

# Tema 5. Antenas de apertura

# Introducción

Terminaciones de una guía de ondas: antenas de apertura.  
(se pueden analizar según la distribución del campo en la apertura)

Mejoraremos la adaptación de una apertura al medio: antenas de bocina.

Las bocinas servirán para alimentar sistemas de gran directividad: reflectores

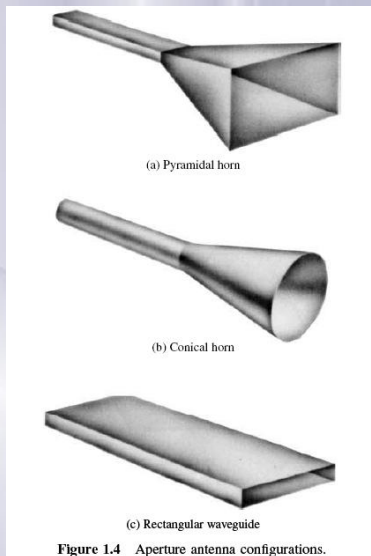


Figure 15.9 Shaped 10-m earth-station dual-reflector antenna. (Courtesy Andrew Corp)



# Introducción

## Bocas de guía



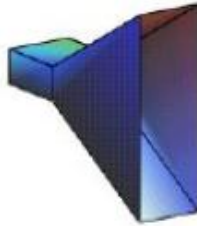
Boca de guía rectangular alimentando un reflector parabólico

# Introducción

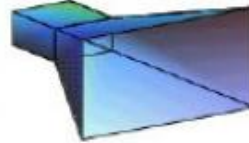
## Tipos de bocina



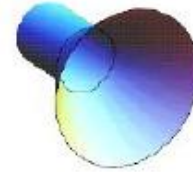
Plano H



Plano E

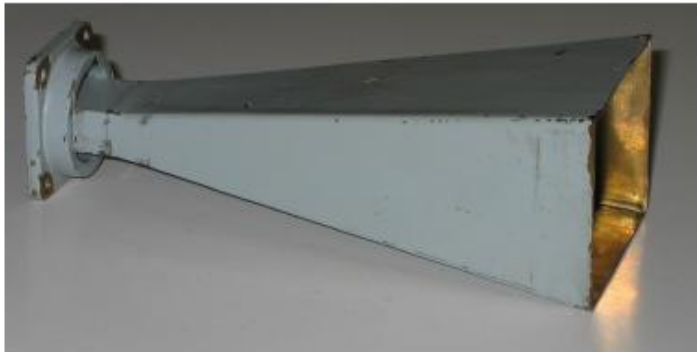


Piramidal



Cónica

\*Dibujos Miguel Ferrando



Bocina piramidal típica



Bocina Ridge (banda ancha)



# Introducción.

## Cómo obtener el diagrama de radiación de una antena de apertura

Las antenas con dimensiones pequeñas comparadas con la (dipolos, monopolos, espiras) se analizan a partir de la distribución de corrientes.

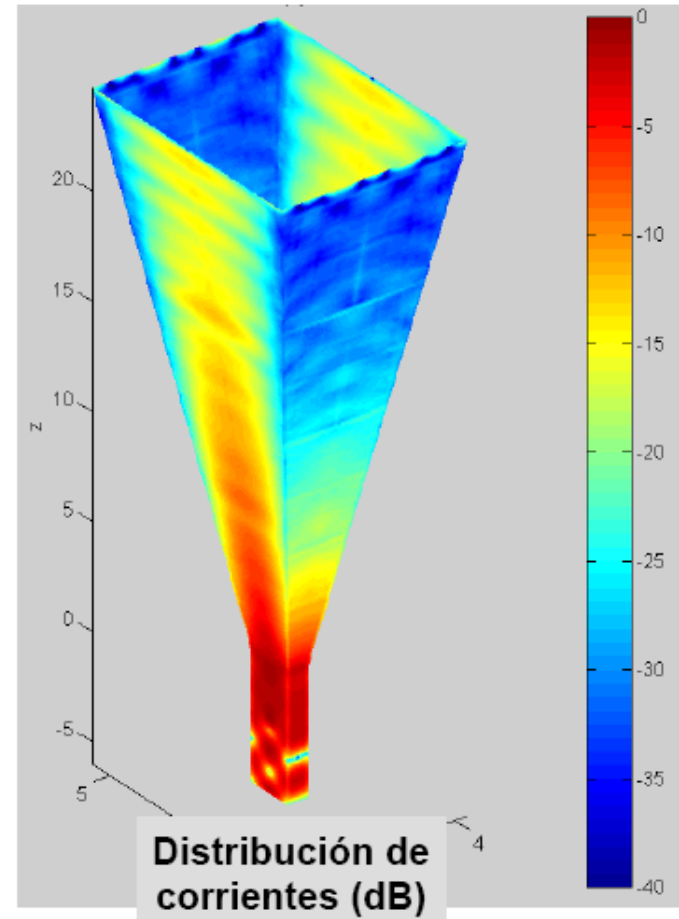
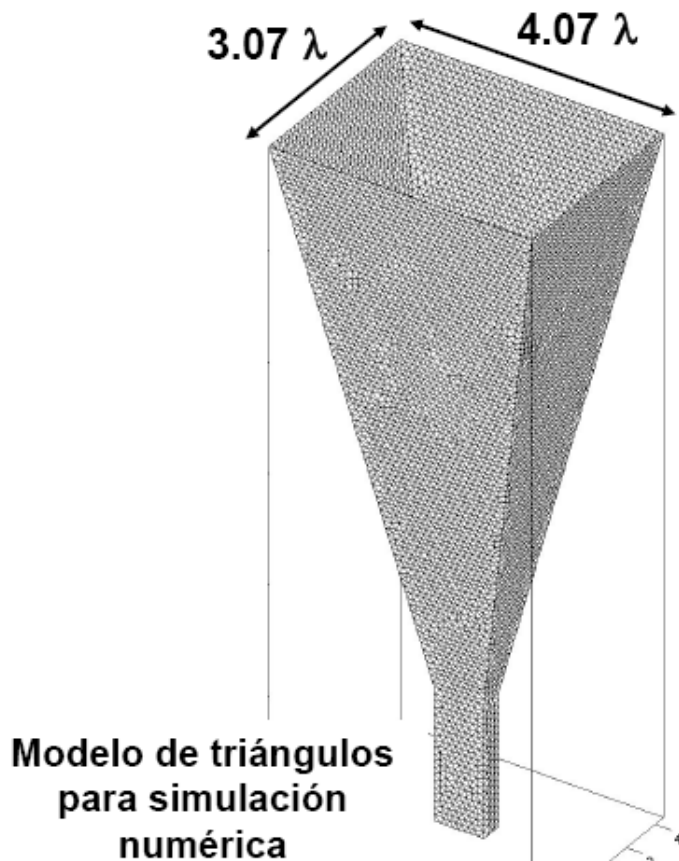
Cuando las antenas miden varias longitudes de onda (microondas) y en superficies curvadas metálicas es difícil obtener el vector de radiación.

- Conocemos el campo en la apertura, pero buscamos el campo radiado.
- Para ello, sustituimos el campo en la apertura por una corriente.
- A partir de esa corriente, obtenemos el potencial vector,
- y a partir de este, obtenemos el campo radiado.

Apertura  $\rightarrow$  Apertura = Intensidad  $\rightarrow$  Potencial Vector  $\rightarrow$  Eradiado

# Introducción

## Ejemplo: Bocina de banda X



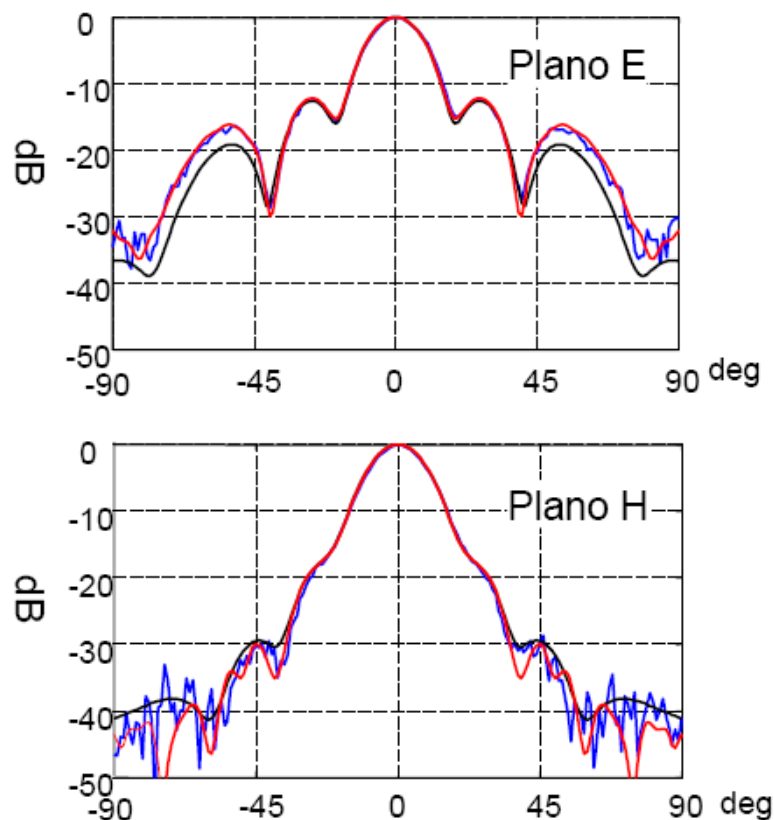
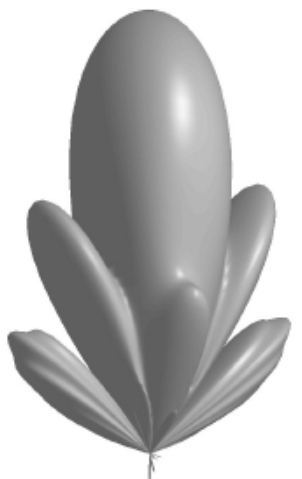
# Introducción

## Diagrama de la bocina

La aproximación de aperturas sólo es válida en un cono de unos  $30^\circ$  alrededor del máximo

- Aproximación de aperturas
- Medido
- Simulación numérica

Diagrama simulado en 3D



# Introducción

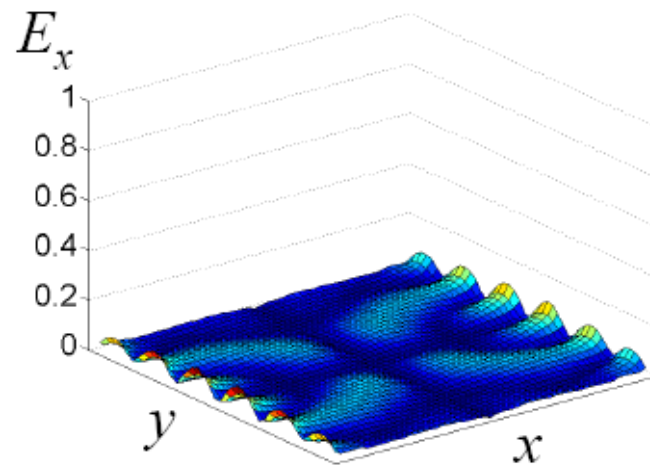
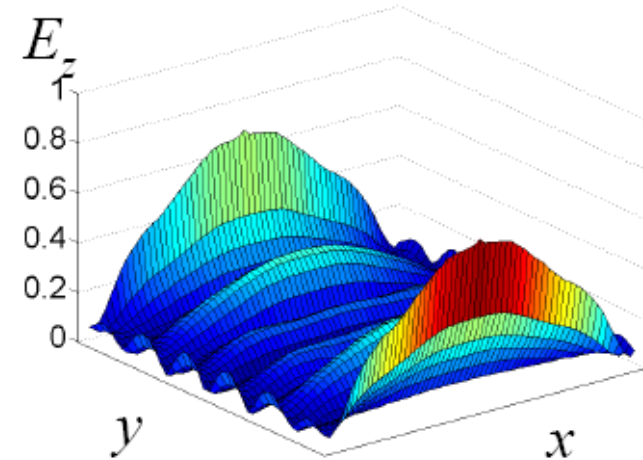
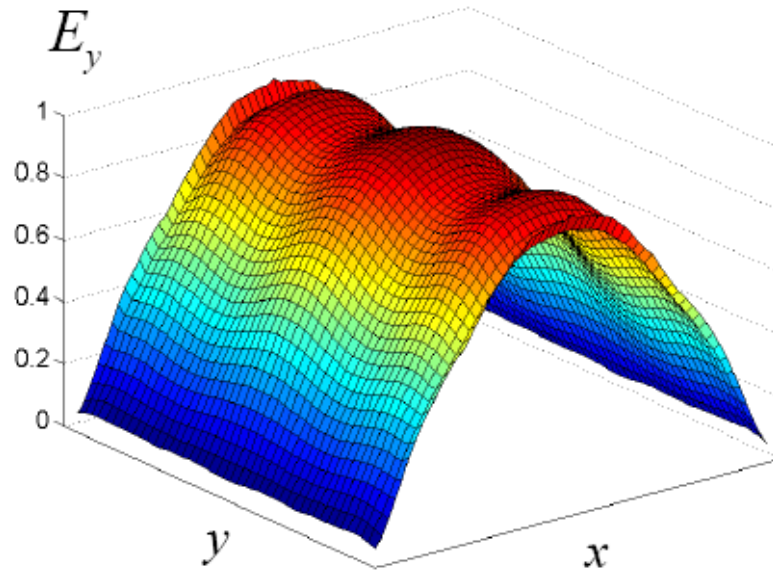
## Campos en la apertura

