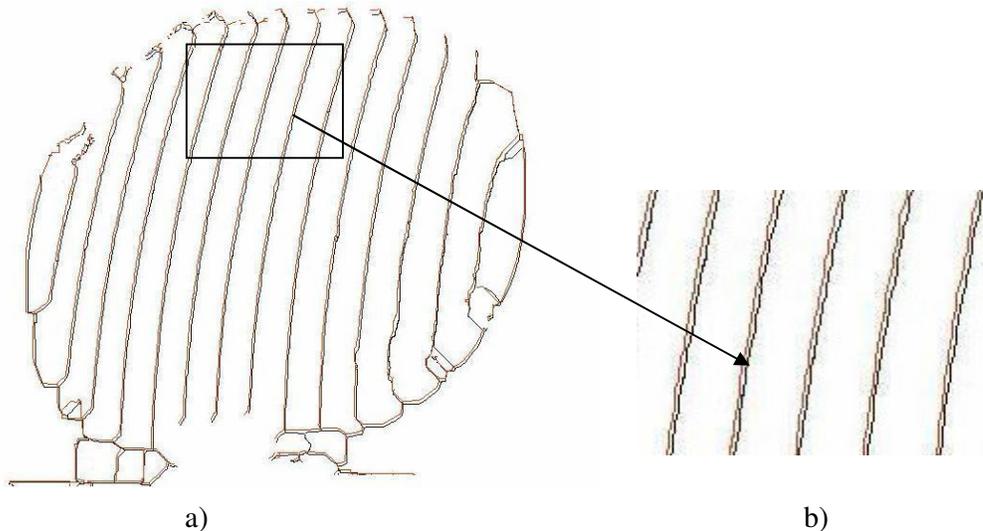


Figura 6.18 – a) Imágenes superpuestas de franjas procesadas en dos estados térmicos de la antena (inicial línea negra y final línea roja y b) zona ampliada.

Con este método se logra una descripción digital de la evolución térmica de la superficie, de gran importancia para interpretar los resultados. Superponiendo las imágenes de los distintos estados térmicos se puede extraer el desplazamiento entre líneas centroides, determinando las deformaciones topográficas relativas empleando el método de Iluminación Estructurada Diferencial (IED).

En la figura 6.19 se muestran las deformaciones topográficas relativas de los estados iniciales y finales, obtenidas procesando la figura 6.18 y aplicando IED.

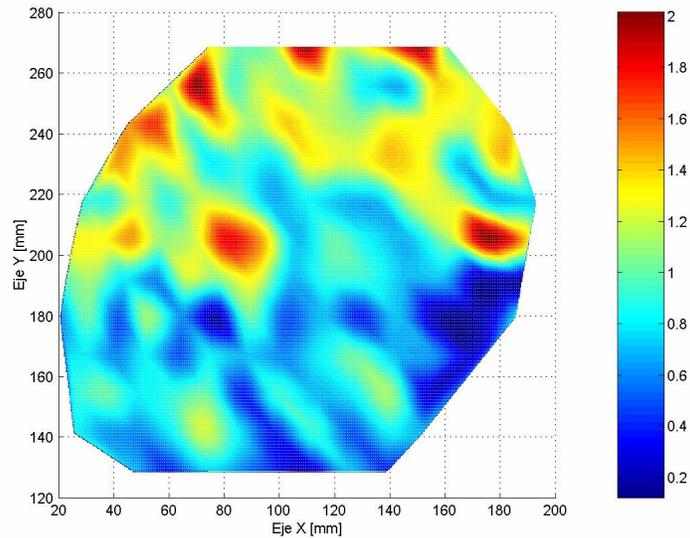


Figura 6.19 - Deformaciones topográficas relativas determinadas empleando Iluminación Estructurada Diferencial (IED).

Debido a la sujeción de la estructura en su parte central se observa (Figura 6.18 a) y 6.19) que la mayor deformación se produce en el borde superior de la antena.

Vale señalar que este método es de muy buena utilidad si se quisiera ensayar la antena en cámaras de vacío, a fin de experimentar los efectos termomecánicos que soportaría la superficie en condiciones similares a las de su órbita.

### **6.3. 2.2 METODO DE PERFILOMETRIA MOIRE**

A fin de determinar los resultados por otro método se trabajó sobre la imagen superpuesta de las franjas correspondiente a los dos estados térmicos, se efectuó una Perfilometría de Moiré (PM).

La PM es una variante de la IE; la grilla Ronchi proyectada sobre la superficie de la antena se observa a través de otra grilla. La correlación entre la deformación entre ambas grillas genera una figura de *Moiré* que hereda información de la topografía de la antena.

La figura 6.20 muestra la PM realizada sobre una de los barridos horizontales de la imagen procesada de la figura 6.18 a).

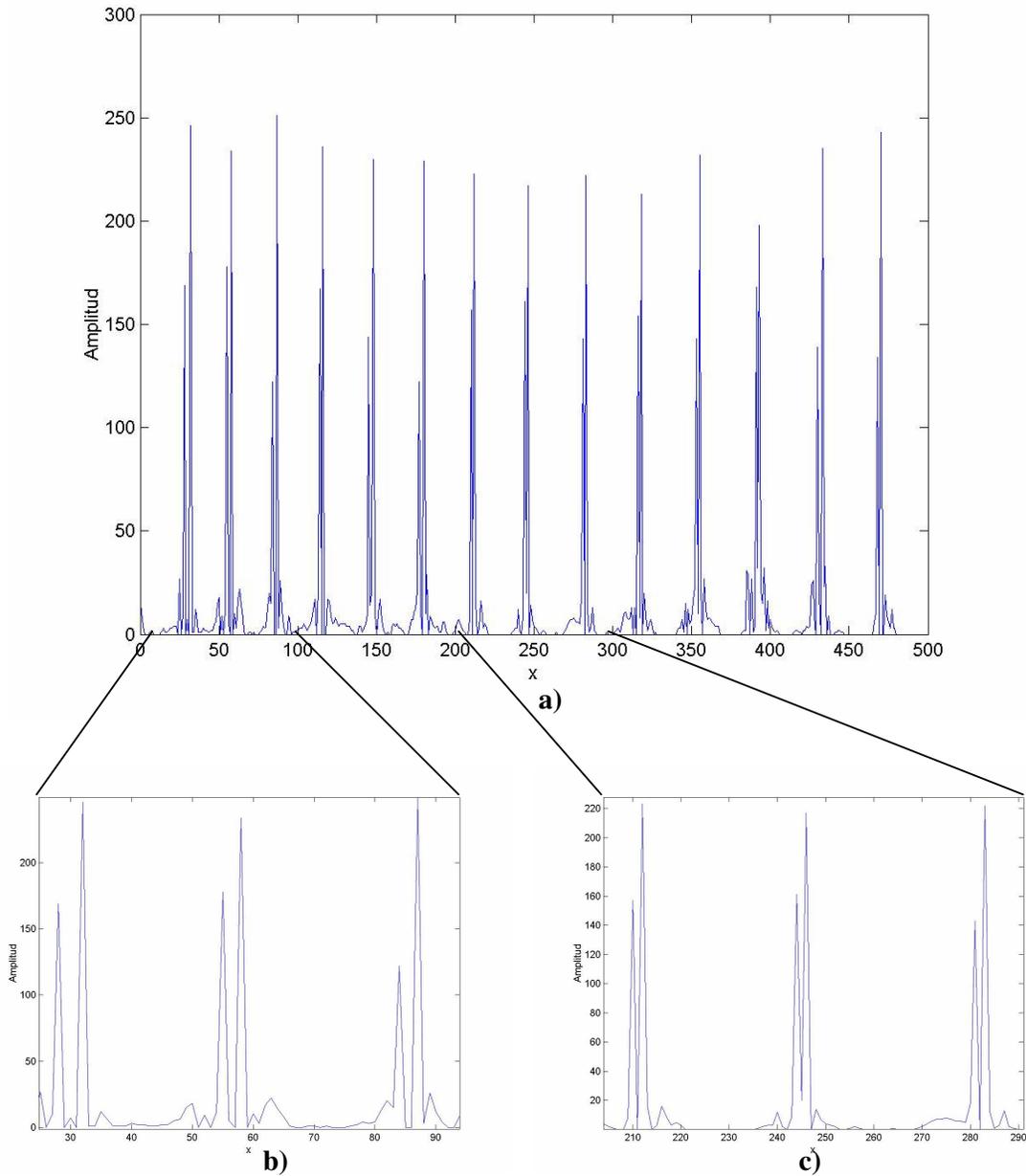


Figura 6.20 – a) Perfilometría Moiré de franjas superpuestas de los estados térmicos ensayados de mitad de antena, b) borde de la antena ampliado y c) sector central ampliado.

Hemos visto que para poder procesar convenientemente la imagen se dieron dos colores a las imágenes de las franjas tomadas en cada estado térmico (negro estado inicial y rojo estado final), de tal forma de poder identificarlas al superponerlas en el perfil, por su amplitud. Del análisis de la figura 6.20 podemos ver que en las zonas centrales en donde se encuentra la sujeción de la antena (Figura 6.20 c) las franjas están menos espaciadas y habiendo menor desplazamientos por temperaturas, si analizamos el extremo (Figura 6.20 b) vemos que el desplazamiento de los picos es mayor debido a la separación entre las franjas producto del desplazamiento termomecánico.

**6.3.2.3 PERFILOMETRIA POR TRANSFORMADA DE FOURIER**

La Perfilometría por Transformada de Fourier (PTF) aplicada a las imágenes de las franjas proyectadas sobre la antena siguiendo los sucesivos esfuerzos termomecánicos, permite determinar las variaciones de las frecuencias espaciales de los sistemas de franjas, lo que caracteriza las deformaciones de la antena.

Vimos en la ecuación 6.3 que la rejilla de referencia puede expresarse por:

$$f(x, y) = a(x, y) + b(x, y) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{p} x\right), \tag{6.21}$$

donde por comparación con interferometría,  $a(x,y)$  representa el nivel de iluminación de fondo y  $b(x,y)$  la visibilidad o contraste de las franjas. Esta ecuación representaría la función PM graficada en la figura 6.18. Si utilizamos la información contenida en la PM mostrada en la figura 6.20 a) para efectuar la PTF [49], tendremos:

$$\mathfrak{F}[f(x, y)] = F(u, v) = A(u, v) + B(u, v), \tag{6.22}$$

donde  $\mathfrak{F}$  representa el operador de la transformada de Fourier. El primer termino  $A(u, v) = \mathfrak{F}[a(x, y)]$  son las componentes del término de iluminación de fondo cuyas frecuencia son bajas, es decir, su variación espacial es casi nula, y  $B(u, v) = \mathfrak{F}\left[b(x, y) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{p} x\right)\right]$  son los términos de mayor frecuencia en la serie de Fourier de la ecuación 6.21, y aparecen centrados en las frecuencias espaciales  $u_o, 2u_o, 3u_o,$  etc., siendo  $u_o$  la frecuencia espacial fundamental de la señal que se está analizando.

En la figura 6.21 se puede observar la PTF que se efectuó sobre el gráfico perfilométrico mostrada en la figura 6.20 a).

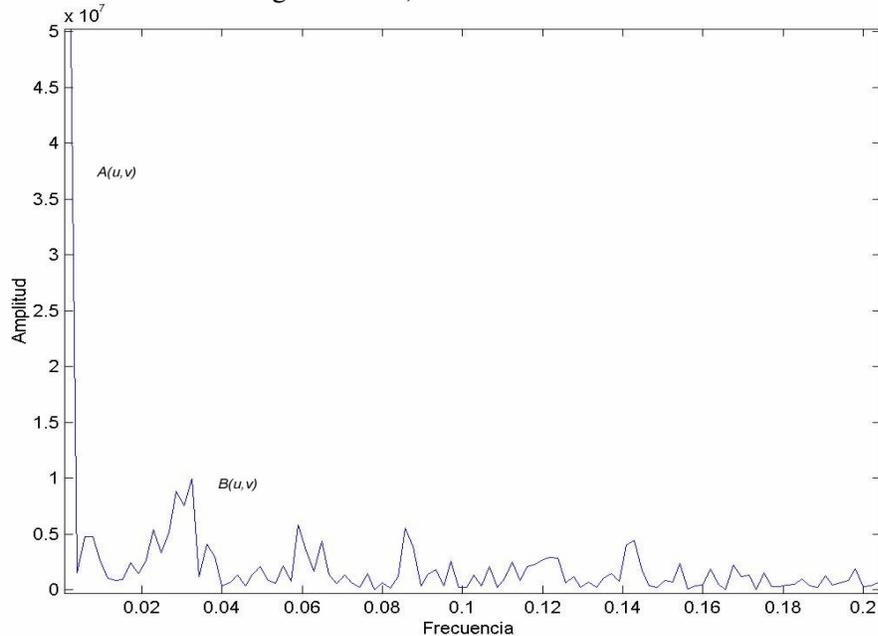


Figura 6.21 - Perfilometría horizontal de la Transformada de Fourier de la figura 6.20 a)

Como es lógico, la mayor información se encuentra centrada en las frecuencias espaciales bajas, ya que el período de los perfiles corresponde a esa banda.

La frecuencia espacial fundamental  $u_o$ , la de mayor amplitud, en ambos casos (frecuencia  $u_o=0,03$ ) es producida por la separación entre franjas. También se pueden observar los armónicos (frecuencia entre 0,05 y 0,1) que producen los picos que prosiguen al mismo, como se puede observar en los dos espectros ( $2u_o$ ,  $3u_o$ , etc.). El mayor ancho espectral de los picos de la fundamental (Figura 6.21) es producida porque en la PM posee dobles picos con similares período producido por el desplazamiento de las franjas por el efecto térmico.

#### **6.4 EFECTO DE LAS VARIACIONES TERMOMECAÑICAS SOBRE LAS CARACTERÍSTICAS DE LA ANTENAS**

Extrayendo los valores de deformación máxima de cada estado térmico registrado, hemos realizado la gráfica de la evolución de la deformación termomecánica máxima de la superficie de antena, cuando se la somete a variaciones térmicas (Figura 6.22).

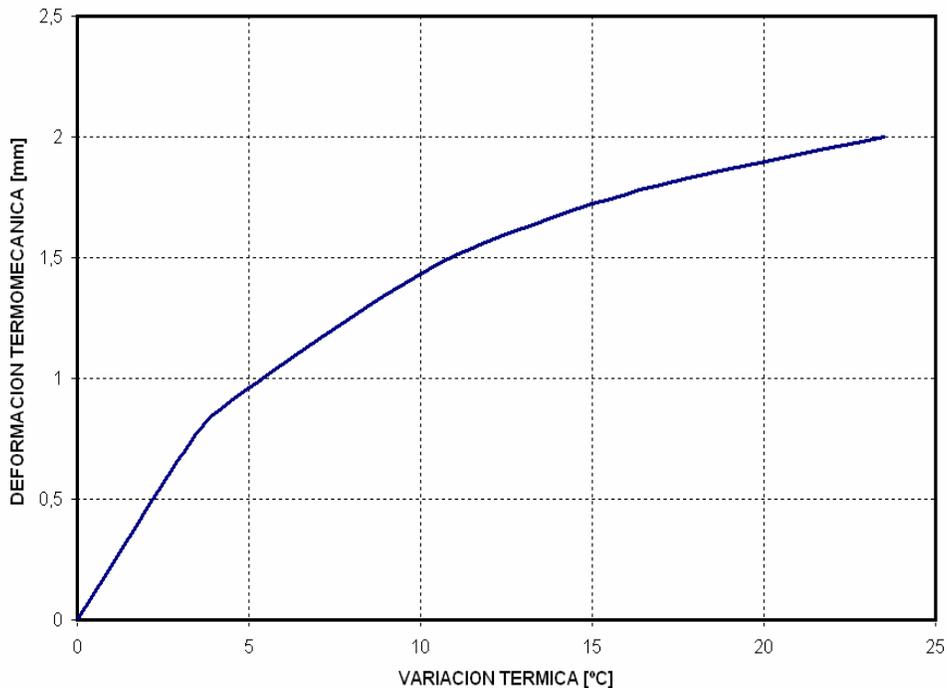


Figura 6.22 – Evolución de las deformaciones térmicas.

Aunque las condiciones ambientales no son las orbitales, ya que los ensayos no se realizaron utilizando cámaras de vacío, estos ensayos experimentales son de utilidad para estudiar los efectos de deformaciones termomecánicas en las antenas y sus implicancias sobre las características de la antena y del radiómetro.

Si consideramos a las deformaciones termomecánicas como desviaciones de la superficie y como se vio en la Sección 3.5 consideramos a las variaciones de estructuras influyendo sobre las características de la antena como una variación de la ganancia a través de la eficiencia de error de superficie ( $\eta_e$ ) dada por la ecuación 3.41 como:

$$\eta_e = e^{-\left(\frac{4\pi t}{\lambda}\right)^2}, \quad (6.23)$$

donde  $t$  es el error rms de la superficie con respecto a la ideal, y que en este caso son las deformaciones termomecánicas.

Luego la ganancia total de la antena se ve afectada a través de la eficiencia de apertura ( $\eta_a$ ) (ecuación 3.35 y 3.40), siendo esta eficiencia directamente proporcional a la eficiencia de error de superficie ( $\eta_e$ ). Luego.

$$G = \left(\frac{\pi \cdot D}{\lambda}\right)^2 \eta_a, \quad (6.24)$$

donde vemos que la ganancia es función de la eficiencia de apertura ( $\eta_a$ ), también depende del diámetro de antena ( $D$ ) y de la longitud de onda ( $\lambda$ ).

En la figura 6.23 vemos las graficas, para 23,8 GHz y 36,5 GHz, de las variaciones de ganancia ( $\Delta G$ ) en función de la desviación rms de la superficie con respecto a la ideal ( $t$ ).

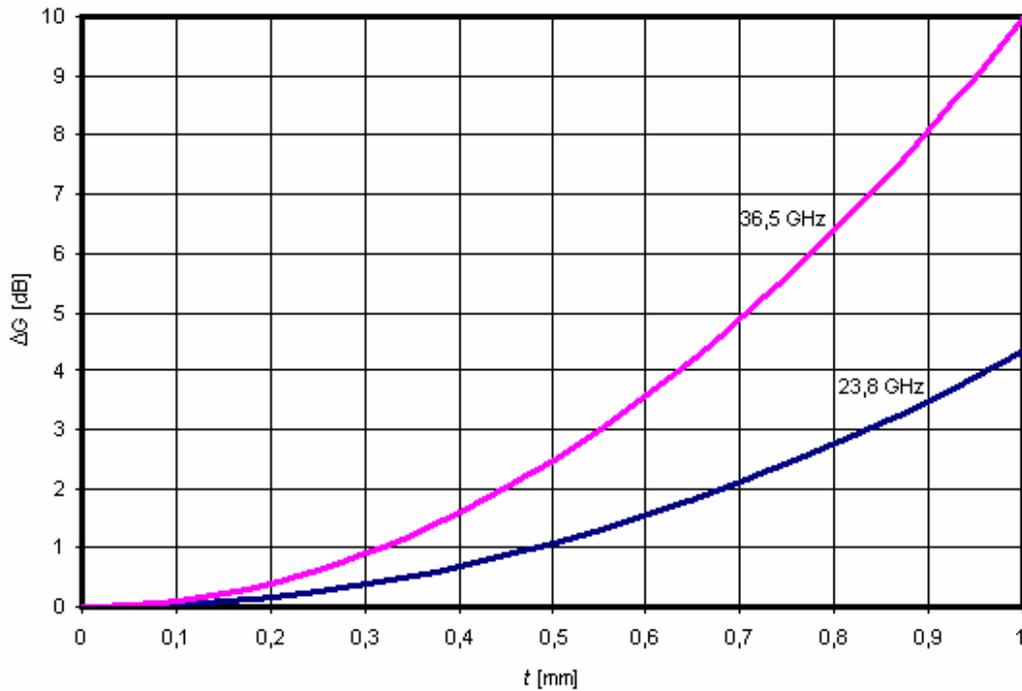


Figura 6.23 – Variaciones de ganancia de antena en función de las desviaciones de la superficie reflectora de la ideal.

Es posible indicar que las variaciones de ganancia afectarán en forma directa la sensibilidad total del sistema (ecuación 3.115), deteriorando los requerimientos del radiómetro.

Supongamos el caso en donde las desviaciones producen un desplazamiento de la superficie sin afectar la topografía de la misma, conservando sus propiedades reflectoras, el efecto termomecánico afectará a la dirección del haz principal (Figura

6.23). Esto sería similar a un efecto de *coma*, producido por un desplazamiento del alimentador principal de la posición focal.

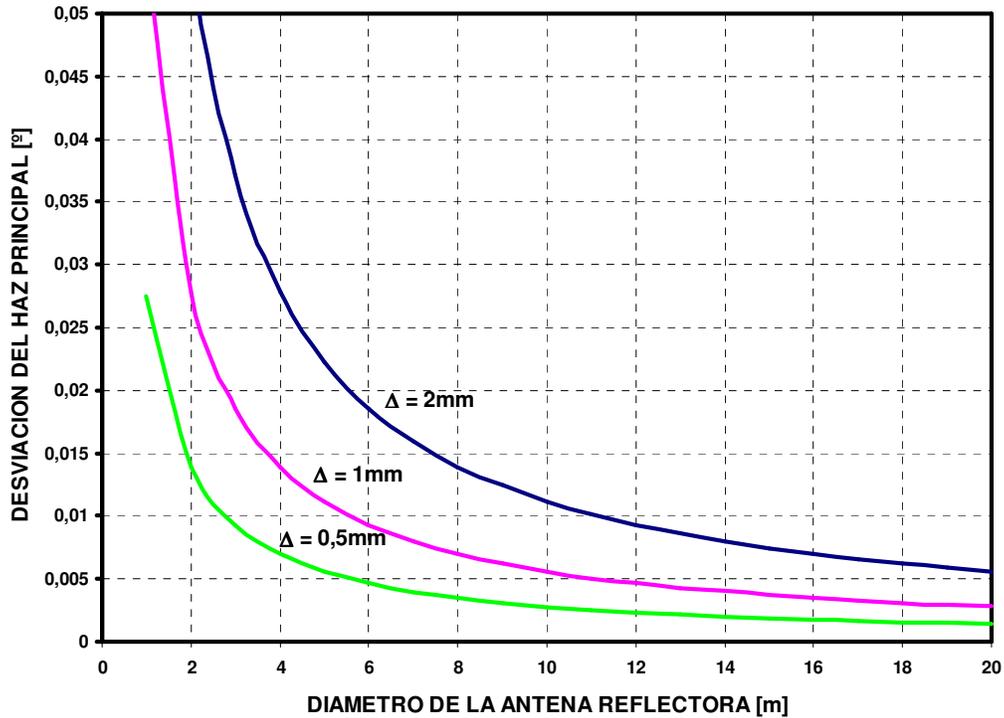


Figura 6.24 – Desviación del haz principal en grados en función del diámetro de la antena para desviación de la superficie en forma uniforme ( $\Delta$ ).