Aproximación:

$$E_x = 0$$

$$E_y = E_0 \cos\left(\pi \frac{x}{A}\right)$$

$E_z \neq 0$ , peronoradia

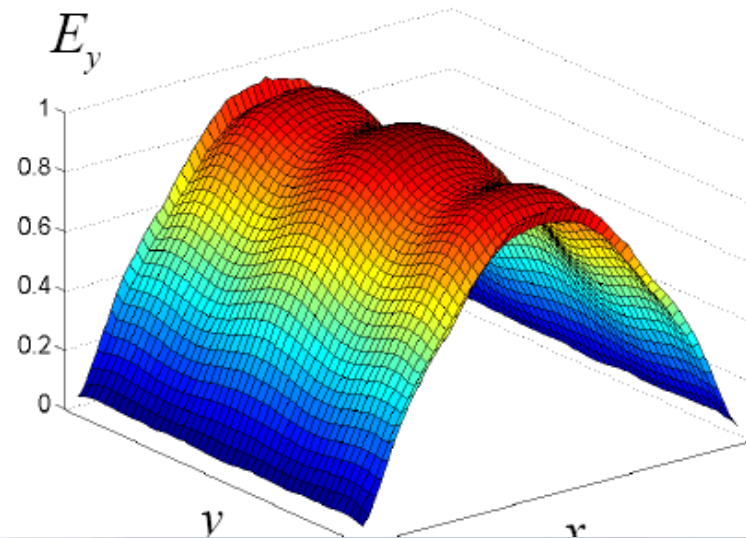
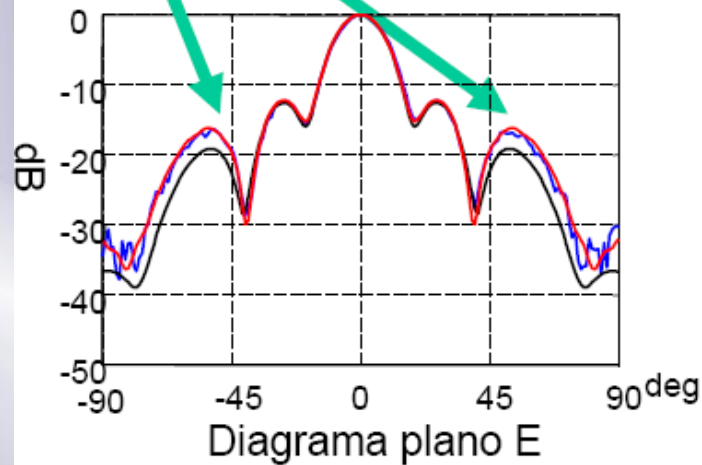
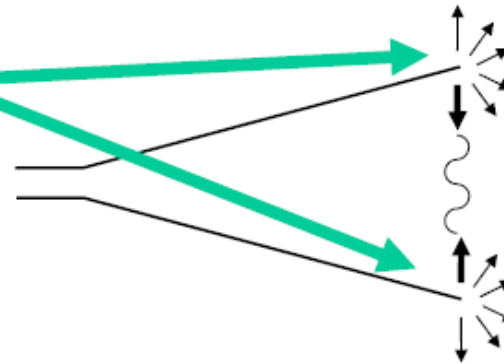




# Introducción

## Campos en la apertura

Explicación: La difracción en **bordes** produce una onda estacionaria (rizado en la amplitud del campo) cuyo máximo de radiación está en  **$\pm 56^\circ$**  (diferencia entre el campo aproximado y el real)



# Introducción

Además de los arrays, para conseguir haces directivos tipo pincel en las bandas de UHF y superiores, se utilizan habitualmente antenas de apertura: bocinas y reflectores

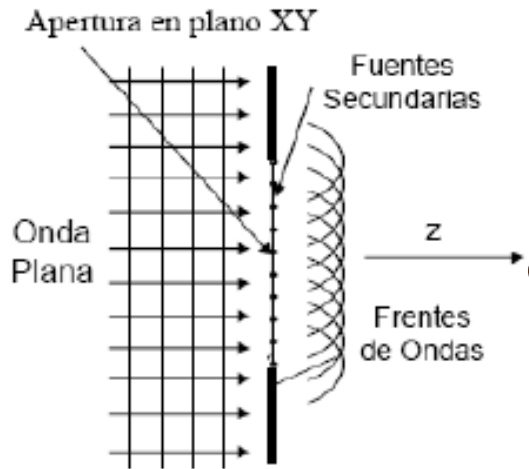
- Las antenas de apertura emiten ondas EM a través de una abertura (apertura)
- En algunos casos la abertura está perfectamente limitada por paredes conductoras (bocinas, ranuras...)
- En otros casos (reflectores y lentes) la apertura se define como la porción de la superficie frontal plana en la que los campos de la onda colimada por aquellos toman valores apreciables

# Introducción

- Se usan comúnmente en UHF y frecuencias superiores, ya que su ganancia es proporcional a  $f^2$ .
- Para que una antena de apertura sea eficiente y tenga alta directividad, tiene que tener un área comparable o mayor que  $\lambda^2$ .
- Otra ventaja de estas antenas es su casi real impedancia de entrada y su geometría compatible con guías de ondas

# Breve resumen, para enterarnos...Diagrama Rad.

## Principio de Huygens



Campos en la apertura:

$$\vec{E}_a = \hat{x} E_{ax}(x', y') + \hat{y} E_{ay}(x', y')$$

Campos radiados:

$$E_\theta(r, \theta, \phi) = jk \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} (P_x \cos \phi + P_y \sin \phi)$$

$$E_\phi(r, \theta, \phi) = -jk \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} \cos \theta (P_x \sin \phi - P_y \cos \phi)$$

donde:

$$\hat{r} = \sin \theta \cos \phi \hat{x} + \sin \theta \sin \phi \hat{y} + \cos \theta \hat{z}$$

$$\vec{r}' = x' \hat{x} + y' \hat{y}$$

$$k\hat{r} \cdot \vec{r}' = \frac{2\pi}{\lambda} (ux' + vy') \quad \begin{cases} u = \sin \theta \cos \phi \\ v = \sin \theta \sin \phi \end{cases}$$

$$P_{x,y}(u, v) = \iint E_{ax,ay}(x', y') e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(ux'+vy')} dx' dy'$$

Diagrama  $\approx$  Transformada Inversa de Fourier del Campo en la Apertura:  $P_{x,y}(u,v)$



# Breve resumen, para enterarnos...DIRECTIVIDAD

- En aperturas bien enfocadas (campos en fase o casi en fase en la apertura) el máximo de radiación está en  $\theta=0$ ) y la directividad se puede demostrar que vale:

– Para una apertura uniformemente iluminada:  $\vec{E}_{ap} = E_0 \hat{x}$

$$D_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_A \quad S_A: \text{Superficie de la Apertura (independiente de la forma)}$$

– Para otras aperturas con iluminaciones no uniformes:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{ef} \stackrel{\Delta}{=} \epsilon_A \frac{4\pi}{\lambda^2} S_A$$

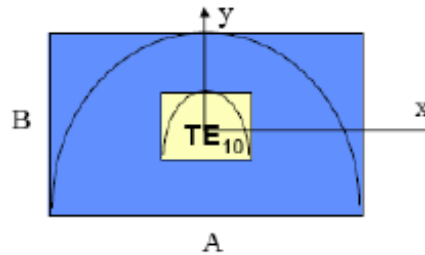
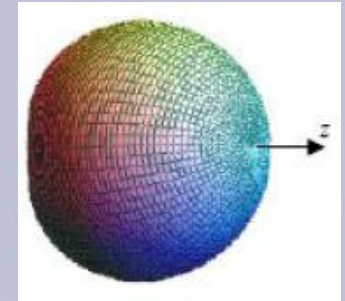
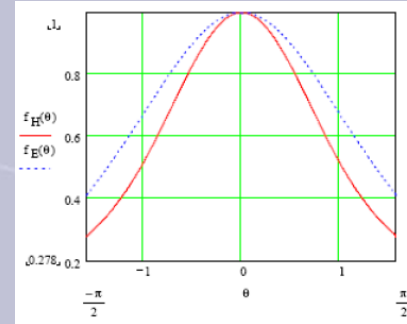
- La eficiencia de iluminación de apertura ( $\epsilon_A$ ) da idea de lo bien que se aprovecha la apertura, esto es, lo uniforme que es su campo de iluminación en amplitud y fase. En general:

$$\epsilon_A \leq 1 \quad A_{ef} = \epsilon_A S_A \quad A_{ef} = \text{Área Efectiva}$$

- A nivel real, las eficiencias típicas se mueven entre 0.5 y 0.8

# Breve resumen para enterarnos: Guía de ondas rectangular

Una guía de onda en la que se propaga el modo TE<sub>10</sub>, abierta en su extremo, tiene una distribución de campos en la apertura con polarización vertical:



$$\vec{E} = E_y \hat{y}$$

$$\vec{H} = H_x \hat{x} = -\frac{E_y}{Z_0} \hat{x}$$

Los **campos radiados**:

$$E_\theta = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} \sin \phi \left( \frac{\eta}{Z_0} \cos \theta + 1 \right) \iint_{s'} E(x', y') e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx' dy'$$

$$E_\phi = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} \cos \phi \left( \frac{\eta}{Z_0} + \cos \theta \right) \iint_{s'} E(x', y') e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx' dy'$$

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

$$H_x = -\frac{E_y}{Z_0}$$

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

# APERTURAS



# Fundamentos matemáticos



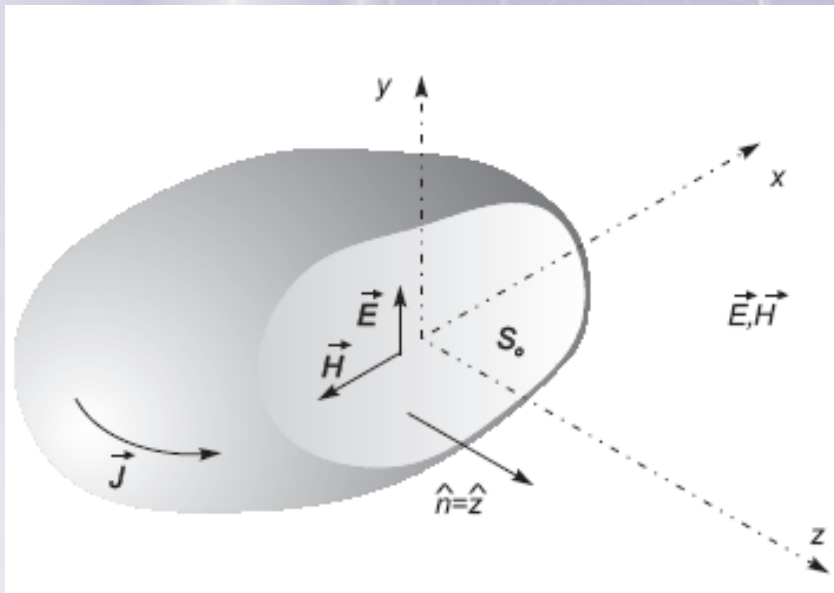
# Apertura

Consideraremos como “Apertura” una región plana de superficie  $S_0$  sobre la que suponemos que existen unos campos iluminantes conocidos,  $\mathbf{E}$  y  $\mathbf{H}$ .

Es una situación general y puede referirse por ejemplo a una porción de un frente de onda, a una boca de guía o a un coaxial abierto. Nos limitaremos por simplicidad a considerar el caso Plano

Comenzaremos por deducir el equivalente electromagnético de una apertura y las expresiones necesarias para el cálculo de los campos radiados. Más tarde particularizaremos las expresiones para aperturas rectangulares y circulares.

# El problema. Simplificación por teoremas.

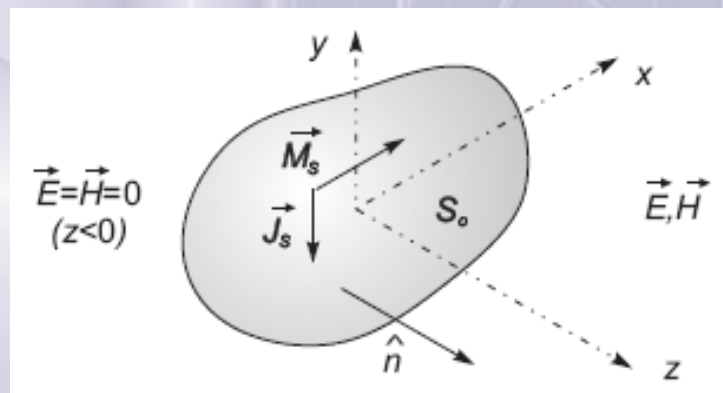


Tenemos la apertura plana de superficie  $S_0$ ,

Los teoremas de unicidad y equivalencia nos permitirán sustituir los campos  $E$  y  $H$  existentes sobre esta superficie por una distribución de corrientes equivalentes.

Si  $V$  es una región libre de fuentes, exterior a la superficie cerrada  $S$  formada por las paredes de la antena y la apertura. Supondremos que los campos en la superficie  $S$  son nulos excepto en la apertura  $S_0$ , donde son conocidos.

Por el teorema de unicidad, si se conoce el valor de las componentes tangenciales de  $E$  y  $H$  sobre  $S$ , la solución para cualquier punto de  $V$  es única y se puede sustituir el conocimiento de las fuentes exteriores a  $V$  (fuentes en el interior de la antena) por el conocimiento de los campos tangenciales eléctrico y magnético sobre la superficie  $S$ .



El teorema de equivalencia permite entonces sustituir el problema por otro en el que, dentro del volumen que ocupan las fuentes (interior de la antena), retiramos éstas e imponemos campos nulos, pero sobre  $S$  mantenemos los valores tangenciales. Esto implica la existencia de densidades lineales de corrientes eléctrica y magnética

$$\begin{aligned}\vec{J}_s &= \hat{n} \times \vec{H} \\ \vec{M}_s &= -\hat{n} \times \vec{E}\end{aligned}$$

# El problema. Simplificación por teoremas

De esta manera se ha sustituido el problema original por otro equivalente, y en lugar de considerar fuentes reales o primarias, consideraremos otras equivalentes sobre  $S$ .

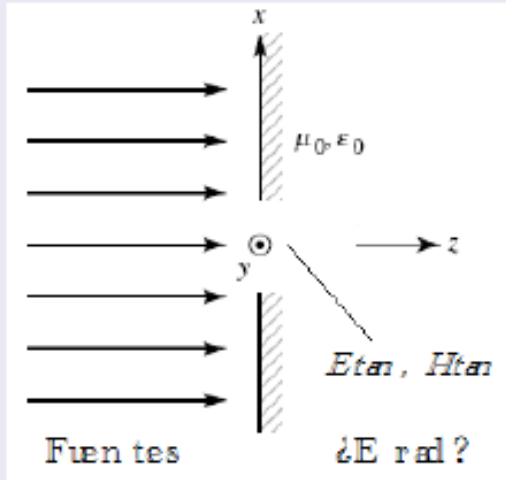
Estas corrientes equivalentes sólo son significativas en la apertura  $S_0$ , El resto de corrientes equivalentes de las paredes exteriores se desprecian en su contribución al campo radiado.

Por ello, para calcular el campo radiado se integran las corrientes equivalentes únicamente sobre la apertura  $S_0$ , lo que equivale a considerar solamente la radiación de las corrientes que circulan por el interior de la antena, despreciando las del exterior.

# Aperturas

## Aperturas

- Las antenas con dimensiones pequeñas comparadas con la  $\lambda$  (dipolos, monopolos, espiras) se analizan a partir de la distribución de corrientes. Cuando las antenas miden varias longitudes de onda (microondas) y en superficies curvadas metálicas es difícil obtener el vector de radiación.



- En las antenas de apertura conocemos el  $\vec{E}_t$  en una superficie plana (bocinas y reflectores). Una antena de apertura es una guía abierta.
- Con el principio de equivalencia, sustituimos las fuentes originales por otras más sencillas que creen el mismo campo tangencial en la superficie.