Como se observa en la figura 6.23, la desviación del haz principal va a depender del diámetro de la antena y no es dependiente de la frecuencia.

Haciendo el análisis para una desviación de la superficie en forma uniforme de  $\Delta = 2$  mm (valor máximo obtenido en nuestros ensayos termomecánicos), para antenas de diámetro pequeño tendremos una desviación del haz principal mayor de 0,05°.

# CAPITULO 7

# MEDIDAS Y RESULTADOS

En este capítulo se analizarán los detalles de las medidas electromagnéticas del modelo experimental de la antena reflectora y se evaluarán los resultados evaluando medidas efectuadas del diagrama de irradiación en campo lejano y en campo cercano.

Además se efectuará un análisis comparativo de la posición del haz para cada alimentador, analizando resultados obtenidos de las mediciones, valores determinados con modelos matemáticos y los determinados a través de simulaciones.

## 7.1 DISEÑO DE ANTENA DE HACES MULTIPLES ASIMETRICOS

A fin de evaluar y validar los análisis y modelos matemáticos desarrollados en los capítulos anteriores, se utilizará el diseño de un modelo de antena experimental del tipo offset toroidal multihaz, similar a la que será utilizada para radiómetros en banda Ka y K, de una futura misión satelital. El objetivo de la misión es observar la Tierra en banda L y en las bandas K y Ka en forma simultánea en la misma zona (Cobertura total), con una resolución de ocho haces (Figura 4.21), con la finalidad de estudiar parámetros geofísicos de la corteza terrestre.

La zona iluminada por el satélite (pisada) tendrá la disposición mostrada en la Figura 7.1 [5]. Los haces de los radiómetros en banda K y Ka efectúan observaciones por delante y por detrás de la trayectoria del satélite. Los radiómetros recolectan señal de los haces de las antenas a fin de efectuar observaciones simultáneas en la zona de cobertura total (Figura 4.21).

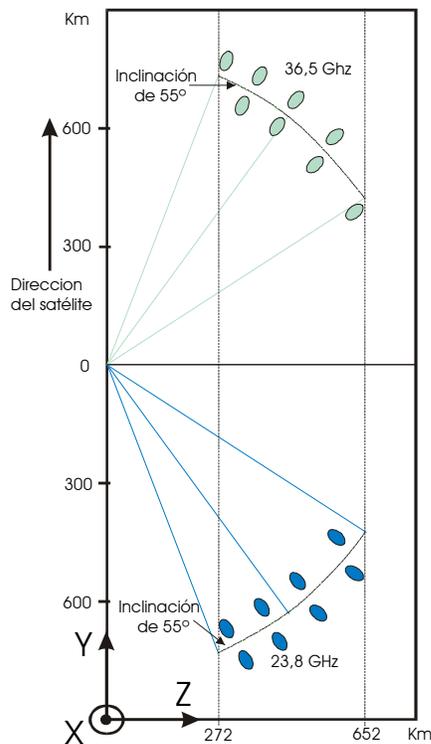


Figura 7.1 - Vista superior de pisadas del MWR.

Según lo visto en la Sección 4.5.2, la posición del satélite respecto a la zona a iluminar, dado por los requerimientos, producen una asimetría en los haces que deberá generar la antena [35], [38]. Para determinar la posición de cada alimentador, se partió estudiando los requerimientos de las pisadas. Como se observa en la figura 4.21 y 7.1, la posición de las pisadas es dependiente del ángulo de inclinación y del azimut del haz. Algoritmos apropiados de cálculo permitieron extraer los ángulos entre haces de antena, lo que permitió determinar la posición de cada alimentador. Problemas de interferencia mecánicas, en este caso particular, impiden instalar los ocho alimentadores en línea.

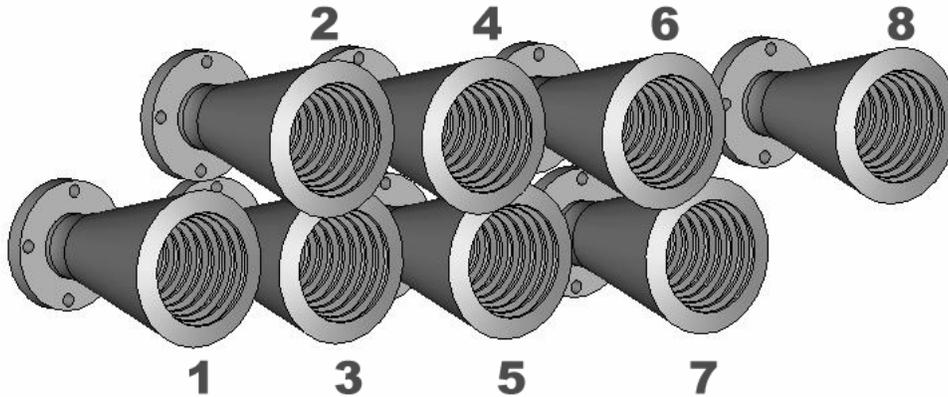


Figura 7.2 – Disposición de los ocho alimentadores en función de los requerimientos de las pisadas.

La solución elegida <sup>(44)</sup> para la disposición de los alimentadores, como vimos en el Capítulo 5 Sección 5.1.1, fue alinear cuatro alimentadores en la parte superior (alimentadores pares) del arco focal  $\Omega$  y cuatro en la parte inferior (alimentadores impares), cada grupo en planos diferentes (Figuras 7.2). Ambas filas de bocinas están dispuestas equidistantes del arco focal. Para simplicidad del diseño, el eje central de la parábola  $\hat{z}_f$  coincide con el centro geométrico de la disposición de los alimentadores mostrados en la figura 7.2.

## **7.2 SIMULACIONES DE ANTENA DE HACES MULTIPLES ASIMETRICOS**

Debemos destacar que las simulaciones y las mediciones experimentales del sistema de antena reflectora offset toroidal multihaz de este trabajo, fueron realizadas a la frecuencia de 36,5 GHz, por ser la frecuencia mas critica de las bandas en estudio, sobre una superficie reflectora de 360 x 530 mm.

Las simulaciones del sistema se efectuaron utilizando un software electromagnético comercial. Este software es una herramienta que es utilizada en el análisis de campos electromagnéticos de estructura en 3D. En la figura 7.3 se observa el modelo de desarrollo graficado con el software para obtener los resultados de las simulaciones [39-42].

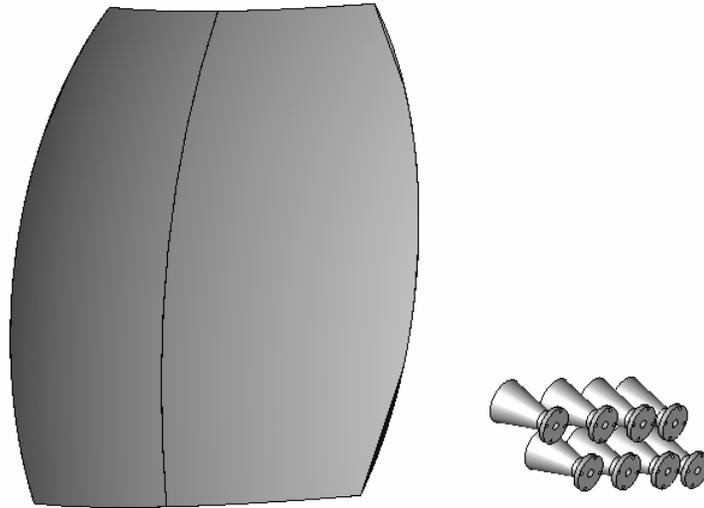


Figura 7.3 - Sistema de antena de desarrollo modelado en el FEKO.

El diseño de simulación de antena está basado en la solución de las ecuaciones de Maxwell utilizando el Método de Momentos (MoM) y de Óptica Física (PO). La puesta en práctica híbrida de los dos métodos MoM/PO es ideal para estos sistemas, utilizando el Método de Momentos sobre el alimentador, mientras que el reflector se trata con Óptica Física (PO).

Los métodos de simulación deben dividir el espacio en celdas. A fin de lograr buena exactitud en los resultados, esta celda, deben ser del orden de  $\lambda/10$ . El aumento de este margen hace que los tiempos de cómputos aumenten considerablemente. Las dificultades encontradas para simular grandes estructuras, como sucede en esta antena, fueron problemas de tiempos de procesamientos y de capacidad del sistema. Una de las posibilidades de este software es sustituir el alimentador por una apertura que equivale a una fuente en campo cercano o puede ser substituido por un patrón de radiación equivalente del campo lejano. Estas técnicas pueden reducir los recursos de cómputo requeridos perceptiblemente.

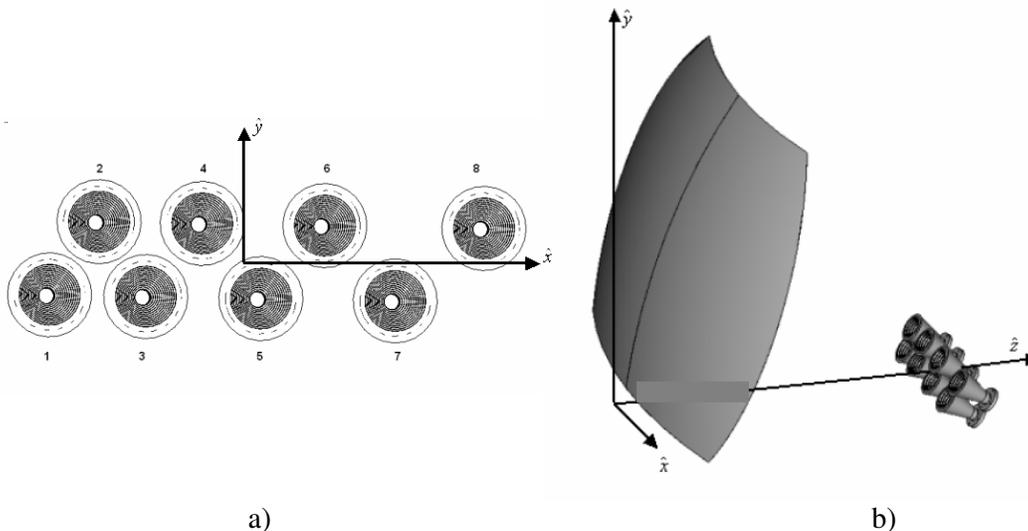


Figura 7.4 - Posición de referencia según los ejes de coordenadas, a) de los alimentadores visto de frente y b) del sistema completo.

Como se ha expresado anteriormente, se evaluará un modelo de desarrollo similar al de una futura misión satelital, en la que se ha dispuesto a los alimentadores referenciada a los ejes  $xyz$  como se observa en la Figura 7.4 a) y b).

El análisis de interés de este trabajo, de antena reflectora con haces múltiples asimétricos, era lograr expresiones matemáticas que permitan ubicar al alimentador según los requerimientos que exijan las pisadas y que fue tratado en el desarrollo teórico de la Sección 5.1.2. El objetivo será validar las expresiones matemáticas que determinen, en estos casos particulares de haces asimétricos, los ángulos azimutal ( $\phi$ ) y de elevación ( $\theta$ ) de la dirección del máximo del haz principal en función de los datos de la posición de las coordenadas  $xyz$  de los alimentadores. Esto permitirá determinar la posición física de una disposición asimétrica de alimentadores para cumplir con los requerimientos de las pisadas.

### 7.3 POSICION DE LOS ALIMENTADORES

#### 7.3.1 SOLUCION NUMERICA

Como se planteó en la Sección 5.2, la ubicación de las pisadas (Figuras 4.21, 4.22 y 7.1) fue estudiada con el objetivo de determinar la posición angular teórica de cada haz que debía generar cada alimentador. Los valores de los ángulos teóricos de la Tabla 7.1, fueron determinados con algoritmos apropiados considerando al satélite en una órbita paralela al ecuador, situación geoméricamente equivalente al problema a estudiar. Los desarrollos y cálculos para esta problemática no son parte de este trabajo.

Tabla 7.1 - Información teórica angular de la posición de las pisadas.

ALIMENTADORES	$\theta_T$ [°]	$\phi_T$ [°]
Alimentador 1	53	-12,00
Alimentador 2	57	-9,5
Alimentador 3	53	-6,63
Alimentador 4	57	-3,71
Alimentador 5	53	0,43
Alimentador 6	57	3,17
Alimentador 7	53	7,21
Alimentador 8	57	12,00

El valor de diferencia entre los ángulos de elevación, calculados teóricamente con el modelo numérico para las dos filas de alimentadores debe ser:

$$\Delta\theta_T = 4,5^\circ .$$

Usando simulación y los ángulo teórico de elevación y azimut ( $\theta$  y  $\phi$ ) dado en la Tabla 7.1, se determinaron las coordenadas de los centros de fase de cada alimentador (Tabla 7.2) en nuestro sistema de antena.

Tabla 7.2- Coordenadas de los centros de fase de cada alimentador.

FEEDERS	x [mm]	y [mm]	z [mm]
Alimentador 1	-88,1	-18	350
Alimentador 2	-69,1	18	350
Alimentador 3	-48,8	-18	350
Alimentador 4	-27	18	350
Alimentador 5	3,2	-18	350
Alimentador 6	23,1	18	350
Alimentador 7	53,1	-18	350
Alimentador 8	88,1	18	350

Para simular los valores determinados en la Tabla 7.2, se utilizó un reflector offset toroidal (Figura 7.3) con un diámetro de 350 mm y una relación distancia focal a diámetro igual a la unidad ( $f/D=1$ ), a fin de lograr un haz de aproximadamente  $2^\circ$ .

Se puede demostrar con OG, que a igual relación diámetro de reflector ( $D$ ) a desplazamiento sobre el eje  $x$  de alimentador (relación  $D/x$ ), tendremos igual ángulo de azimut ( $\phi$ ) en reflectores de distinto diámetro.

### 7.3.2 FORMULACION UTILIZANDO OPTICA GEOMETRICA

Según los desarrollos efectuados en la Sección 5.1.2, hemos visto que haciendo aproximaciones esféricas a las superficies esféricas se logran las expresiones como las ecuaciones 5.13 y 5.54, con las cuales podemos determinar la dirección máxima del diagrama de irradiación en azimutal ( $\phi$ ) y de elevación ( $\theta$ ) en función de la posición de los alimentadores. Luego recordemos que:

$$\Delta\theta = \Delta\theta_{OG} \cong \frac{|\Delta y| \cdot \cos \delta \cdot \sin^2 \delta}{2f(1 - \cos \delta)}, \quad (7.1)$$

$$\phi = \phi_{OG} \cong \frac{x}{\sqrt{r^2 - x^2} - \frac{r}{2}}. \quad (7.2)$$

Para el caso de la expresión 7.2, adoptaremos como:

$$r \cong a = f + d, \quad (7.3)$$

luego:

$$\phi_{OG} \cong \frac{x_i}{\sqrt{a^2 - x_i^2} - \frac{a}{2}} \quad \text{donde} \quad i = 1, 2, \dots, 8, \quad (7.4)$$

donde  $(x_i, y_i)$  es la posición de cada alimentador sobre el arco focal (i-par),  $(x_i, y_2)$  son la posición de los alimentador por debajo del arco focal (i-impar),  $\phi_{GO}$  es el ángulo de azimut para cada alimentador,  $\Delta y = |y_2 - y_1|$  es la separación entre alimentadores pares e impares y  $\Delta\theta_{OG}$  es el ángulo de elevación entre ambas líneas de alimentadores.

Recordemos que  $r$  es el radio de cada perfil esférico (Figura 5.10) y  $a$  es la separación entre el vértice  $V$  con el punto  $A$  (Figura 5.7), que es la intersección entre el eje de rotación  $\hat{k}$  y el eje  $\hat{z}$ .

La aproximación de la ecuación 7.3 dio resultados aceptables y fueron comparados con valores experimentales, como se verá a continuación. Esto expresa que la superficie estudiada, al no ser esférica en las dos direcciones, se comporta en ondas milimétricas como una superficie con un radio de curvatura mayor que el que posee realmente.

Con las expresiones 7.1 y 7.4 y las posiciones de los alimentadores expresadas en la Tabla 7.1, se determinó la posición angular utilizando el modelo matemático (Tabla 7.3).

Tabla 7.3 - Posición angular azimutal de los haces de antenas determinadas con el modelo matemático utilizando OG.

ALIMENTADOR	$\phi_{OG}$ [°]
Alimentador 1	-12,36
Alimentador 2	-9,71
Alimentador 3	-6,86
Alimentador 4	-3,80
Alimentador 5	0,45
Alimentador 6	3,25
Alimentador 7	7,47
Alimentador 8	12,36

El valor de diferencia entre los ángulos de elevación calculados con el modelo matemático (ecuación 7.1) para las dos filas de alimentadores será:

$$\Delta\theta_{OG} = 4.5^\circ. \tag{7.5}$$

#### 7.4 MEDIDAS DEL MODELO DE DESARROLLO

El modelo de desarrollo fue construido con una máquina de control numérico, como se detalló en la Sección 6.1. El modelo final del sistema completo se muestra en la figura 7.5

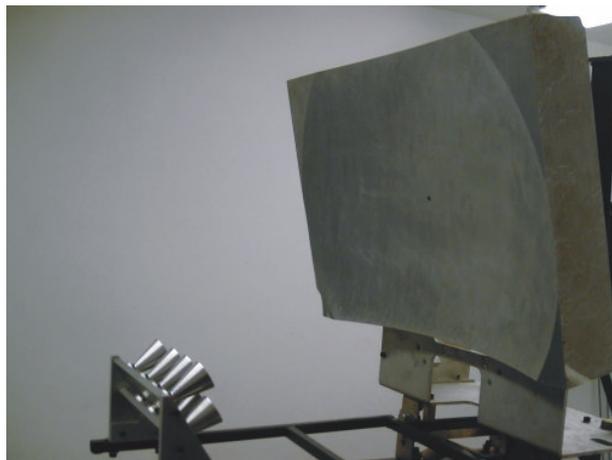


Figura 7.5 - Modelo de antena experimental de desarrollo para la frecuencia de 36,5 GHz, con una superficie reflectora de 360 x 530 mm.

En la figura 7.6 nos muestra la disposición de los alimentadores instalados en forma asimétrica a ambos lados del arco focal.



Figura 7.6 - Fotos de disposición de los ocho alimentadores.

El comportamiento electromagnético de la antena fue medido para los ocho alimentadores. Cada uno fue medido en forma individual para evaluar su comportamiento montado sobre el sistema reflector. Se realizaron medidas en campo lejano y medidas de campo cercano de los diagrama de irradiación a fin de evaluar y validar el diseño del modelo construido.

#### **7.4.1 MEDIDA EN CAMPO LEJANO**

La medida del diagrama de irradiación de campo lejano en el espacio libre fue realizada en la frecuencia central de funcionamiento (36,5 GHz), utilizando técnica de punto a punto (Figura 7.7). Si  $D$  es la apertura de la antena, la distancia mínima de campo lejano es igual a  $2 D^2/\lambda$ , correspondiente en este caso a un valor mayor a 30 metros.



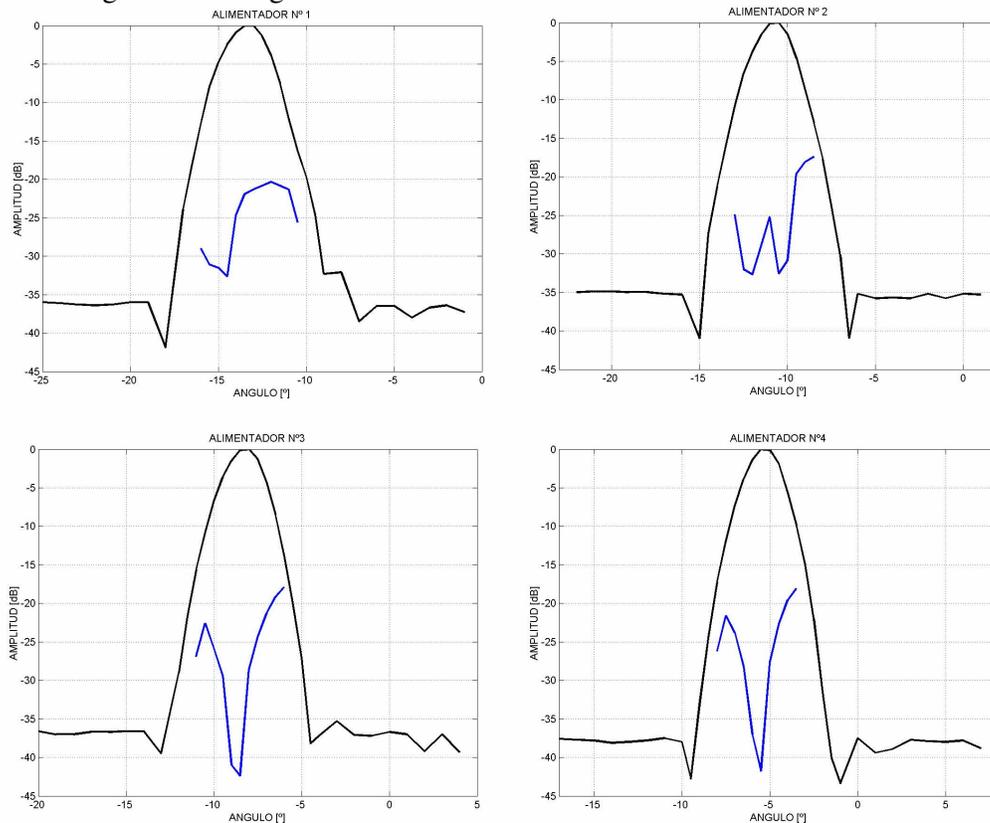
Figura 7.7 - Medida de antena experimental en campo lejano en el espacio libre.