- Supongamos campos conocidos en superficie plana en el plano  $xy$ . Conocemos los campos en la apertura:

$$\vec{E}_{ap} = E_x(x, y)\hat{x} + E_y(x, y)\hat{y}$$

$$\vec{H}_{ap} = H_x(x, y)\hat{x} + H_y(x, y)\hat{y}$$



# Potenciales vectores. Eléctrico y magnético

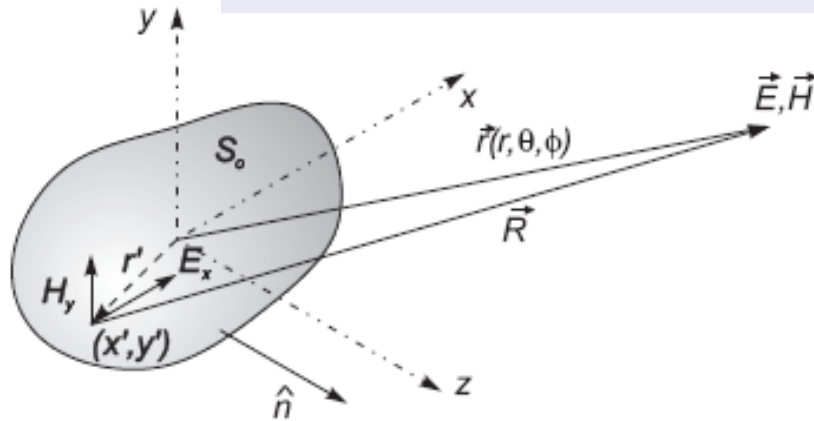
## Potencial vector magnético en aperturas

- Si conocemos sólo el campo eléctrico en la apertura, usamos el *segundo principio de equivalencia* y el *teorema de imágenes*, e introducimos una corriente magnética equivalente  $\vec{M}_s = -2\hat{n} \times \vec{E}_{ap}$ .
- Además,  $\hat{n} = \hat{z}$ , y por tanto  $\vec{M}_s = -2\hat{z} \times \vec{E}_{ap}$ , y a partir de aquí calculamos el potencial vector magnético:

$$\vec{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \iint_{ap} -2(\hat{z} \times \vec{E}_{ap}) e^{jk\vec{r}' \cdot \hat{r}} dS'$$

$$\vec{F} = -\frac{\epsilon}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \hat{z} \times \iint_{ap} \vec{E}_{ap} e^{jk\vec{r}' \cdot \hat{r}} dS'$$

donde se denomina el vector  $\vec{f} = \iint_{ap} \vec{E}_{ap} e^{jk\vec{r}' \cdot \hat{r}} dS'$ .



## Potencial vector eléctrico en aperturas

- Si conocemos solo el campo magnético en la apertura, usamos el *tercer principio de equivalencia* y el *teorema de imágenes*, e introducimos una corriente equivalente  $\vec{J}_s = 2\hat{n} \times \vec{H}_{ap}$ .
- Además,  $\hat{n} = \hat{z}$ , y por tanto  $\vec{J}_s = 2\hat{z} \times \vec{H}_{ap}$ , y a partir de aquí calculamos el potencial vector:

$$\vec{A} = \frac{\mu}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \hat{z} \times \iint_{ap} \vec{H}_{ap} e^{jk\vec{r}' \cdot \hat{r}} dS'$$

donde se define el vector  $\vec{a} = \iint_{ap} \vec{H}_{ap} e^{jk\vec{r}' \cdot \hat{r}} dS'$ .

# Potenciales vectores

Podemos así simplificar las expresiones para los potenciales magnético y eléctrico vector utilizando los vectores  $\vec{f}$  y  $\vec{a}$ , de donde obtendremos los campos radiados y por ende el Diagrama de Radiación.

$$\vec{a} = \iint_{ap} \vec{H}_{ap} e^{jk\vec{r}' \cdot \hat{r}} dS'$$

$$\vec{f} = \iint_{ap} \vec{E}_{ap} e^{jk\vec{r}' \cdot \hat{r}} dS'$$

## Potenciales vectores

$$\vec{F} = -\frac{\epsilon}{2\pi} \left( \frac{e^{-jkr}}{r} \right) \hat{z} \times \vec{f}$$

$$\vec{A} = \frac{\mu}{2\pi} \left( \frac{e^{-jkr}}{r} \right) \hat{z} \times \vec{a}$$

# Potenciales vectores y Campos radiados

## Potenciales en esféricas y campos radiados

- El potencial vector  $\vec{F}$  ( $\vec{A}$ ) es el producto vectorial de  $\hat{z}$  por  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$ , por tanto, como en antenas lineales, tiene las mismas direcciones que las fuentes (plano  $xy$ ).
- Pasando a esféricas, las componentes son:

$$\begin{cases} F_{\theta} = \frac{\varepsilon}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \cos \theta (f_y \cos \phi - f_x \sin \phi) \\ F_{\phi} = \frac{\varepsilon}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} (-f_x \cos \phi - f_y \sin \phi) \end{cases}$$

$$\begin{cases} A_{\theta} = \frac{\mu}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \cos \theta (-a_y \cos \phi + a_x \sin \phi) \\ A_{\phi} = \frac{\mu}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} (a_x \cos \phi + a_y \sin \phi) \end{cases}$$

- Los campos radiados, a partir de  $\vec{F}$  y de  $\vec{A}$ , quedan:

$$\begin{cases} E_{\theta} = -j\omega\eta F_{\phi} \\ E_{\phi} = j\omega\eta F_{\theta} \end{cases} \quad \begin{cases} E_{\theta} = -j\omega A_{\theta} \\ E_{\phi} = -j\omega A_{\phi} \end{cases}$$

Nótese el cambio de componentes al obtener el campo radiado a partir del potencial vector magnético.

# Campos radiados. Apertura rectangular

## Apertura rectangular

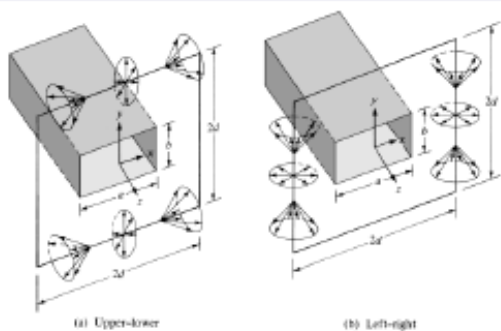


Figure 12-31 Diffraction mechanisms for an aperture mounted on a finite size ground plane (diffractions at upper-lower and left-right edges of the ground plane).

- Casi siempre trabajaremos calculando el campo eléctrico en la apertura:

$$\vec{f} = \int_{-a/2}^{a/2} \int_{-b/2}^{b/2} \vec{E}_{ap}(x', y') e^{jk\vec{r}' \cdot \hat{r}} dx' dy'$$

$$\vec{r}' = x'\hat{x} + y'\hat{y}$$

$$\hat{r} = \sin\theta \cos\phi\hat{x} + \sin\theta \sin\phi\hat{y} + \cos\theta\hat{z}$$

$$\vec{r}' \cdot \hat{r} = \sin\theta(x' \cos\phi + y' \sin\phi)$$

- Hacemos un cambio de variable:

$$u = k \sin\theta \cos\phi; \quad v = k \sin\theta \sin\phi$$

$$\vec{f} = \int_{-a/2}^{a/2} \int_{-b/2}^{b/2} \vec{E}_{ap}(x', y') e^{j(ux' + vy')} dx' dy'$$

- Es la Transformada de Fourier bidimensional (inversa) de  $x'$  e  $y'$  a  $u, v$ , esto es, del espacio físico al dominio de las direcciones. ¿Podemos decir qué sentido tienen entonces  $u, v$ ?

# Campos radiados. Apertura rectangular

Hay que fijarse en que las expresiones para los campos radiados pueden interpretarse como **transformadas de Fourier bidimensionales de la distribución de campos (iluminantes) en la apertura.**

Estas expresiones, al considerar únicamente la contribución de la distribución de campos en la apertura de la antena (despreciando la contribución de las corrientes residuales existentes sobre las paredes exteriores ofrecen resultados precisos únicamente para direcciones próximas al lóbulo principal y primeros lóbulos secundarios.

Para el cálculo del diagrama en direcciones alejadas del lóbulo principal es necesario introducir términos correctores que tengan en cuenta estas distribuciones adicionales de corriente.



# Ejemplos de distribuciones de campo en la apertura

## Campo separable

- Supongamos que el campo es separable,  $\vec{E}_{ap}(x', y') = E_0 X(x') Y(y') \hat{e}$ , donde  $\hat{e}$  es constante (la polarización no cambia en la apertura). Entonces,

$$\vec{f} = \hat{e} E_0 \int_{-a/2}^{a/2} X(x') e^{jux'} dx' \int_{-b/2}^{b/2} Y(y') e^{jvy'} dy' = \hat{e} E_0 f_x f_y$$

- El DR se expresa en los planos principales perpendiculares al  $xy$ , que corresponden a:

$$\phi = 0^\circ \Rightarrow v = 0 \Rightarrow f_y(0) = cte, \quad u = k \sin \theta \Rightarrow f_x(u) \text{ da DR en plano } zx$$

$$\phi = 90^\circ \Rightarrow u = 0 \Rightarrow f_x(0) = cte, \quad v = k \sin \theta \Rightarrow f_y(v) \text{ da DR en plano } zy$$

- Si  $f = E_0 f_x f_y$ , entonces  $\vec{E}_{rad} \frac{-j}{\lambda} \left( \frac{e^{-jkr}}{r} \right) f \hat{r} \times (\hat{z} \times \hat{e})$ .
- Según los campos en la apertura, la TF de las distribuciones  $X(x)$ ,  $Y(y)$  nos dará  $\vec{f}$ , y por consiguiente  $\vec{E}_{rad}$  y el DR. Por conveniencia, calculamos las TF con el cambio de variable

$$w = \frac{au}{2\pi} = \frac{a}{\lambda} \sin \theta \cos \phi, \quad w = \frac{bv}{2\pi} = \frac{b}{\lambda} \sin \theta \sin \phi$$

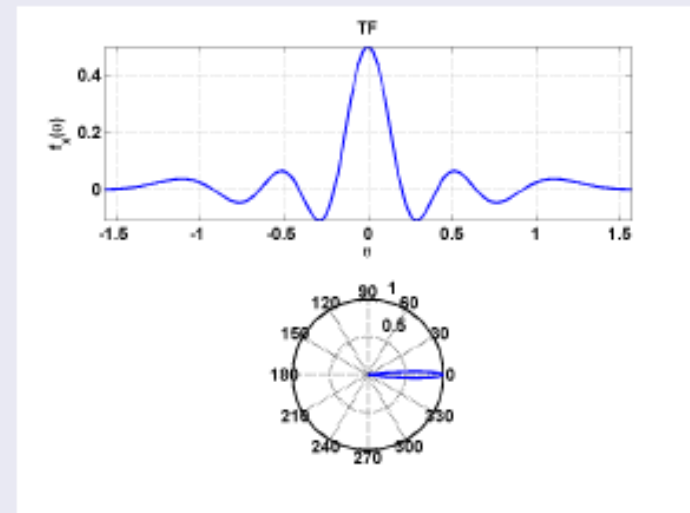
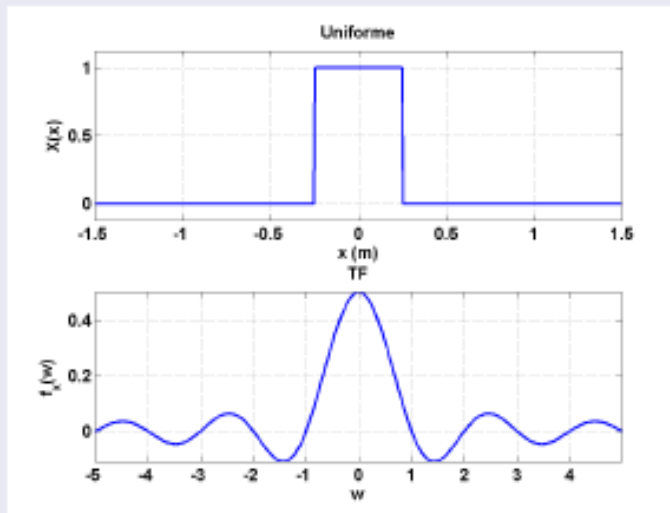
según estemos en uno u otro plano principal.

# Ejemplos de distribuciones de campo en la apertura

## Distribución uniforme (I)

- Si  $X(x') = u(x' + \frac{a}{2}) - u(x' - \frac{a}{2})$ , se trata de una distribución de campo uniforme en la apertura, y entonces:

$$f_X(w) = \int_{-a/2}^{a/2} 1 e^{j \frac{2\pi}{a} w x'} dx' = a \left( \frac{\sin \pi w}{\pi w} \right) = a \operatorname{sinc}(w)$$



- (Nota: cuidado con la definición de la función sinc que utilizamos.)

# Ejemplos de distribuciones de campo en la apertura

## Distribución uniforme con fase progresiva

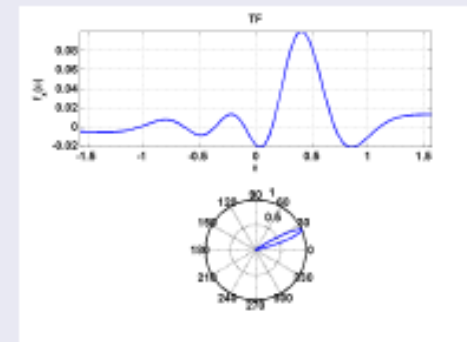
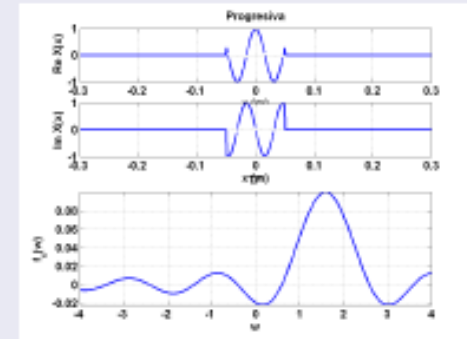
- Campo uniforme con fase progresiva:

$$X(x') = \left( u\left(x' + \frac{a}{2}\right) - u\left(x' - \frac{a}{2}\right) \right) e^{-j\alpha x'}$$

- La TF de  $\Pi(x)e^{-j\alpha x}$  es  $\text{sinc}(w) * \delta(w - w_0)$ , por tanto

$$f_x = a \text{sinc}(w - w_0)$$

- Máximo de apuntamiento en  $w_0 = \frac{a\alpha}{2\pi}$ .
- Primer nulo en  $w_c - w_0 = 1 \Rightarrow w_c = 1 + w_0$ .
- El NLPS es el mismo.
- ¿Cómo obtenemos algo así en una guía? Por ejemplo, con un corte oblicuo :)



# Ejemplos de distribuciones de campo en la apertura

## Distribución triangular

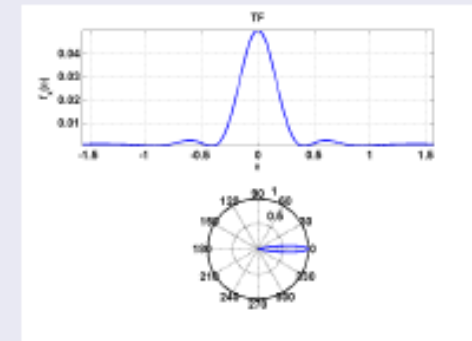
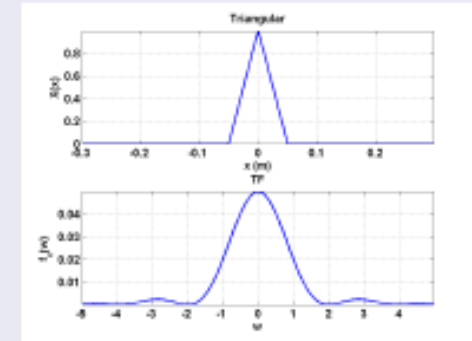
- Para una distribución de campo triangular:

$$f_x = \int_{-a/2}^{a/2} \left(1 - \frac{2|x'|}{a}\right) e^{j\frac{2\pi}{a}wx'} dx'$$

- La TF de  $\Pi(x) * \Pi(x)$  es  $\text{sinc}^2(w)$ . Así:

$$f_x = \frac{a}{2} \text{sinc}^2\left(\frac{w}{2}\right)$$

- Máximo de apuntamiento en la perpendicular a la apertura ( $\theta_M = 0$ ).
- Primer nulo en  $w_C = 2 \Rightarrow \theta_C \approx \frac{2\lambda}{a}$  (menor directividad).
- El NLPS es el doble,  $NLPS = 26,5\text{dB}$ .