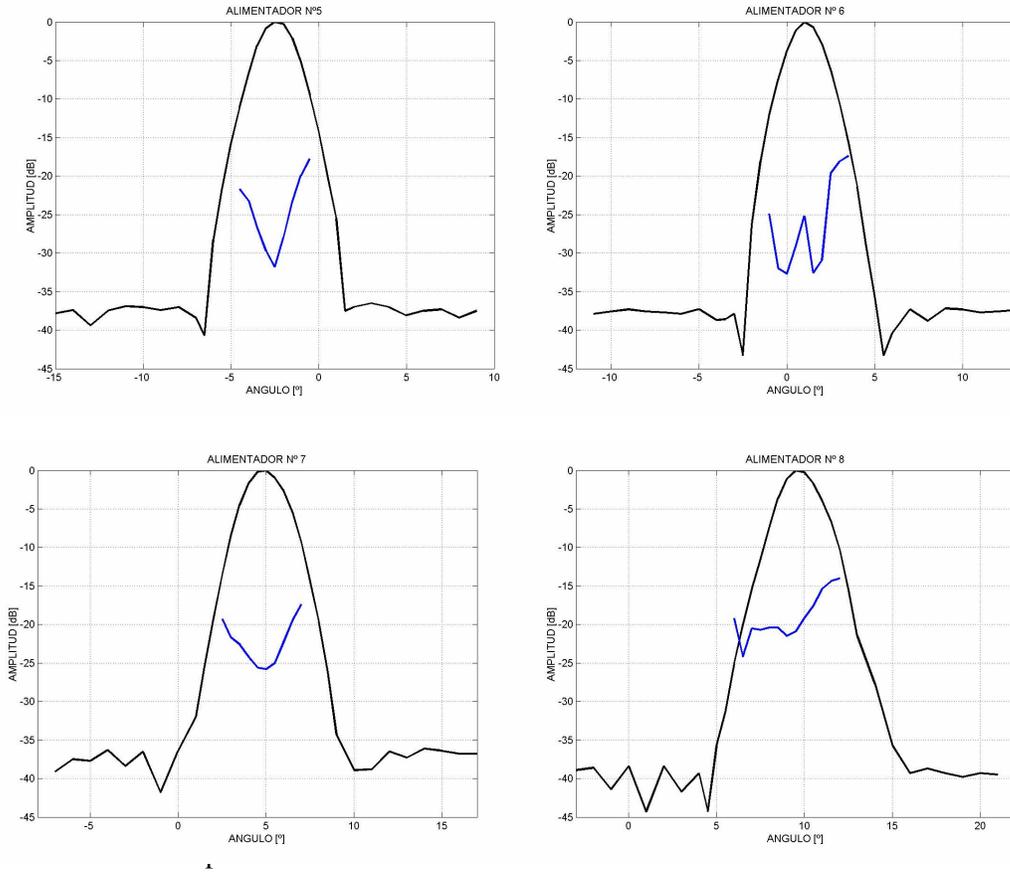
Como vimos en el Capítulo 3, las características de lóbulos laterales y de polarización, son datos de importancia en radiómetros polarimétricos de detección remota. Para analizar estos parámetros del modelo de antena multihaz, como se observa en la figura 7.9, se midió y efectuó el diagrama de irradiación copolar (CP) de los alimentadores en forma individual y su correspondiente diagrama cross-polar o contrapolar (XP). Con la diferencia entre ambos diagramas se puede determinar el rechazo de polarización (RPL). Vale señalar que para efectuar las medidas CP y XP en forma simultánea, los alimentadores fueron acoplados a un separador de polarización u orthomode transducer (OMT) comercial, como se observa en la figura 7.8.



Figura 7.8 – Alimentador acoplado a OMT.

Figura 7.9 - Diagramas CP-XP de antena multihaz de ocho alimentadores.





El alimentador se acopla al OMT a través de una guía de onda circular tipo A-2 con un flange UG-381/U. El OMT que se muestra en la figura 7.8 es marca QUINSTAR, modelo QWO-36AMA, con salida a rectangular WR-28 con flange UG-599/U. A las salidas del OMT se le acoplaron dos adaptadores de guía de onda a coaxial de la misma marca modelo QWA-28, con conectores de 2,4mm.

Las medidas fueron realizadas utilizando polarización lineal. El barrido angular se efectuó en azimutal ( $\phi$ ), con una rotador con una resolución del minuto de arco. En color negro vemos el diagrama de irradiación individual CP de cada alimentador montado en su posición sobre el reflector offset toroidal y en color azul apreciamos el diagrama XP correspondiente (Figura 7.9). Se puede observar que los lóbulos laterales de los haces están atenuados en un valor mucho mayor que 20 dB, mientras que el rechazo de polarización es mayor que 20 dB prácticamente en todo el ancho del haz principal. Como medidor de amplitud del diagrama se utilizó un medidor de potencia marca Agilent, modelo E4417A.

De los datos experimentales del diagrama copolar se pudo determinar que las variaciones de ganancia entre los ocho alimentadores varían en  $\pm 1,25$  dB, mientras que para las simulaciones el valor obtenido fue de  $\pm 0,4$  dB.

Para verificar el comportamiento de los modelos de antenas en función de la frecuencia, también se efectuaron medidas de impedancia del sistema con un Analizador de Redes Vectorial marca Agilent, modelo E83663B. Los resultados obtenidos son

valores de la Relación de Onda Estacionaria (ROE), valores menores que 2 sobre un ancho de banda de 1 GHz (Figura 7.10).

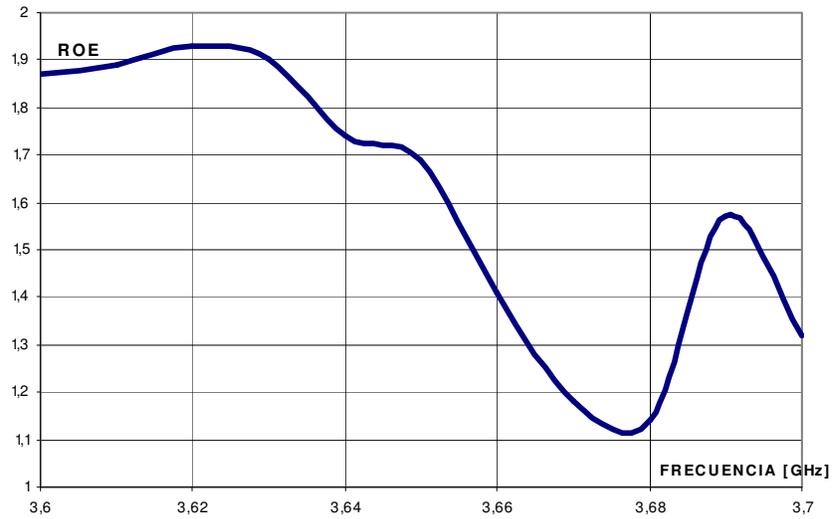


Figura 7.10 – Medidas de ROE de un alimentador del modelo de antena experimental.

#### 7.4.2 MEDIDA EN CAMPO CERCANO

También la antena fue evaluada con técnicas de campo cercano en cámara anecoica, como se observa en la figura 7.11. Este es un sistema de medida que realiza la transformación de campo cercano en campo lejano. Se usa una herramienta informática de transformación de campos (cercano a lejano), que permite obtener el diagrama de radiación bidimensional de antenas a partir del mismo corte medido en campo cercano.

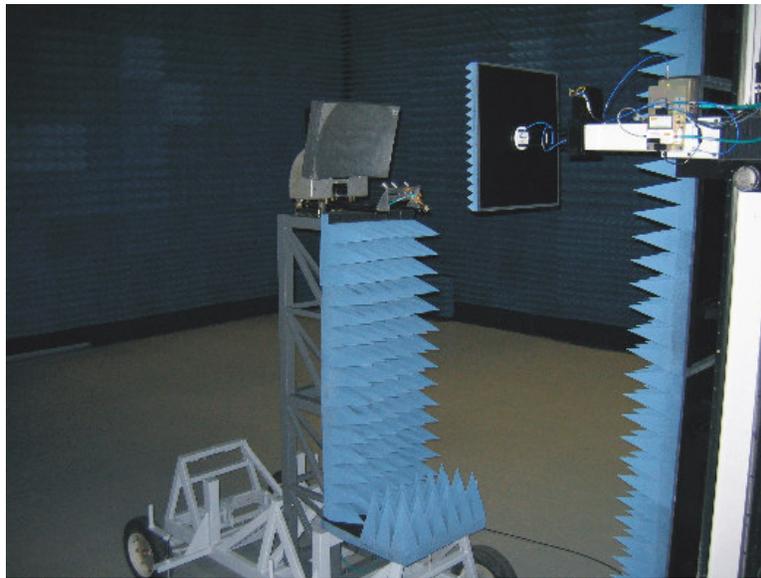
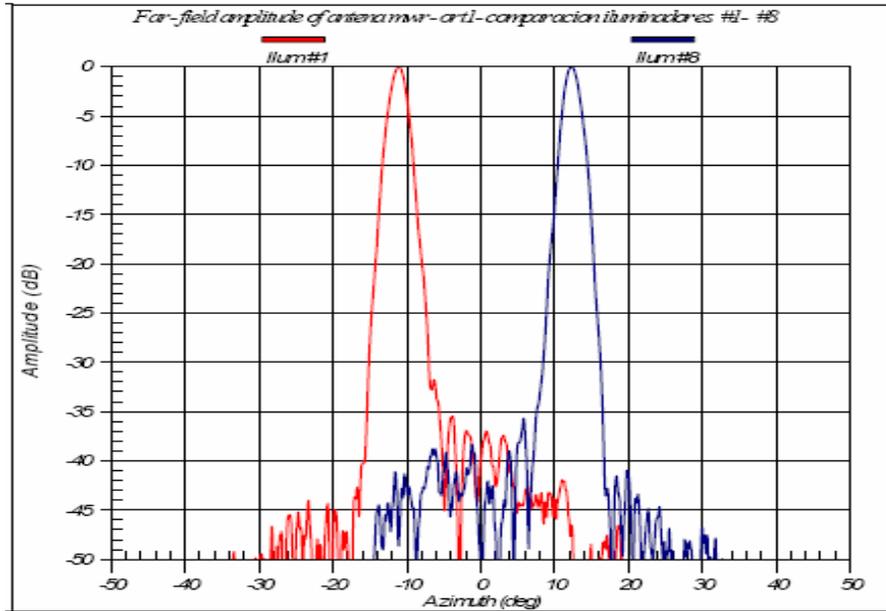
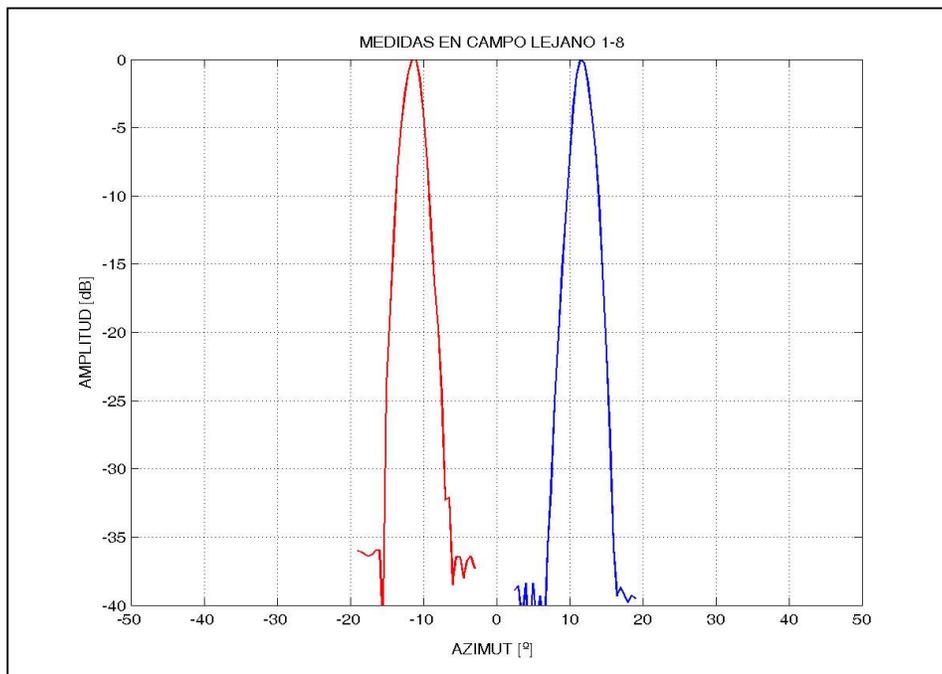


Figura 7.11 - Medida de antena experimental con técnicas de campo cercano en cámara anecoica.