# Ejemplos de distribuciones de campo en la apertura

## Distribución coseno

- Si la distribución en la apertura tiene forma de coseno (por ejemplo, modo TE<sub>10</sub>):

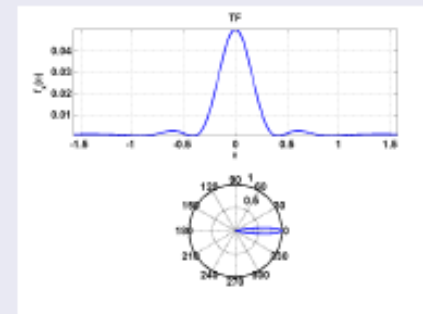
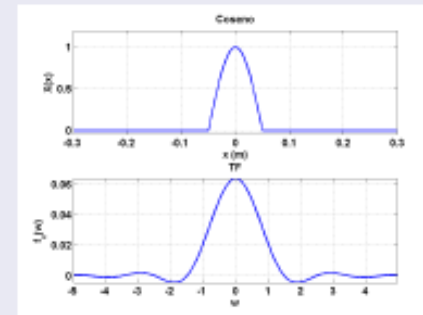
$$X(x) = \cos\left(\frac{\pi x'}{a}\right) \Pi_a(x')$$

$$f_x = \int_{-a/2}^{a/2} \cos\left(\frac{\pi x'}{a}\right) e^{j\frac{2\pi}{a}wx'} dx'$$

- Sabemos que la TF de  $\Pi(x) \cos(x)$  es  $(\delta + \delta) * \text{sinc}(w)$ . Ajustando constantes:

$$f_x = \frac{2a}{\pi} \left( \frac{\cos(\pi w)}{1 - 4w^2} \right)$$

- Máximo de apuntamiento en la perpendicular a la apertura ( $\theta_M = 0$ ).
- Primer nulo en  $w_c = 1,5 \Rightarrow \theta_c \approx \frac{3\lambda}{2a}$ . Es la distribución más directiva,  $NLPS = 23,5\text{dB}$ .





# Ejemplos de distribuciones de campo en la apertura

## Distribución seno

- si la distribución del campo en la apertura tiene forma de seno (TE<sub>20</sub>),

$$X(x') = \sin\left(\frac{2\pi x'}{a}\right) \Pi_a(x') \Rightarrow f_x = \int_{-a/2}^{a/2} \sin\left(\frac{2\pi x'}{a}\right) e^{j\frac{2\pi}{a}wx'} dx'$$

- La TF de  $\Pi_a(x) \sin(x)$  es  $(\delta - \delta) * \text{sinc}(w)$ . Ajustando constantes:

$$f_x = \frac{a}{j\pi} \left( \frac{\sin(\pi w)}{w^2 - 1} \right)$$

- Es un cambio de fase: cambian las posiciones de los máximos y los nulos.

# Bocinas



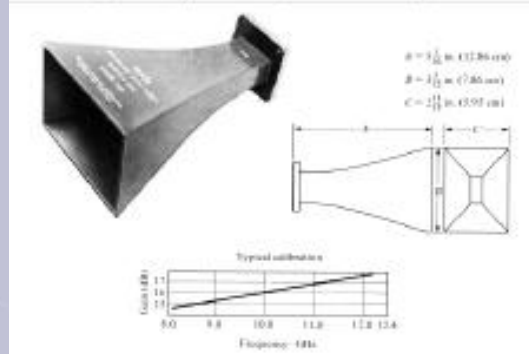
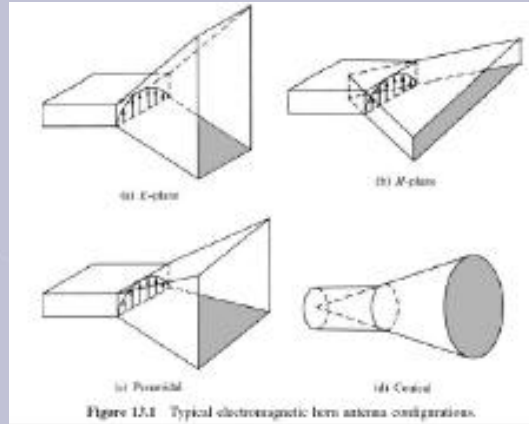
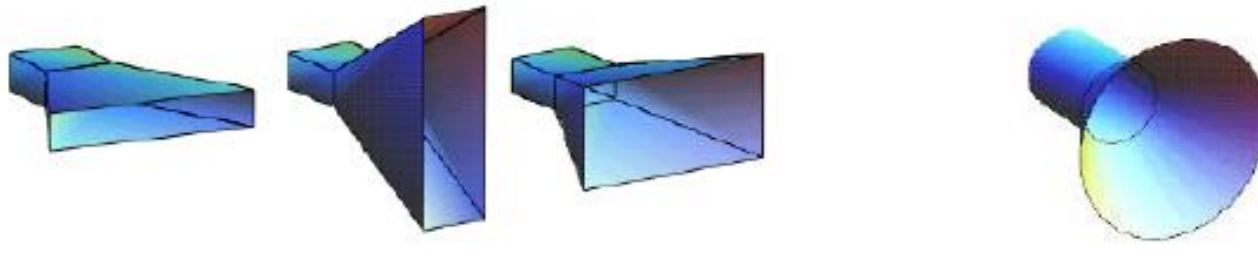
# ANTENAS DE APERTURA: BOCINAS

- Una bocina EM es una antena que se utiliza de forma generalizada a frecuencias de microondas, por sus características de gran ancho de banda y por su facilidad de construcción y diseño.
- Se utiliza como antena individual, en forma de agrupaciones, o como **alimentador primario de reflectores y lentes**.
- Son estructuras **muy bien adaptadas en banda ancha** a la guía de entrada, que **consiguen haces directivos** según el eje con **ganancias medias (10-25 dBi)**.
- Una bocina se alimenta a partir de una guía de ondas que propaga uno o varios modos. Las dimensiones van aumentando progresivamente hasta que la apertura equivalente tenga unas dimensiones suficientes para conseguir la directividad deseada.



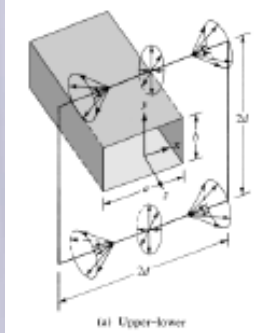
# BOCINAS: Tipos

- Las guías de onda rectangulares que propagan el modo fundamental TE<sub>10</sub>, se pueden abrir en el plano horizontal, dando lugar a las denominadas bocinas de plano H; en el vertical, bocinas de plano E o bien en ambos planos, bocinas piramidales
- Las guías de onda circulares que propagan el modo fundamental TE<sub>11</sub> alimentan a las bocinas circulares



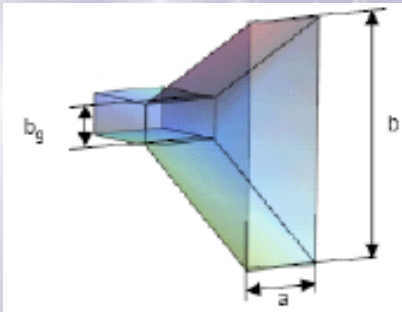
# BOCINAS. De la guía-apertura a la Bocina

La distribución de campos en la guía rectangular es:

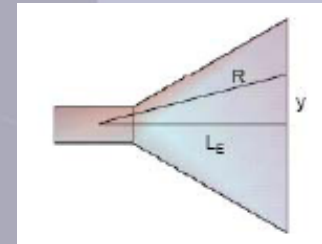


$$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right)$$

Si aumentamos las dimensiones verticales de la apertura, conseguimos aumentar la directividad y en la ecuación aparece una diferencia de fase en la bocina de plano E:



$$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\frac{\beta y^2}{2L_E}}$$

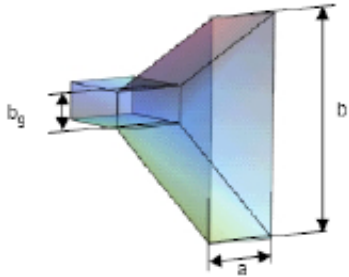


$$\beta(R - L_E) = \beta(\sqrt{y^2 + L_E^2} - L_E) \approx \beta\left(L_E\left(1 + \frac{1}{2}\left(\frac{y}{R}\right)^2\right) - L_E\right)$$

$$\beta(R - L_E) = \beta\frac{y^2}{2L_E} = \beta\frac{y^2}{2L_E}$$

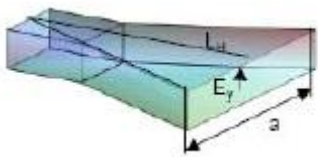


# BOCINAS



$$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\frac{\beta y^2}{2L_E}}$$

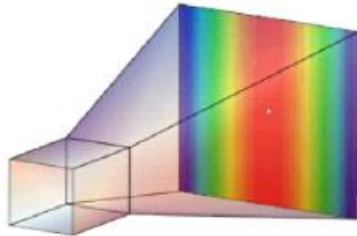
Bocina de PLANO E



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

Bocina de PLANO H

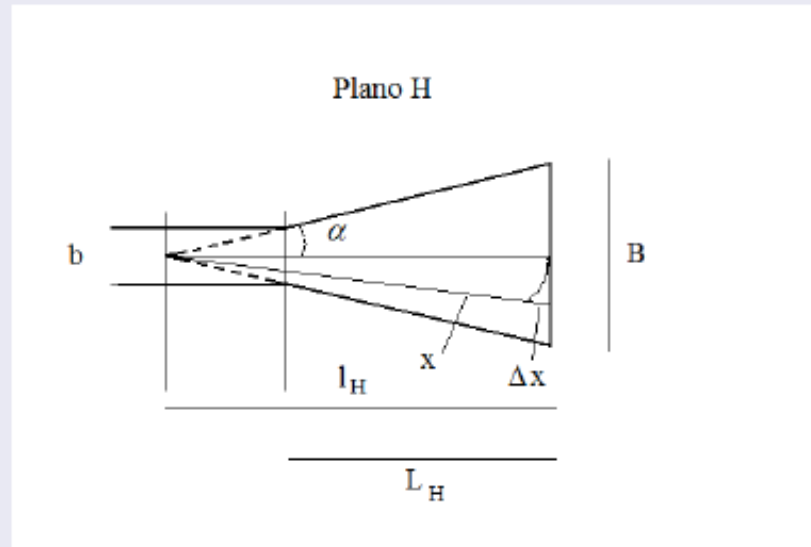
$$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\frac{\beta x^2}{2L_H}} e^{-j\frac{\beta y^2}{2L_E}}$$



Bocina PIRAMIDAL

# Bocinas. Notación otros libros.

## Notación

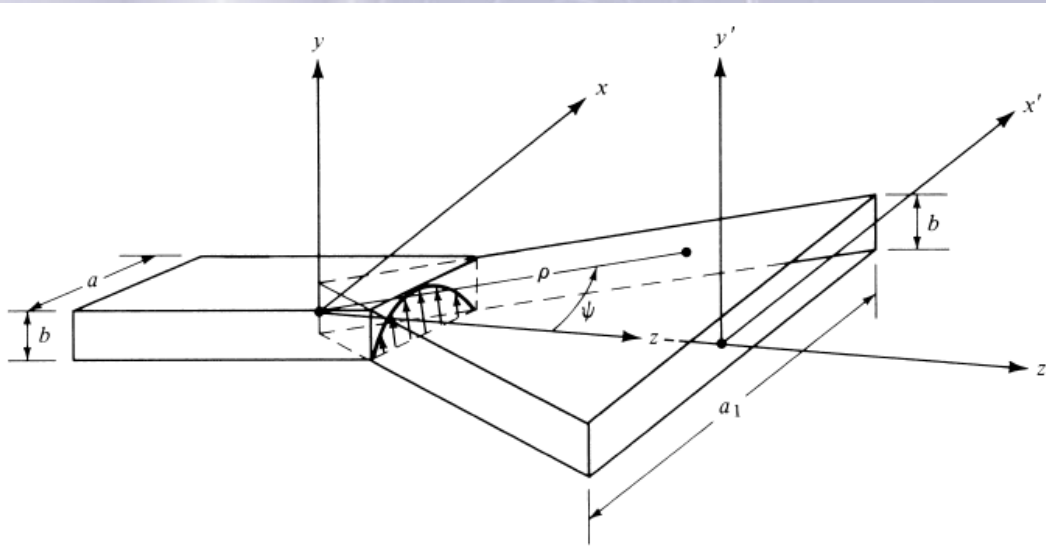


- Mayúsculas para bocina y minúsculas para guía.
- Ángulo de abocinamiento  $\alpha$ , longitud  $l$  y error de fase  $\Delta x$ , y así  $\tan \alpha = \frac{A}{2l}$
- La amplitud será prácticamente igual que el  $TE_{10}$  de la guía.
- Pero hay un error de fase: las componentes que viajan a las esquinas viajan más distancia que las que viajan al centro, por tanto:

$$\bar{E}_{ap} = \bar{E}_{guia} e^{-jk\Delta x}$$

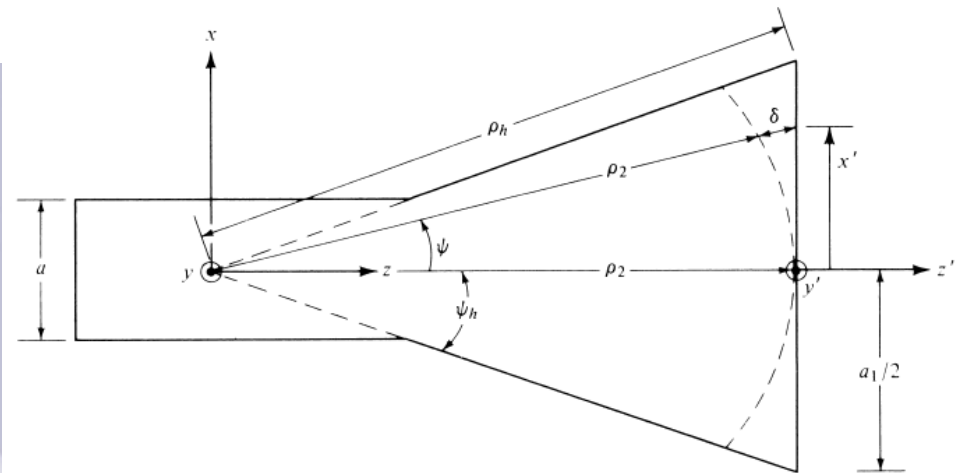


# Notación según el Balanis. Bocina H-plane



(a) *H*-plane sectoral horn

Las dimensiones de la guía se denominan  $a$  y  $b$   
Las dimensiones de la bocina se denominan  $a_1$  y  $b$



(b) *H*-plane view

# Bocinas. Error de Fase

## Error de fase

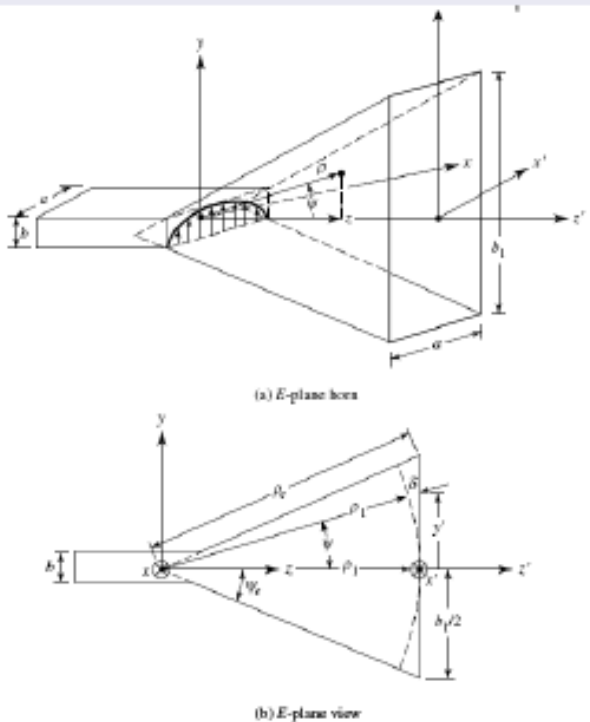


Figure 13.2 E-plane horn and coordinate system.

- Usando el Teorema de Pitágoras:

$$(l + \Delta x)^2 = l^2 + x^2$$

y haciendo algunas aproximaciones (comprobar), tenemos:

$$\Delta x \approx \frac{x^2}{2l}$$

que también se da en número de vueltas ( $k\Delta x$ ) o radianes.

- Se define el *error de fase* como el máximo camino recorrido, y se dará en el borde de la apertura:

$$s = \frac{k\Delta x_{max}}{2\pi} = \frac{kA^2}{8l2\pi} = \frac{A^2}{8l\lambda}$$



# Bocinas.Directividad

La directividad:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{ef} = \frac{4\pi}{\lambda^2} ab\eta_{il} = \frac{4\pi}{\lambda^2} ab\eta_{ilx}\eta_{ily}$$

Las eficiencias de iluminación son:

$$\eta_{ilx} = \frac{\left( \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} f(x') dx' \right)^2}{\int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} f^2(x') dx'}$$
$$\eta_{ily} = \frac{\left( \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} g(y') dy' \right)^2}{\int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} g^2(y') dy'}$$

Si la distribución **NO** tiene error de fase, las eficiencias se calculan:

$$f_1(x) = \cos\left(\frac{\pi x}{a_1}\right) \quad \eta_{ilx} = \frac{8}{\pi^2}$$

$$g_1(y) = 1 \quad \eta_{ily} = 1$$

Si la distribución tiene error de fase, la eficiencia se multiplica por un término que tiene en cuenta el error de fase:

$$f_2(x) = \cos\left(\frac{\pi}{2}x\right) e^{-j2\pi t x^2}$$

$$g_2(y) = e^{-j2\pi s y^2}$$

# Bocinas. Directividad

La directividad de las bocinas depende del área de apertura y del producto de las eficiencias.

Por otra parte, las dimensiones están relacionadas con los errores de fase mediante las relaciones

Si la longitud de la bocina se mantiene cte, la directividad crecerá proporcionalmente a la raíz cuadrada del parámetro t,s



$$s = \frac{b_1^2}{8 \cdot \lambda \cdot l_E}$$
$$t = \frac{a_1^2}{8 \cdot \lambda \cdot l_H}$$

Bocinas E-plane

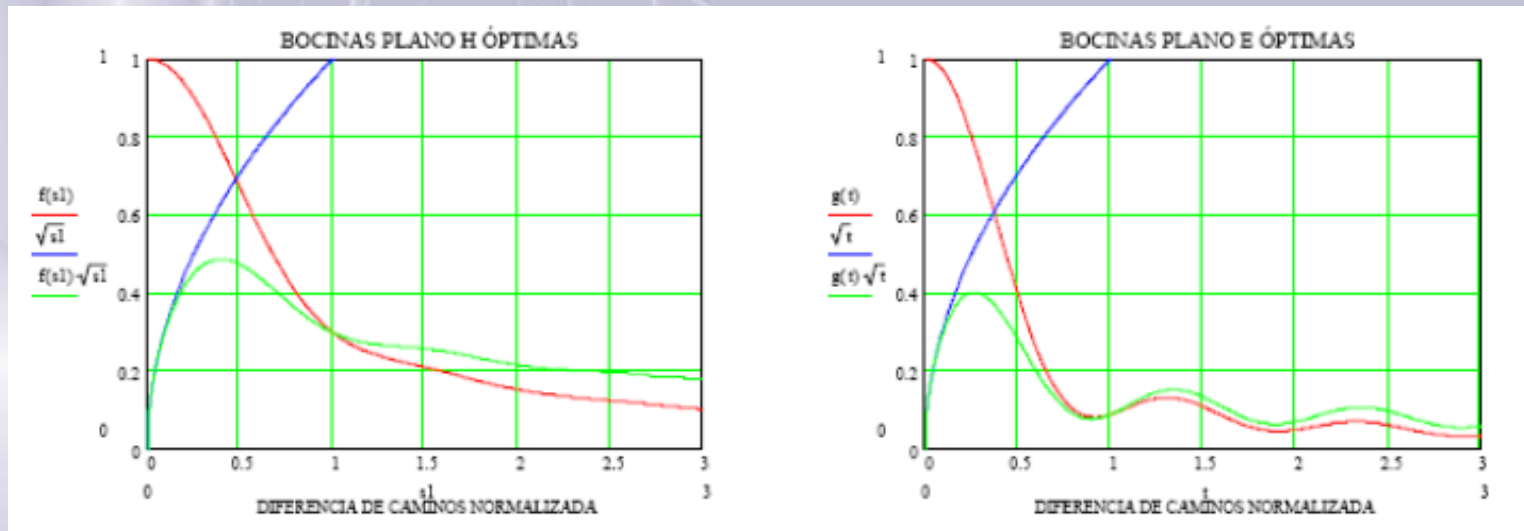
Bocinas H-plane

## LAS BOCINAS OPTIMAS

	Diferencia caminos	Diferencia fase	Dimensiones
Bocina plano E	$\frac{b_1^2}{8 \cdot l_E} = \frac{\lambda}{4}$	$\beta \frac{b_1^2}{8 \cdot l_E} = \frac{\pi}{2}$	$b_1 = \sqrt{2 \cdot \lambda \cdot l_E}$
Bocina plano H	$\frac{a_1^2}{8 \cdot l_H} = \frac{3\lambda}{8}$	$\beta \frac{a_1^2}{8 \cdot l_H} = \frac{3\pi}{4}$	$a_1 = \sqrt{3 \cdot \lambda \cdot l_H}$

# BOCINAS. Bocinas óptimas

La representación gráfica de la función eficiencia por dicha raíz cuadrada (directividad) permite observar que existe un **punto óptimo**, que es:  $t=3/8$ ,  $s=1/4$  que coincide con las diferencias de fase de  $135^\circ$  en el plano H y  $90^\circ$  en el plano E, equivalentes a diferencias de caminos de  $3\lambda/8$  en el plano H, y  $\lambda/4$  en el plano E. La diferencia de óptimos es debida a la mayor atenuación del módulo del campo en la distribución coseno



# Bocinas. Gráficas Directividad

## Bocina plano H Directividad

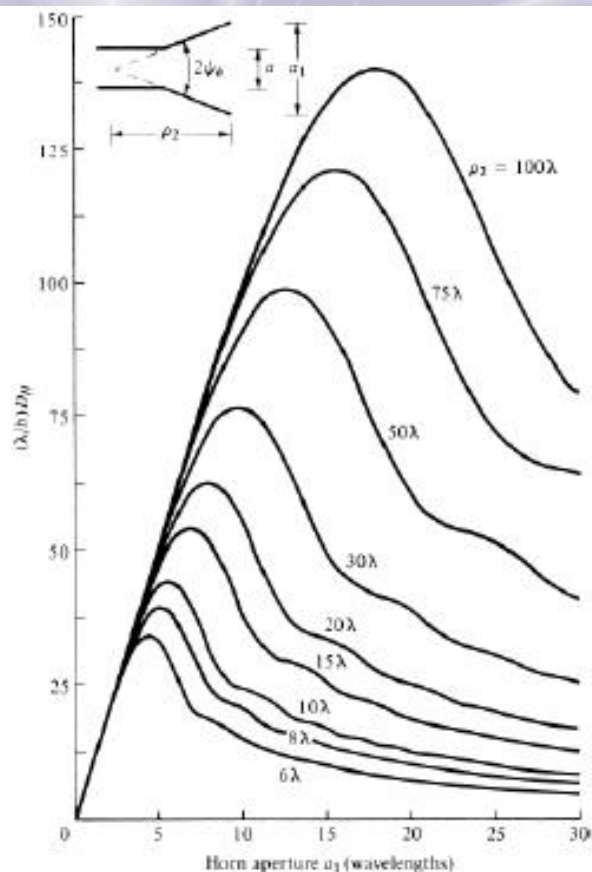


Figure 13.16 Normalized directivity of *H*-plane sectoral horn as a function of aperture size and for different lengths.

## Bocina plano E Directividad

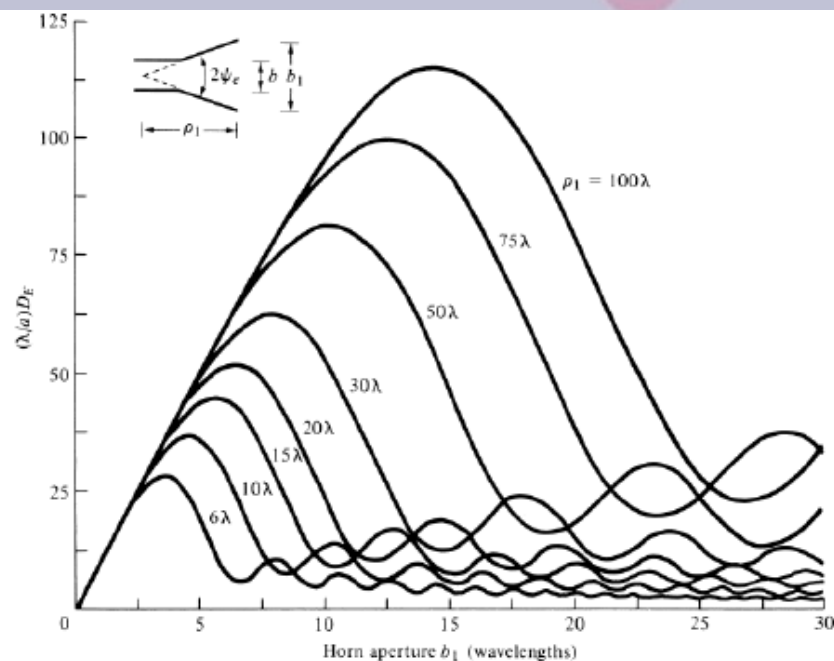


Figure 13.8 Normalized directivity of *E*-plane sectoral horn as a function of aperture size and for different lengths.

# Bocina plano E

## Bocina sectorial plano E

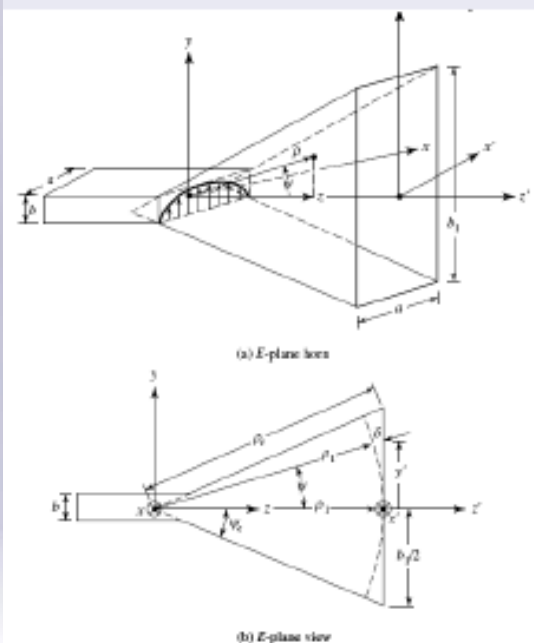


Figure 13.2 E-plane horn and coordinate system.

- Mantenemos  $a$  constante y cambiamos la dimensión en el plano E.
- En el plano E, distribución uniforme con error de fase,  $w = \frac{B}{\lambda} \sin \theta$ ; en el plano H, distribución cosenoidal sin error de fase.
- Campo en la apertura:

$$\bar{E}_{ap}(x, y) = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-jk \frac{y^2}{2lE}}$$

- En este caso, el error de fase óptimo (para máxima directividad) es  $s_{opt} = 1/4$ .