Es de destacar la similitud de los resultados obtenidos con técnicas de campo cercano con las determinadas en campo lejano. En la figura 7.12 se puede observar resultados de ambas medidas para los alimentadores en posiciones extremas. Se ven los diagramas superpuestos de los alimentadores 1 y 8, con técnicas de campo cercano (Figura 7.12 a) y en campo lejano (Figura 7.12 b) en su dirección azimutal ( $\phi$ ).



a)



b)

Figura 7.12 - Medición de diagrama de irradiación azimutal ( $\phi$ ) de los alimentadores 1 y 8 con a) técnicas de campo cercano y b) campo lejano.

**7.5 RESULTADOS Y COMPARACIONES**

Según vimos en la sección anterior, el modelo de antena experimental (Figura 7.4) fue medido con técnicas de campo lejano en el espacio libre y los diagramas CP obtenidos son los mostrados en la figura 7.9. De estos diagramas, para cada posición de alimentador, se han extraído la posición del máximo del haz principal en la dirección azimutal ( $\phi_M$ ), y son expresados en la Tabla 7.4.

Tabla 7.4 - Posición angular azimutal medida de los haces de antenas.

ALIMENTADOR	$\phi_M$ [°]
Alimentador 1	-11,5
Alimentador 2	-8,83
Alimentador 3	-6
Alimentador 4	-3,33
Alimentador 5	-0,5
Alimentador 6	3
Alimentador 7	6,83
Alimentador 8	11,5

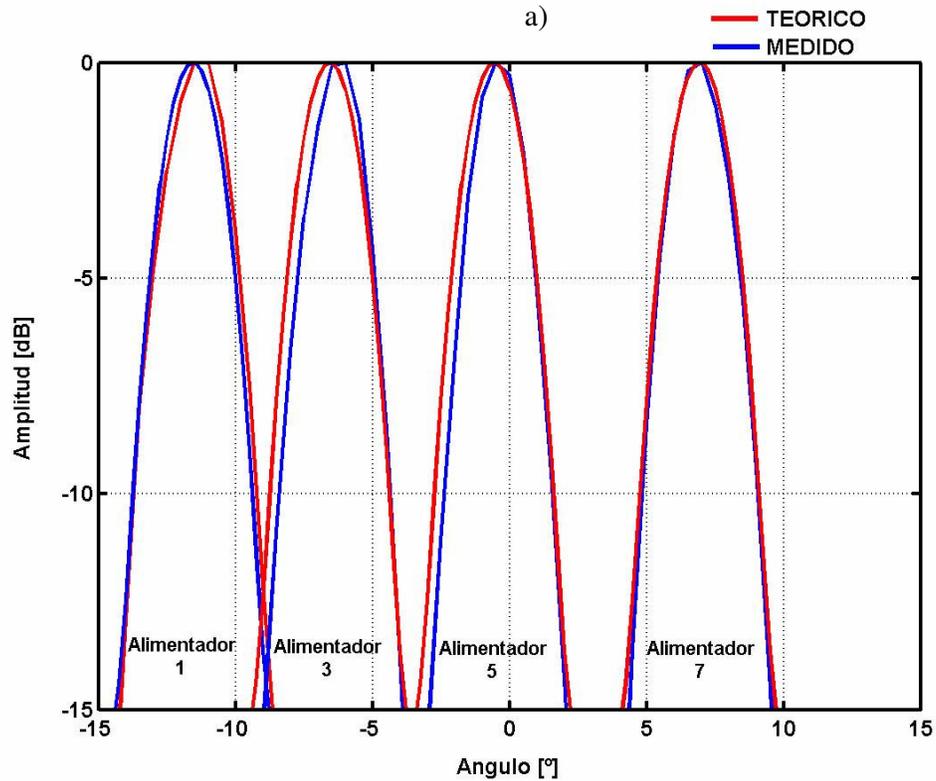
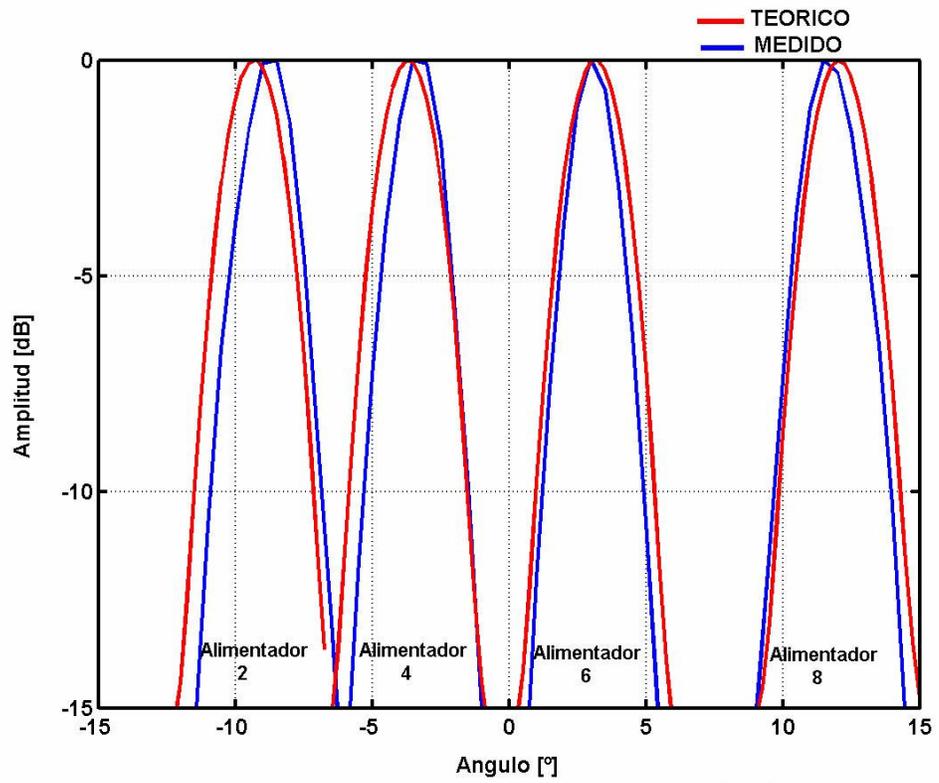
También se midió la diferencia entre ángulos de elevación de las dos filas de alimentadores, resultando:

$$\Delta\theta_M \cong 4.25^\circ \tag{7.7}$$

Una evaluación entre los valores teóricos (valores simulados obtenidos en la Sección 7.3.1) y medidos de los ocho diagramas de irradiación pueden observarse en la figura 7.12 a y b. En esta gráfica se muestra los valores superpuestos del diagrama copolar en la dirección azimutal, determinados con valores obtenidos de medidas en campo lejano para el lóbulo central y con valores teóricos determinados con simulaciones. En ambos casos se muestra sólo el diagrama del haz principal, sin mostrar los detalles de los lóbulos laterales.

Se observa con claridad el entrelazado angular azimutal entre los diagramas de la figura 7.13 a) y b), generando las pisadas asimétricas como se expresa en la figura 7.1. Los diagramas de los alimentadores pares (figura 7.13 a)) e impares (figura 7.13 b)) están angularmente separados  $4,25^\circ$  en elevación ( $\Delta\theta_M$ ).

Entre los diagramas medidos (línea llena de las figuras 7.13 a y b) y simulados (línea punteada de las figuras 7.13 a y b) de cada posición de los ocho haces se advierte una gran similitud y buena coincidencia de los máximos.



b)

Figura 7.13 – Comparación entre diagramas azimutal ( $\phi$ ) entre valores medido en campo lejano y valores obtenidos a través de simulaciones, a) alimentadores pares y b) alimentadores impares.

En las figuras 7.14 a), b), c) y d) se pueden comparar los diagramas medidos con técnicas de campo cercano y los diagramas teóricos, obtenidos con simulación, en azimutal ( $\phi$ ) y en elevación ( $\theta$ ) para los alimentadores 1 y 8. Destacamos que los alimentadores 1 y 8 son los más alejados del centro geométrico del conjunto. Por lo tanto dan la excursión máxima angular del sistema, tanto en azimut como en elevación.

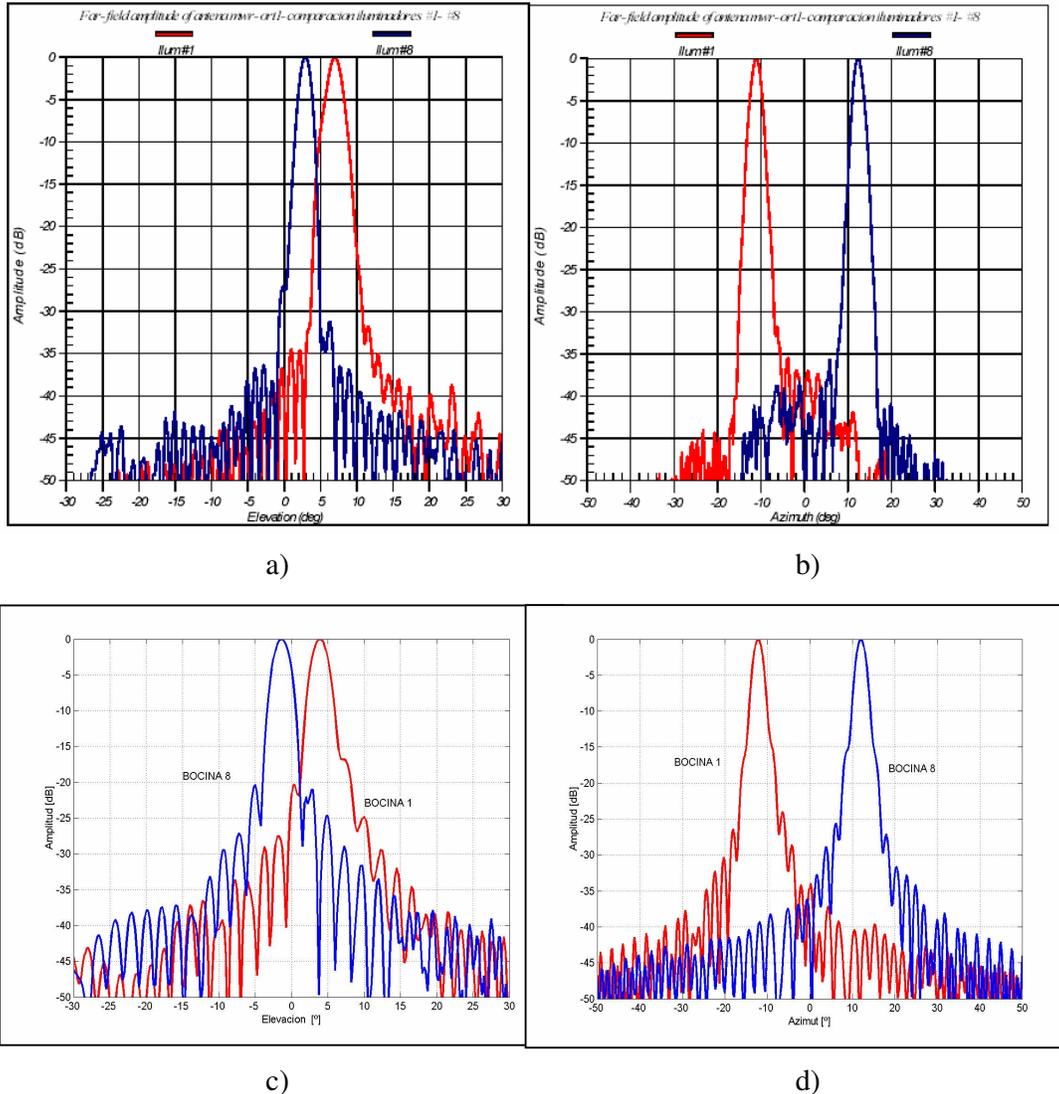


Figura 7.14 – a) Diagramas de irradiación de alimentadores 1 y 8 con técnicas de campo cercano en elevación ( $\theta$ ), b) en azimut. c) Diagramas teóricos obtenidos simulando en elevación ( $\theta$ ) y d) en azimut para los alimentadores 1 y 8.