# Cálculo de la Directividad. E-plane

Se calcula el parámetro B

$$B = \frac{b_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50}{\rho_e/\lambda}}$$

En este caso  $\rho_e$  se identifica con  $l_e$  longitud de la bocina desde el vertice

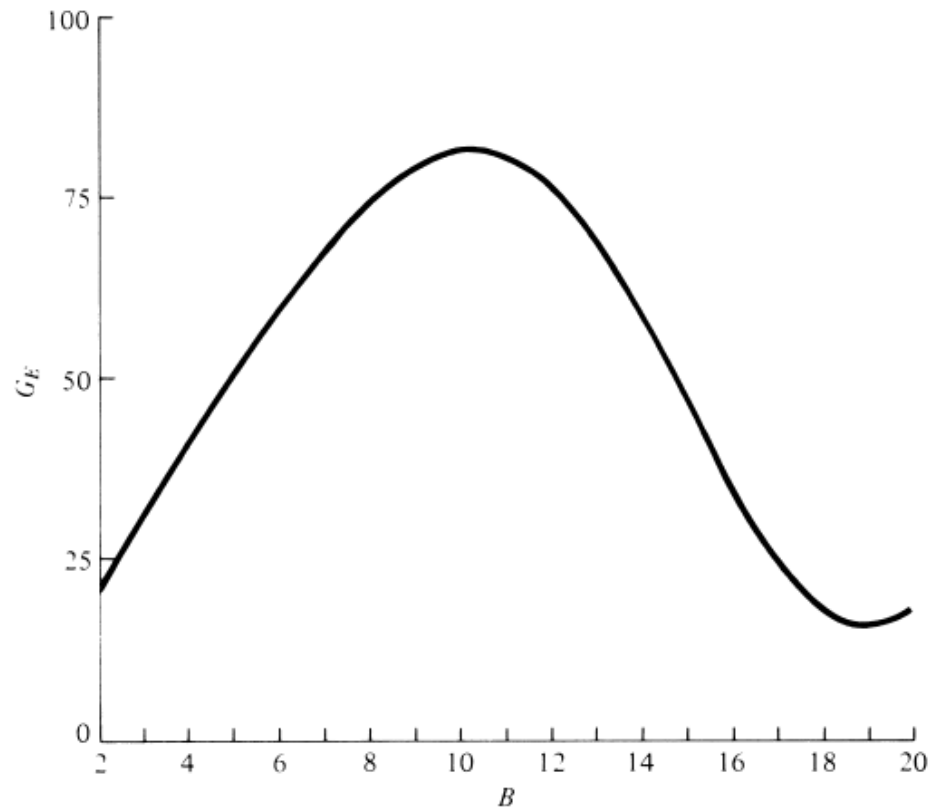
Usando el valor de B se encuentra el correspondiente valor de  $G_E$  de las figuras. Sin embargo si el valor de B es menor que 2, se calcula de la forma:

$$G_E = \frac{32}{\pi} B$$

Calcular el valor de  $D_E$  usando el valor de  $G_E$  ya sea de las figuras o del cálculo siguiente:

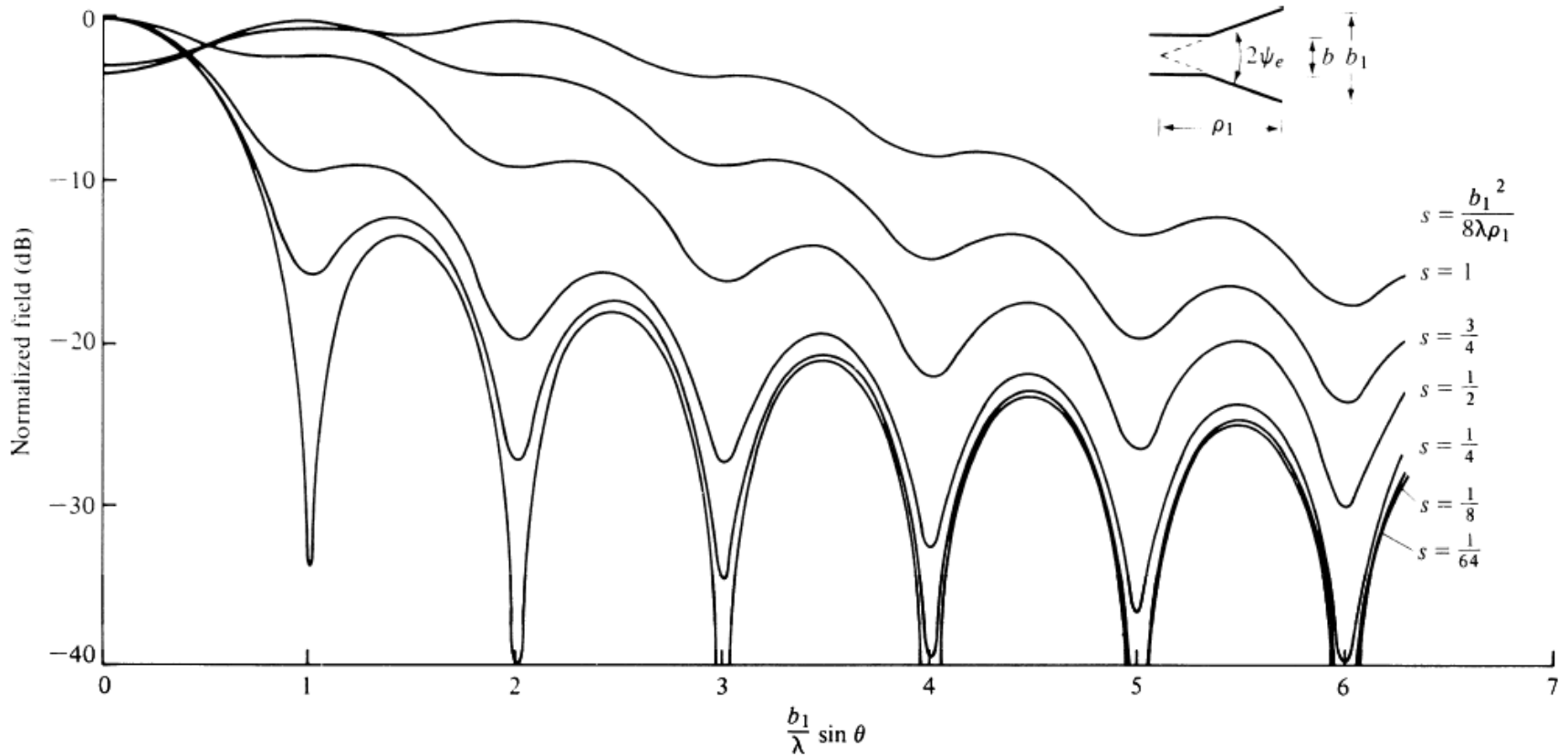
$$D_E = \frac{a}{\lambda} \frac{G_E}{\sqrt{\frac{50}{\rho_e/\lambda}}}$$

# Cálculo de la Directividad. E-plane



**Figure 13.9**  $G_E$  as a function of  $B$ . (SOURCE: Adopted from data by E. H. Braun, "Some Data for the Design of Electromagnetic Horns," *IRE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-4, No. 1, January 1956. © 1956 IEEE)

# Bocina plano E

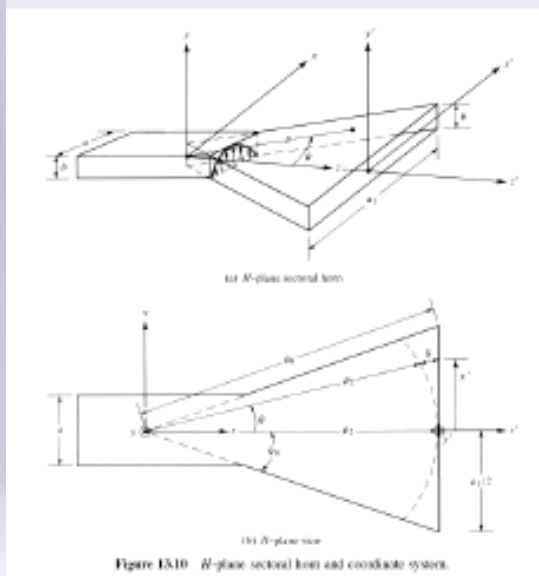


**Figure 13.6** *E*-plane universal patterns for *E*-plane sectoral and pyramidal horns.

Diagrama de radiación: Perdidas en dB conforme varía el ancho de haz  $W = \frac{b_1}{\lambda} \sin \theta$

# Bocina plano H

## Bocina sectorial plano H

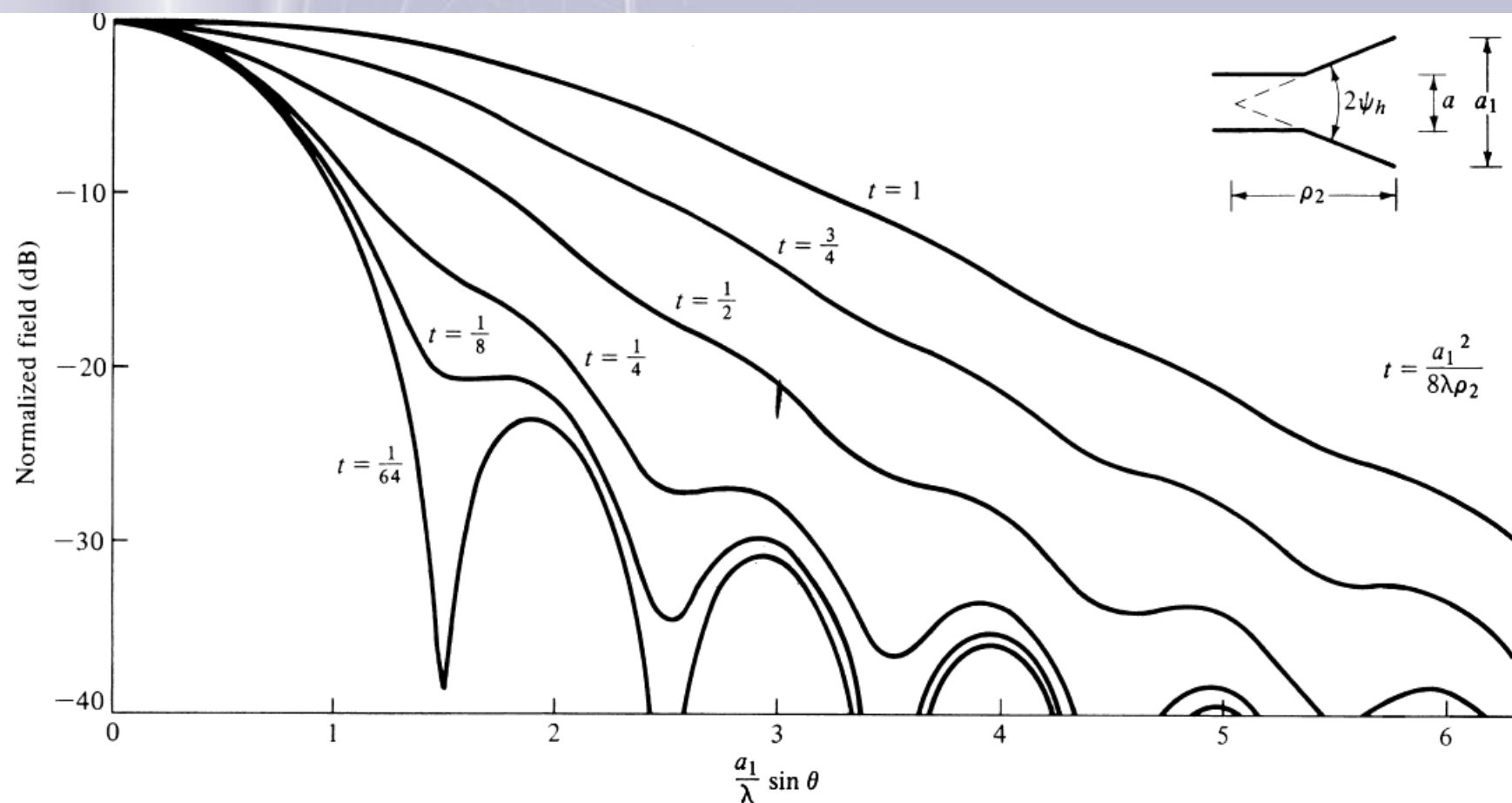


- Mantenemos  $b$  constante y cambiamos la dimensión en el plano H. Analizamos el DR por planos.
- En el plano E ( $zy$ ),  $w = \frac{b}{\lambda} \sin \theta$ , distribución uniforme sin error de fase, DR es una sinc.
- En el plano H ( $xz$ ),  $w = \frac{A}{\lambda} \sin \theta$ , distribución cosenoidal con error de fase, el DR viene de un campo:

$$\bar{E}_{ap}(x, y) = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{A}\right) e^{-jk \frac{x^2}{2H}}$$

- Existe un error de fase óptimo, que es aquél para el que se obtiene la máxima directividad. En la bocina sectorial plano H se da en  $s_{opt} = 3/8$ .

# Bocina plano H

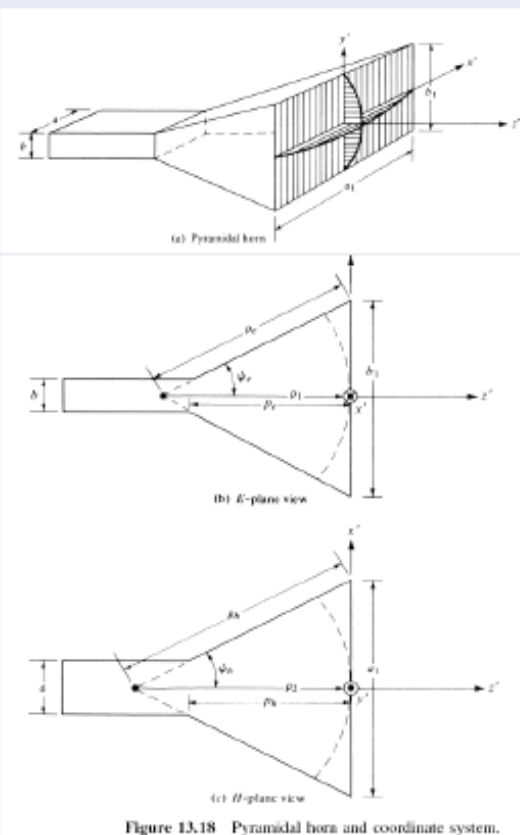


**Figure 13.14** *H*-plane universal patterns for *H*-plane sectoral and pyramidal horns.



# Bocina Piramidal

## Bocina piramidal



- Se abre en las dos dimensiones, por tanto:
  - en el plano E, distribución uniforme con error de fase,  $w = \frac{B}{\lambda} \sin \theta$ ,
  - en el plano H, distribución cosenoidal con error de fase,  $w = \frac{A}{\lambda} \sin \theta$ .
- Campo en la apertura:

$$E_{ap}(x, y) = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-jk \frac{x^2}{2l_H}} e^{-jk \frac{y^2}{2l_E}}$$

- Tenemos que cumplir una condición en la piramidal,  $L_H = L_E$ , y por tanto (comprobar):

$$l_E \left(1 - \frac{b}{B}\right) = l_H \left(1 - \frac{a}{A}\right)$$

- Para obtener la directividad, usamos el punto de directividad ( $D_E$  y  $D_H$  de las gráficas) y entonces

$$D = \frac{\pi}{32} \left(\frac{\lambda}{a} D_E\right) \left(\frac{\lambda}{b} D_H\right)$$

# Bocinas. Comparación directividades

## Comparación de directividades y ganancias

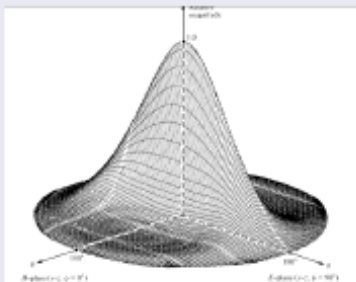


Figure 13.11 Three-dimensional field pattern of an H-plane sectoral horn ( $\alpha = 60^\circ$ ,  $\beta = 5.5^\circ$ ,  $b = 0.25\lambda$ ).

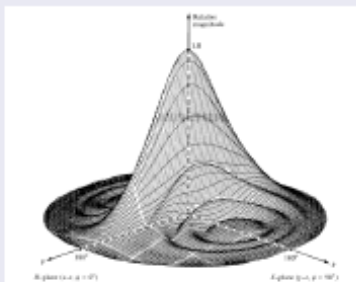


Figure 13.12 Three-dimensional field pattern of an E-plane sectoral horn ( $\alpha = 60^\circ$ ,  $\beta = 2.75^\circ$ ,  $a = 0.5\lambda$ ).