Vale señalar que el aumento de lóbulos laterales que se observa en los valores teórico obtenidos de la simulación (Figura 7.14 c y d), se debe a que para acortar los tiempos de cómputos se tomó un área de antena más pequeña que la real.

En la Tabla 5 se comparan los resultados de la posición del ángulo de azimut del lóbulo principal para cada alimentador, de los distintos análisis efectuados. El término  $|\phi_T - \phi_{OG}|$  representa la diferencia entre el valor del ángulo de azimut determinado en forma teórico con el obtenido en base al modelo matemático utilizando OG, mientras que  $|\phi_T - \phi_M|$  es la diferencia entre el ángulo de azimut teórico con el valor determinado en la medición del modelo experimental.

Tabla 7.5– Comparación de resultados del ángulo de azimut del lóbulo principal.

ALIMENTADORES	$ \phi_T - \phi_{OG} $ [°]	$ \phi_T - \phi_M $ [°]
Alimentador 1	0,36	0,5
Alimentador 2	0,21	0,63
Alimentador 3	0,23	0,63
Alimentador 4	0,1	0,37
Alimentador 5	0,02	0,07
Alimentador 6	0,08	0,17
Alimentador 7	0,3	0,38
Alimentador 8	0,36	0,5

Se observan una gran similitud en los valores comparados en la Tablas 7.5 y en la forma de los diagramas de irradiación mostrados en las figuras 7.13 y 7.14, esto valida los modelos matemáticos y verifica no sólo el diseño de la antena, sino también la construcción de la superficie reflectora y la ubicación de los alimentadores principales con disposición asimétrica.

Los errores en el cálculo de la posición azimutal con el modelo matemático utilizando OG ( $|\phi_T - \phi_{OG}|$ ) son mayores a medida que los alimentadores se alejan del centro geométrico del sistema. Mientras podemos ver en la Tabla 7.5 errores máximos de 0,63° en los valores medidos sobre el modelo experimental ( $|\phi_T - \phi_M|$ ), que pueden ser reducidos mejorando el posicionamiento y alineación mecánica de los alimentadores.

---

# CAPITULO 8

# CONCLUSIONES

---

## **8.1 CONCLUSIONES GENERALES**

La conclusión principal del presente trabajo, es que la investigación y experimentación de la nueva geometría de antena reflectora parabólica toroidal desarrollada, es una buena solución electromagnética y mecánica al problema de la obtención de múltiples haces asimétricos. Vale señalar que la ubicación asimétrica de los ocho alimentadores permite una disposición de las guías de onda en dos planos, facilitando la vinculación mecánica entre los alimentadores y los radiómetros. Los modelos matemáticos desarrollados utilizando Óptica Geométrica (GO) determinan la posición de cada alimentador, con buena aproximación. En una disposición asimétrica, como en este caso tan particular, estos algoritmos matemáticos permiten la ubicación de los alimentadores según los requerimientos.

Las conclusiones particulares de los temas tratados en este trabajo son las siguientes:

### **8.1.1 SUPERFICIES ASFERICAS**

Con el propósito de generar una superficie esférica exacta, se efectuó el desarrollo de la expresión que determina la misma (Capítulo 2 Sección 2.5.1). No pudo ser encontrada una expresión de simple manejo de la superficie parabólica offset toroidal con eje rotado.

Podemos decir que la ecuación que determina los puntos de la superficie  $P(x, y, z)$  (ecuación 2.61), es la que representa la superficie parabólica offset toroidal con eje rotado buscada y que a su vez es una expresión de una superficie esférica conicoide nueva.

### **8.1.2 ALIMENTADORES PRINCIPALES**

Es muy común en reflectores multihaz que los alimentadores no estén ubicados perfectamente en la posición focal. En base a esta problemática se analizó el corrimiento de un alimentador con -10dB de iluminación en los bordes del punto focal de la superficie reflectora (Capítulo 4 Sección 4.5.1). Se puede apreciar el efecto en la figura 4.19 y además se puede observar que el formato de la gráfica es similar al de la Figura 4.5, que permite estudiar la vinculación de alimentadores con distinta iluminación en los bordes en función de la eficiencia de apertura. Esto permite deducir que un alimentador con una cierta iluminación en los bordes puede comportarse con otra característica de iluminación si se lo mueve de su posición focal.

De los desarrollos y análisis efectuados en los alimentadores principales, para el caso particular analizado en esta Tesis (Capítulo 4 y Tabla 4.5.2), se puede deducir que las mejores características de eficiencia de haz principal son logradas con alimentadores con una iluminación de bordes de -15 dB, y que en el sistema de haces múltiples asimétricos los alimentadores ubicados en la parte central tienen un alto valor de eficiencia, mientras que los más alejados del eje central del reflector dan un valor menor.

### **8.1.3 REFLECTORES PARABOLICOS OFFSET TOROIDALES CON HACES MULTIPLES**

El método de iluminación estructurada ha mostrado ser de utilidad para determinar la topografía de las antenas reflectoras parabólicas pasivas. No obstante ello, los resultados obtenidos hasta el presente muestran que los errores no alcanzan a cubrir los requerimientos dados en antenas radiométricas para uso satelital en ondas milimétricas, por lo que deberán perfeccionarse algunos aspectos instrumentales (Capítulo 6, Sección 6.2.2). Vemos que el método convencional de medida de tolerancia con CNC (Capítulo 6, Sección 6.2.1) nos permite evaluar antenas reflectoras en estas longitudes de onda.

La técnica de proyección de luz estructura diferencial ha arrojado resultados satisfactorios para reproducir de manera digital el relieve de una superficie durante la deformación termomecánica de modelos analógicos (Capítulo 6, Sección 6.3). Sus características, buena resolución, bajo costo instrumental y no invasiva, la hacen apropiada para este tipo de aplicaciones. El monitoreo y análisis de la superficie de los modelos para obtener un mapa de relieve digital de la superficie en modelos analógicos de deformación podrían permitir obtener información sobre la evolución de la deformación, trabajando con los resultados analógicos en un ambiente virtual, similar a los que soportaría la antena en órbita.

Una de las conclusiones que se pueden extraer del estudio de una superficie toroidal es que corresponde a una superficie esférica, y su comportamiento es como el de una superficie esférica pero con un radio de curvatura mayor que el real. Esta surge de los desarrollos teóricos en donde se obtienen las expresiones para determinar los corrimientos de los haces azimutales y de elevación en función de la ubicación de los alimentadores (Sección 5.1.2, ecuación 7.1 y 7.4). Estas conclusiones se ven verificadas con la gráfica comparativa de errores de posición con los valores simulados y medidos mostrados en la Figura 7.13.

Tanto las características de polarización mostradas en los diagramas CP-XP (Figura 7.9), como los errores de posición (Tabla 7.5), pueden mejorarse con la construcción de los alimentadores, posicionado de los mismos y calibración de la estructura del conjunto.

Se puede observar una gran similitud entre los diagramas simulados y medidos, (Figuras 7.13 y 7.14). Esto verifica no solo el diseño de la antena y modelo matemático, sino también la construcción de la superficie, la construcción de los alimentadores y la alineación correcta del sistema.

Cabe señalar, que se aprecia un corrimiento de los haces en elevación (Figura 7.14), según su eje de referencia ( $0^\circ$ ), el cual corresponde a la disposición de los alimentadores. En los diagramas copolares de elevación (Figura 7.13 a y b), se observa una diferencia angular entre los valores teóricos y medidos, que puede mejorarse con la exactitud en la construcción del soporte y el montaje de los alimentadores.

En determinadas situaciones, como se presentaron en las características estipuladas de la futura misión satelital, las pisadas que deben efectuar los haces de las antenas son asimétricos, característica de las que no se pudo encontrar referencias previas. Se observa de las investigaciones y análisis efectuados en esta Tesis (Capítulos

4, 5 y 7), que las estructuras de antenas reflectoras con conformaciones mecánicas favorables y disposiciones asimétricas de alimentadores, cumplen con los requerimientos necesarios para el uso en radiómetros de ondas milimétricas en observaciones satelitales.

## **8.2 TRABAJOS FUTUROS**

Este diseño permitió investigar y desarrollar reflectores no convencionales y a su vez dar una base sobre reflectores multihaces, con haces asimétricos, en ondas milimétricas. Quedan muchos aspectos que serían de interés de seguir investigando, como son:

- *Variaciones de las características con el ancho de banda:* el trabajo de estudio e investigación se efectuó en la frecuencia central de funcionamiento de la antena. Como generalmente el requerimiento de las características debe cumplirse en un cierto ancho de banda, sería de interés estudiar el comportamiento de los modelos en todo el ancho de banda de funcionamiento.
- *Efectos de aberraciones esféricas:* como lo que se ha desarrollado es una superficie nueva, sería conveniente efectuar un estudio de las aberraciones esféricas y compararla con otras superficies ya estudiadas.
- *Configuraciones y estructuras de reflectores dobles para haces múltiples asimétricos:* es de importancia efectuar investigaciones sobre estos sistemas implementados en otras superficies reflectoras o sobre superficies reflectoras dobles.
- *Estudio de otros tipos de alimentadores principales:* el estudio de otros modelos de alimentadores sobre reflectores toroidales puede dar ventajas con respecto a la ubicación física de los mismos, y obtener características con un ancho de banda mucho mayor.
- *Estudio de superficies con técnicas ópticas:* Se planea la realización de nuevos experimentos para explorar el uso conjunto de diferentes procesamientos aplicando técnicas ópticas para trazar las trayectorias durante la deformación en superficies de antenas reflectoras en condiciones atmosféricas similares a las que soportarán en el espacio.
- *Cuasi-óptica:* en este trabajo hemos empleado, tanto en los desarrollos como en los programas de cómputos, PO y OG. Sería de importancia emplear métodos cuasi-ópticos usando modelos Gaussianos que proveen una herramienta analítica de importancia en el diseño de sistemas reflectores en longitudes de onda milimétrica y submilimétricas. También se planea realizar una evaluación de los errores de los programas de simulación que se utilizan en estas longitudes de onda.