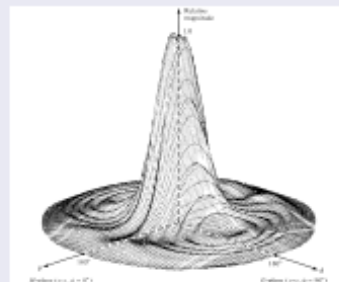


Figure 13.13 Three-dimensional field pattern of a pyramidal horn with maximum gain not on the x-axis ( $\alpha = \beta = 60^\circ$ ,  $\alpha_0 = 120^\circ$ ,  $\beta_0 = 60^\circ$ ,  $a = 0.5\lambda$ ,  $b = 0.25\lambda$ ).

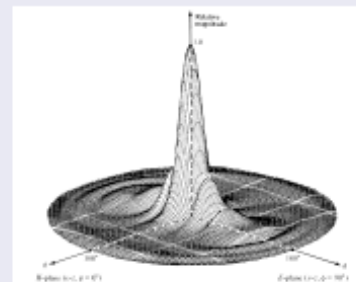


Figure 13.14 Three-dimensional field pattern of a pyramidal horn ( $\alpha = \beta = 60^\circ$ ,  $\alpha_0 = 5.5^\circ$ ,  $\beta_0 = 2.75^\circ$ ,  $a = 0.5\lambda$ ,  $b = 0.25\lambda$ ).

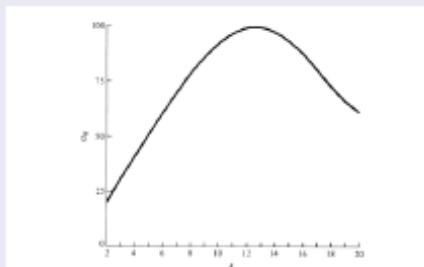
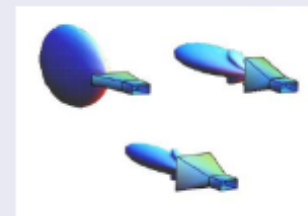
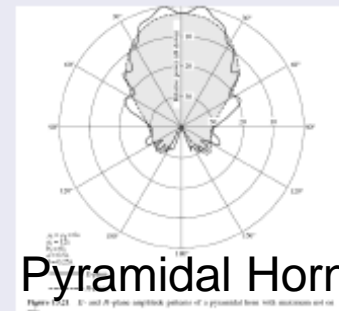


Figure 13.17  $G_d$  as a function of  $A$ . (source: Adapted from data by E. H. Reiss, "Some Data for the Design of Electromagnetic Horns," IRE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-4, No. 1, January 1956. © 1956 IEEE.)

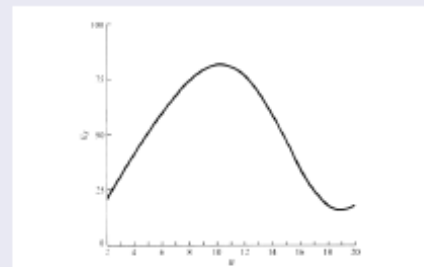


Figure 13.18  $G_d$  as a function of  $B$ . (source: Adapted from data by E. H. Reiss, "Some Data for the Design of Electromagnetic Horns," IRE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-4, No. 1, January 1956. © 1956 IEEE.)

Relaciones entre G y B

# Bocinas Cónicas. Guías circulares

## ■ Guía de ondas circular

Una guía de ondas circular propaga el modo fundamental TE<sub>11</sub>. las expresiones de los campos para este modo son:

$$E_\rho = E_0 \frac{1}{\rho} J_1 \left( 1.841 \frac{\rho}{a} \right) \sin \phi$$

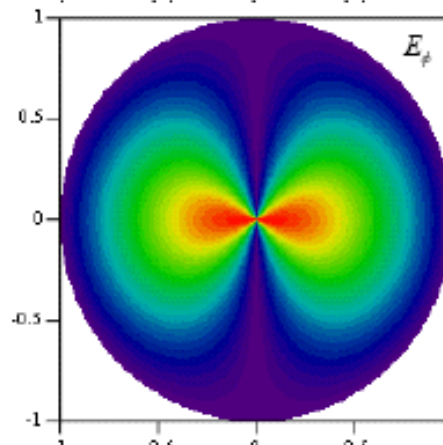
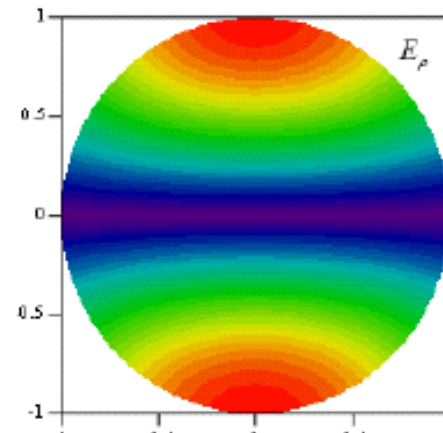
$$E_\phi = E_0 \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( J_1 \left( 1.841 \frac{\rho}{a} \right) \right) \cos \phi$$

$$E_z = 0$$

En coordenadas cartesianas:

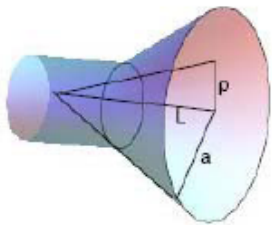
$$E_y = E_\rho \sin \phi + E_\phi \cos \phi$$

$$E_x = E_\rho \cos \phi - E_\phi \sin \phi$$



# Bocinas Cónicas

- La distribución de campos en una bocina cónica tiene la misma forma que el modo fundamental en la guía, y aparece un error cuadrático debido a la diferencia de caminos recorridos por las ondas:



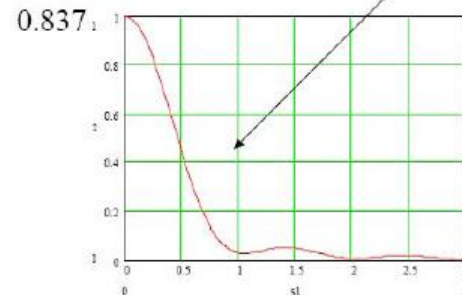
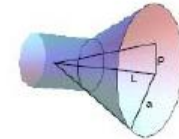
$$E_{\rho} = E_0 e^{-j2\pi s \left(\frac{\rho}{a}\right)^2} \frac{1}{\rho} J_1 \left( 1.841 \frac{\rho}{a} \right) \sin \phi$$

$$E_{\phi} = E_0 e^{-j2\pi s \left(\frac{\rho}{a}\right)^2} \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( J_1 \left( 1.841 \frac{\rho}{a} \right) \right) \cos \phi$$

$$s = \frac{d_m^2}{8\lambda L}, \quad d_m = 2a$$

La eficiencia para una guía de onda circular sobredimensionada,  $a > \lambda$  con el modo TE<sub>11</sub>, tiene una eficiencia de 0.837

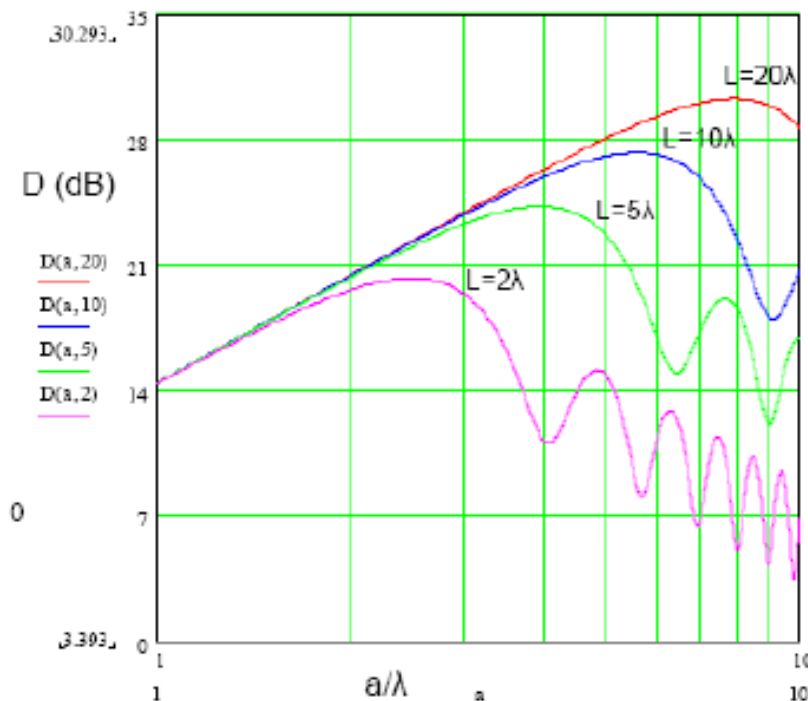
$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{ef} = \frac{4\pi}{\lambda^2} (\pi a^2) \eta_{il}$$



Error de fase en función de s

# Bocina Cónica óptima

- **Bocina óptima.** Cuando la diferencia de caminos entre los puntos extremos de la boca es  $s=3\lambda/8$ , igual que en la bocina de plano H





# REFLECTORES



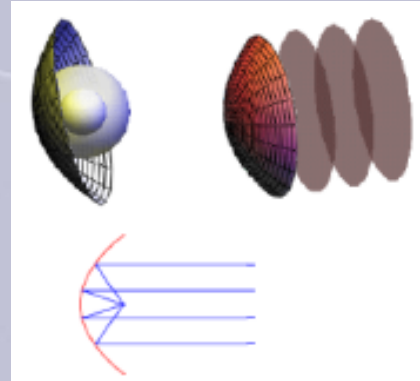
# Reflectores

Son antenas formadas por una superficie metálica y una bocina alimentadora.

Tienen una directividad muy elevada (las bocinas no tienen por qué entregar mucha potencia).

La teoría de reflectores se desarrolló en la II Guerra Mundial, se usan mucho en enlaces vía satélite (no para difusión).

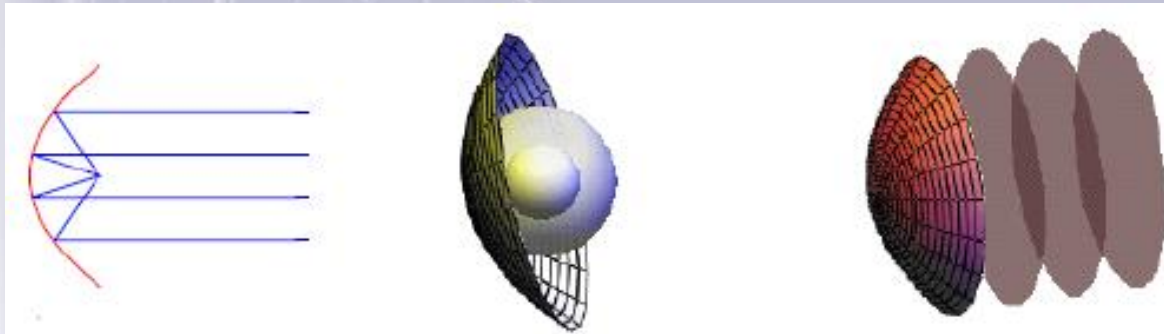
La bocina de alimentación radia ondas esféricas, y el reflector metálico las refleja transformándolas en ondas planas.



# Reflectores. Fundamentos

Las ondas que se propagan entre el foco y el reflector son ondas esféricas y varían su amplitud y fase

Las ondas que se propagan desde el reflector hasta la apertura son ondas planas y tan solo se modifica la fase



$$|E_a|_{\infty} \frac{\sqrt{D(\theta', \phi')}}{r}$$

$$\text{fase}(E_a) = -jk(R + z_a + z) = \text{cte}$$

# Reflectores. Fundamentos

Teoría de rayos (óptica geométrica): consideramos el campo radiado por la bocina como rayos reflejados por el reflector. Asumimos frecuencias altas y  $s_{\text{ref}} \gg \lambda$ , así podemos estudiar el conjunto como una apertura.

Superficies parabólicas. Convierten fuentes de onda esféricas procedentes del foco en frentes de onda planos. Convierten los rayos en paralelos. Para que la onda de la bocina sea esférica, el reflector ha de estar lo bastante lejos como para tener campo lejano.

Superficies elípticas. Convierten fuentes esféricas procedentes de un foco  $F$  en fuentes esféricas procedentes de  $F'$ . Se usan como subreflectores, no crean rayos paralelos.

Los rayos son ondas planas, y la distribución del campo en la apertura depende del alimentador y de la forma del reflector. Así aumentamos la superficie de la apertura, y aumentamos la ganancia. Al ser onda plana, la distribución será más uniforme.

Con los reflectores conseguimos:

- 1) Distribución uniforme de la fase en las aperturas
- 2) Distribución de amplitudes en la apertura según el DR de la bocina y la distancia
- 3) Distribución de polarización en la apertura.

# Tipos de reflectores





# Tipos de reflectores

- Los reflectores parabólicos pueden ser de revolución o cilíndricos.
- Con los reflectores conseguimos:
  - (1) distribución uniforme de la fase en las aperturas;
  - (2) distribución de amplitudes en la apertura
  - (3) distribución de polarización en la apertura.