---

# CAPITULO 9

# REFERENCIAS

---

1. Satellite-Observed Changes in the Arctic - J. C. Comiso and C. L. Parkinson - Physics Today – pp. 38-44, August 2004.
2. Tsunami Monitoring System by Stratospheric LTA platform - N Koyama, M Onda, Y. Sasaki, R. Miura and W. Akinaga - 5th Aviation, Technology, Integration and Operations Conference - September 2005, Arlington , Virginia.
3. Effects of Variation in Look Angle and Wavelength in radar Images for Geologic Applications: Implication for SIR-C and Magellan - R. G. Blom - Proceedings of IGARSS 66 Symposium, Edinburg, Scotland, 13-16 Sep 1988. Ref. ESA SP-284, Published by ESA Publication Division, pp. 731-739, August 1988.
4. A multifrequency microwave radiometer of the future - D. Vine, T. Wiheit, R. Murphy and C. Swift - IEEE Transaction on Geosciences and Remote Sensing, Vol. 27, N2, pp. 193-198 - March 1989.
5. Potential Benefits of a 37 GHz Dual Polarization Radiometer for the Aquarius Salinity Mission - F. Wentz, K. Hilburn, D. Smith and C. Gentemann - Remote Sensing Systems (RSS) Tech. Report 063003 - June 2003.
6. Parametric Design and Analysis of Multiple-Beam Reflector Antennas for Satellite Communications - Sudhakar K. Rao - IEEE Antenna and Propagation Magazine, Vol. 45 N°4, pp. 27-33, August 2003.
7. Measurements of the AMSUB Antenna Pattern - T. J. Hewison and R. Saunders - IEEE, Transaction on Geosciences and Remote Sensing, Vol34, N°2, pp. 405-412, March 1996.
8. AMSU-A Antenna Pattern Corrections - Tsan Mo - IEEE Transaction on Geosciences and Remote Sensing, Vol. 37, N°1, pp. 103-112, January 1999.
9. Tray Based Millimeter-wave Quasi-Optical Amplifiers and Dual Polarized Phased Arrays - Ayman Al-Zayed - North Carolina State University in partial fulfilment of the requirement for a Ph. D., 2003.
10. Design of a Cluster-fed Multibeam Reflector System Using Hard Horlins as Feeds – Tore Lindgren – Master’s Thesis –Lulea Univerity of Technology – Sweeden – 2004.
11. Design, manufacture and test of a pushbroom radiometer - Nielsen, P.H. Pontoppidan, K. Heeboell, J. Le Stradic, B. - Antennas and Propagation, ICAP 89., Sixth International Conference on (Conf. Publ. No.301), pp. 128-130, 1989.
12. Advanced microwave scanning radiometer (ANSR) requirements and preliminary design study - K. Tachi, K. Arai and Y. Sato - IEEE Transaction on Geosciences and Remote Sensing, Vol. 27, N2, pp. 177-182, March 1989.
13. A Multibeam Parabolic Torus Reflector Antenna - Shun-Shi Zhong, Biao Du and Kezhong Yang - Antenna and Propagation Society International Symposium IEEE - Vol. 2 – pp. 848-851, June, 1998.
14. Radiation properties of a parabolic torus reflector - Ta-Shing Chu and P. Iannone - IEEE Transaction Antennas and Propagation, Vol 37, N7, pp. 865-874, July 1989.
15. Toric offset three-reflector antenna for an advanced microwave limb sounder - Richard E. Cofield, Thomas A. Cwik, Nasrat A. Raouf - Highly innovative space telescope concepts, space telescopes and instruments SPIE astronomical telescopes instrumentation, Waikoloa, HI, USA, 2002.

16. Millimeter-Wave Substrate Integrated Waveguide Multibeam Antenna Based on the Parabolic Reflector Principle - Yu Jian Cheng, Wei Hong, and Ke Wu - IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 56, N°. 9, pp. 3055-3058, September 2008.
17. The Eye and Visual Optical Instruments – G. Smith and D. A. Atchison – Cambridge University Press – 1997.
18. Introducción Clásica and Modern Optics - Juegen R. Meyer-Arendt - Prentice Hall Inc, 1989.
19. Tecnología Óptica, Lentes Oftalmológicas, Diseño y Adaptación – J. Caum Aregay, B. D. Amigot y otros – Ediciones de la Universidad Politécnica de Cataluña – 2001.
20. Recepción satelital en microondas – J. A. Bava y A. J. Sanz – Editorial HASA, 1995.
21. Modern antenna design - T. A. Milligan - Mc Graw Hill Book Company, 1985.
22. Antena theory and design – W. L. Stutzman and G. A. Thiele- Jhon Willey & Sons Inc, 2005.
23. Effect of enclosed fluid on the dynamic response of inflated torus - Ashish Srivastava, B.K. Mishra, S.C. Jain -Journal of Sound and Vibration 309, pp. 320–329, 2008.
24. A Shaped and Reconfigurable Reflector Antenna with Sectorial Beams for LMDS Base Station – José A. Martínez-Lorenzo, Marcos Arias, Oscar Rubiños, Javier Gutiérrez, and Antonio García-Pino - IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 54, N°. 4, pp. 1346-1349, April 2006.
25. Microwave Remote Sensing Active and Passive – F. T. Ulaby. R. K. Moore and A. K. Fung- Addison Wesley Publishing Company, 1981.
26. Microwave Radiometer Systems - Neils Skout - Artech House, 1989.
27. Radio Astronomy - Krauss, John D - McGraw-Hill, 1966.
28. Tools of Radio Astronomy - Kristen Rholf - Springer - Verlag Berlin Heidelberg New York – Second Edition - Astronomy and Astrophysics Library, 1990.
29. Antenna Tolerance Theory – J. Ruze – Proc. IEEE, Vol 54 , pp. 633-640, April, 1966.
30. A large- Scale Radio Polarization Survey of the Southern Sky at 21 cm - Testori J. C., Reich P., Reich W.- The Magnetized Interstellar Medium Proceeding of the Conference, Antalya, Turke, 2003.
31. A radio continuum survey of the southern sky at 1420 MHz - J.C. Testori, P. Reich, J.A. Bava, F.R. Colomb, E.E. Hurrel, J.J. Larrarte, W. Reich y A.J. Sanz - Astronomy & Astrophysics, 368, pp. 1123-1113, 2001.
32. Polarímetro para observaciones en el continuo en 1420 Mhz. - J. A. Bava, E. M. Filloy, J. C. Olalde y A. J. Sanz. - Boletín de la Asociación Argentina de Astronomía N°.27, pp. 197-203, 1982.
33. Antena bocina cónica corrugada - J. A. Bava y A. J. Sanz. - Anales del III Congreso Nacional de Electrónica, Bs As, Argentina – p. 47-49, 1983.
34. Método de la medición de la rugosidad e imperfecciones de la superficie de antenas parabólicas - J. A. Bava, J. C. Muravchik, C. Rago y A. J. Sanz - Proceedings IX Congreso de Ingeniería Eléctrica. Arica, Chile, p. 5.11.1-5.11.6, 1991.
35. Obtención y medidas de superficies reflectora para antena de uso satelital, empleando CNC - Ing. José Alberto Bava, Ing. Víctor Sergio Sacchetto, Dr. Alberto Maltz, Ing. Guillermo Rodriguez, Ing. A. Szymanowski - IV Congreso

- Panamericano de END - Bs As, Octubre, 2007 - Publicado en la base de datos NDT.net.
36. Proyecto y construcción de un cabezal para radiómetro en banda L - J. A. Bava, E. M. Filloy, J. C. Olalde y A. J. Sanz - Anales del III Congreso Nacional de Electrónica 1983, Bs As, Argentina - Revista Telegráfica Electrónica, p. 892-894, Agosto, 1985.
  37. Corrugated horns for microwave antennas - P.B.J Clarricoats and A. D. Oliver - Peter Peregrinus Ltd, 1984.
  38. Antenas con haces múltiples para microondas de uso satelital – J. A. Bava, V. Sacchetto, A Maltz, G. Rodriuez, A. Szymanowsk y J. P. Ciafardini - IV Congreso Argentino de Tecnología Espacial - Bs As, Mayo, 2007.
  39. Comparison of GAP, GRASP and REFLECT Simulation with Measurements of the BEMRAK Quasioptics- A. Duric, T. Luthi and V. Vasic - Research Report N° 2003-18, Institute of Applied Physics, Switzerland – December, 2003.
  40. Main Beam Simulations for the Best Optics - F. Villa and M. Sandri - Internal Report IASF/CNR-BO 358/2002 - Sezione di Bologna – November, 2002.
  41. SABOR: A Fast Analysis Tool for Horn and Reflector Antennas - M. A. Campo, F. J. del Rey, J. L. Besada and L. de Haro - IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 40, N° 3 – pp. 104-106, June, 1998.
  42. ICARA: Induced-Current Analysis of Reflector Antennas - Jose A. Martinez Lorenzo, Antonio G. Pino, Isidro Vega, Marcos Arias and Oscar Rubiños –IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 47, No. 2, pp. 92-100, April, 2005.
  43. Analysis of beam efficiency in multiple beam reflector antennas – J. A. Bava, A. Maltz and M. Garavaglia – Progress In Electromagnetics Research - Symposium PIERS 2009 in Moscow, RUSSIA, 18-21 August, pp. 718-721, 2009.
  44. Determinación de formas tridimensionales por topografía Moiré – Jorge Alexis Herrera R. y Jorge García-Sucerquia - Revista Colombiana de Física, Vol. 36, N° 1, pp. 118-121, 2004.
  45. Structured illumination applied to determine the topography on off-set MW parabolic satellite antenna - P. Fluxa, Cortizo E., Bava J. A. y Garavaglia M. - Photomechanics 2006 - Clermont-Ferrand, France, 2006 – pp. 87-88, Book of abstract Photomechanics 2006.
  46. Optomecatronic techniques to characterize the topography of a MW satellite antenna - D. Holck, A. Roldan Molina, P. Fluxa, L. Zerbino. J. A. Bava, E. Cortizo y M. Garavaglia - RIAO/OPTILAS 2007, Iberoamerican Meeting on Optics and Latin American Meeting on Optics Lasers and their Applications. Oct 21, 2007 - Campinas, Brasil - AIP Conference Proceedings N° 992 – pp. 916-918, October, 2007.
  47. Structured illumination to study thermo-mechanic deformations of a circular steel plate - Fluxa P., Cordero J., Cortizo E., Bava J. A. y Garavaglia M. - Photomechanics 2006, Clermont-Ferrand, France, July, 2006 – pp.103-104, Book of abstract Photomechanics 2006.
  48. Técnicas optomecatronicas para caracterizar antenas satelitales en el rango de las microondas - D. Holck, A. Roldan Molina, P. Fluxa, L. Zerbino. J. A. Bava, E. Cortizo y M. Garavaglia - IV Congreso Panamericano de END - Bs As, Octubre, 2007- Publicado en la base de datos NDT.net.
  49. Obtención de relieve digital mediante proyección de luz estructurada en modelos analógicos de extensión – M. Cerca, B. Barrientos Gracia, J. Garcia Marquez, C. Hernandez Bernal - Boletín de la Sociedad Geológica Mexicana – Tomo LIX, p. 101-113, 2007.