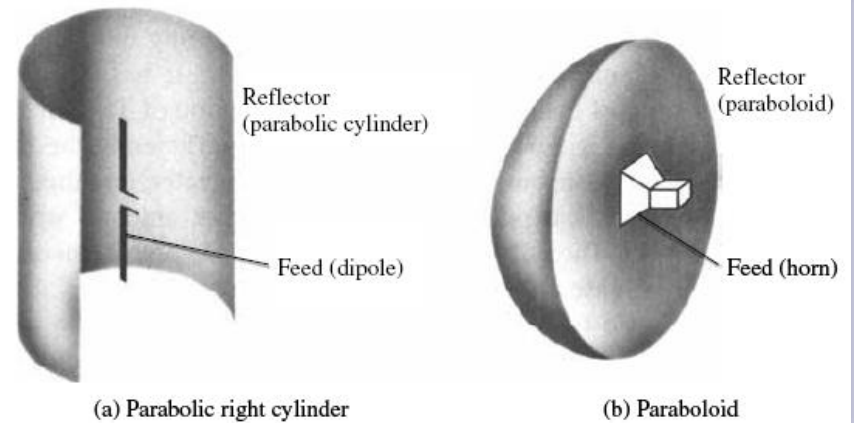
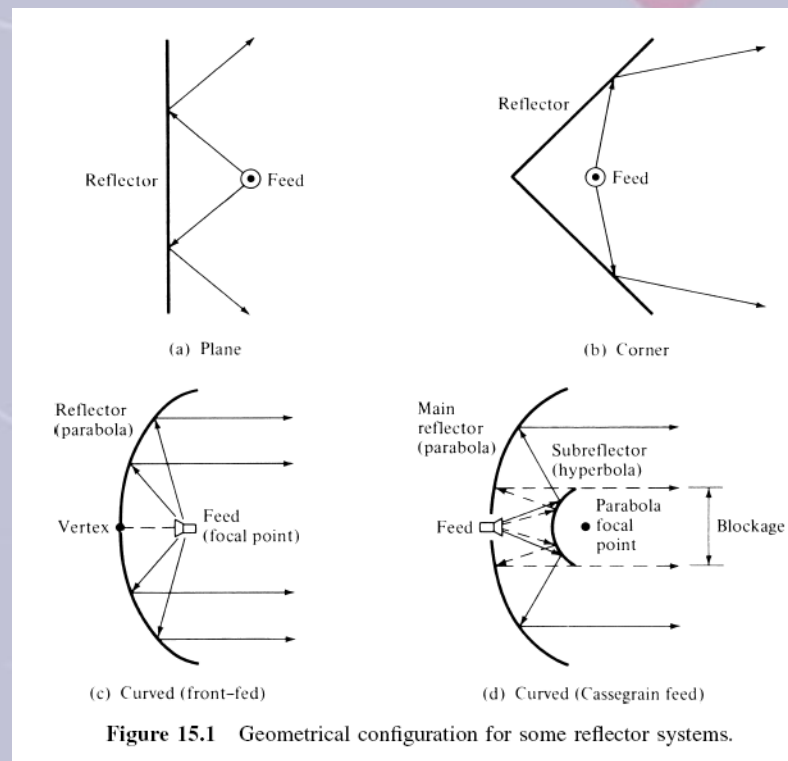
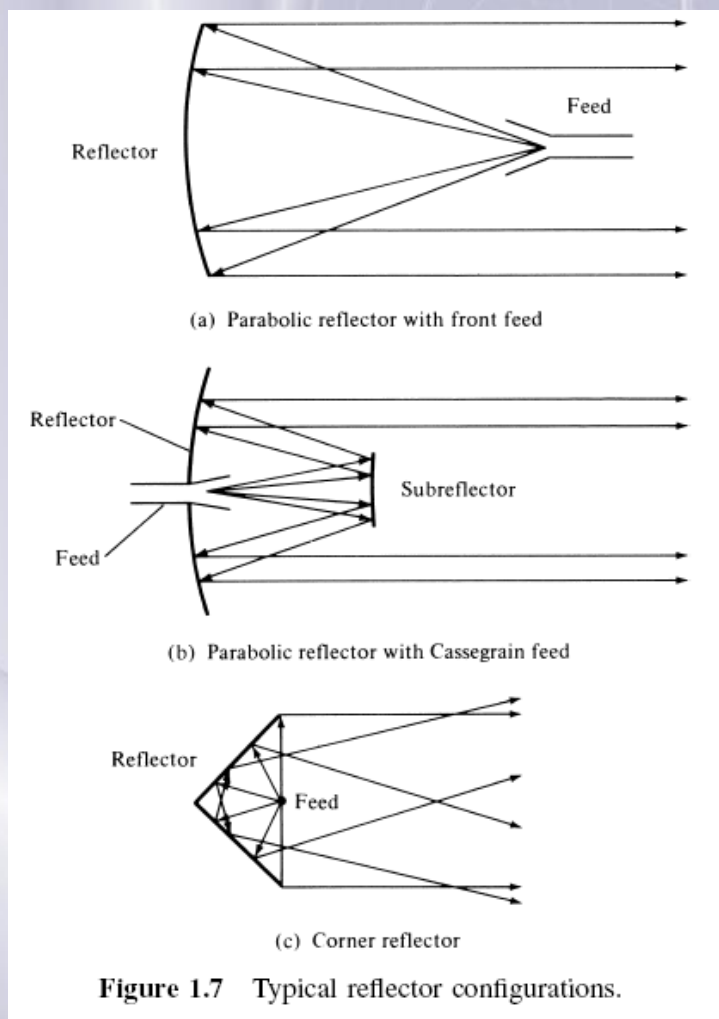


Figure 15.8 Parabolic right cylinder and paraboloid.

# Configuraciones de Reflectores

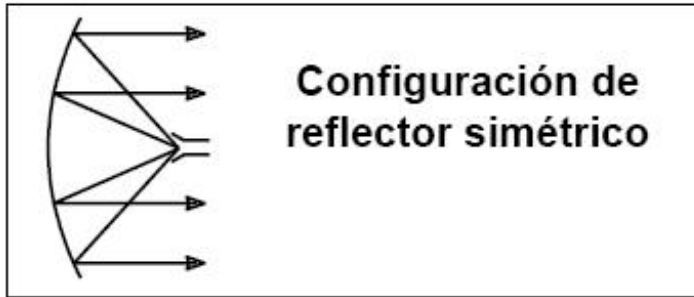


# Tipos de Reflectores

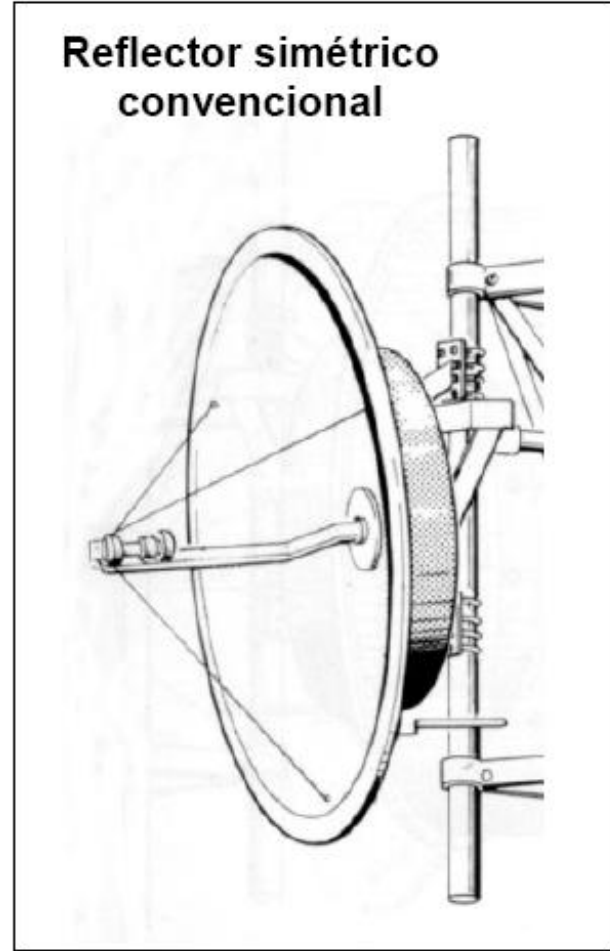
- ❑ Reflector parabólico simple
- ❑ Reflector doble. Un reflector principal parabólico simple y uno secundario elíptico
- ❑ (Gregoriano) o hiperbólico (Cassegrain). Aumentamos la distancia virtual de alimentación (campo más lejano).
- ❑ Reflector offset o descentrado. Utilizamos solo un tramo de parabólica, así conseguimos que la bocina no interfiera. Son más difíciles de fabricar, por ser asimétricos.



# Tipos de Reflectores



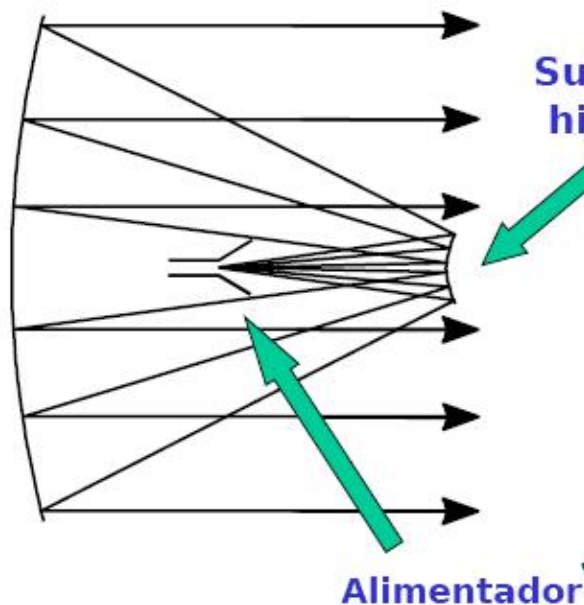
Reflector simétrico convencional





# Tipos de Reflectores

## Doble reflector (Cassegrain)



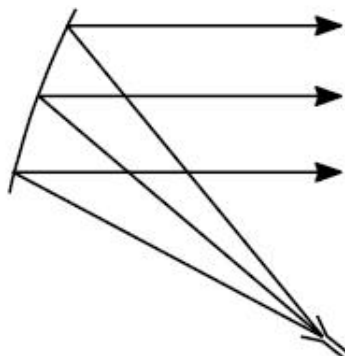
**En grandes reflectores:**

- Mucho mejor iluminación
- Ligera pérdida por bloqueo
- Mejora de eficiencia total



# Tipos de Reflectores

## Reflector asimétrico (offset)



Se utiliza sólo una sección del reflector para evitar el bloqueo del alimentador

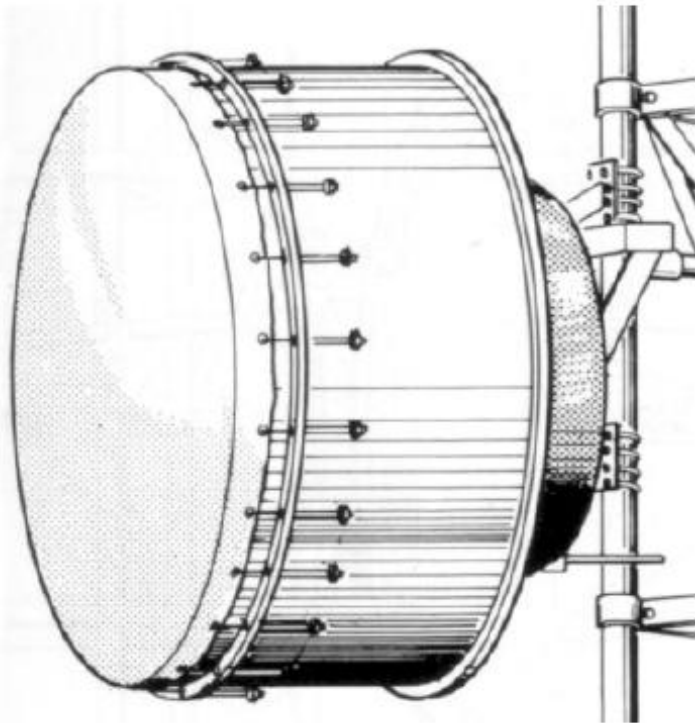
- Mejor NLPS (hasta 40 dB)
- Mejor directividad en reflectores pequeños
- Peor discriminación de polarización cruzada



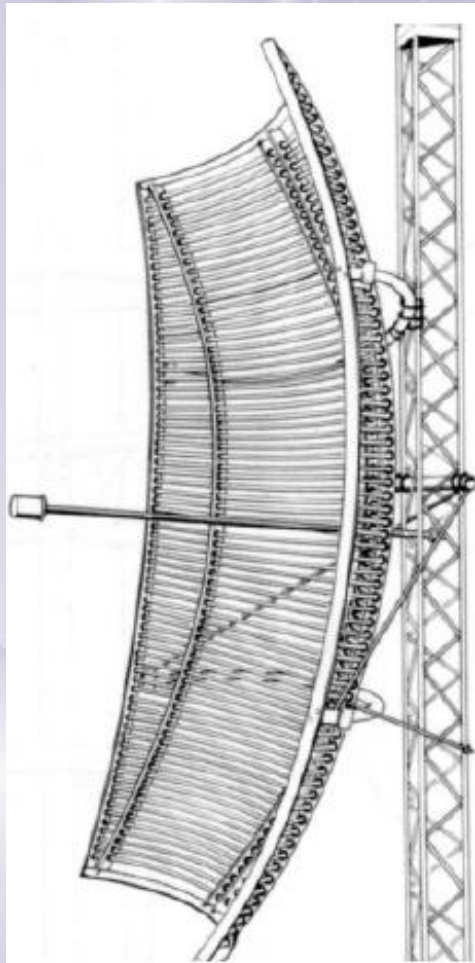
# Tipos de Reflectores y variaciones

## Reflector con radomo y escudo lateral

- Evita radiación lateral del alimentador



# Tipos de Reflectores y variaciones



## Reflector de varillas

- Menor peso
- Menor resistencia al viento



Polarización Vertical



Polarización Horizontal







# Tipos de Reflectores y variaciones

Reflector con bordes aserrados

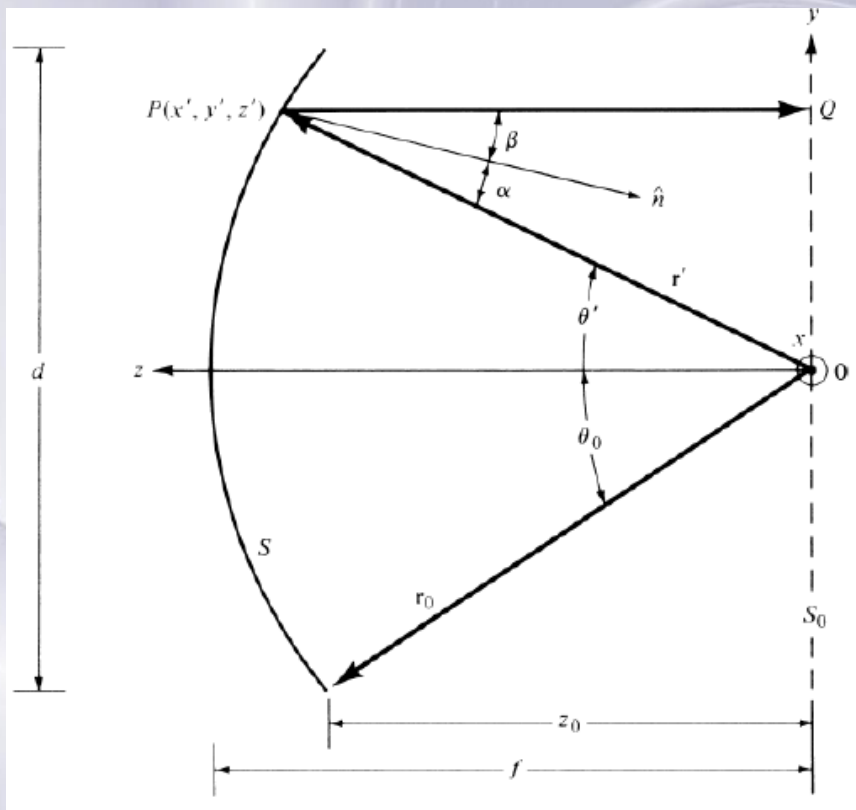
- Otro ejemplo: Tibidabo



Alimentación con  
guía de onda



# Reflectores. Teoría



- Teniendo en cuenta:

$r \equiv$  longitud del rayo incidente

$\theta \equiv$  ángulo incidente

$l \equiv$  distancia entre rayo reflejado y foco

$$z = -F + \frac{l^2}{4F}$$

- Por tanto,  $l = r \sin \theta = \dots = 2F \tan\left(\frac{\theta}{2}\right)$ , y para  $\theta_M$  tenemos  $l = D/2$ , por lo que

$$2F \tan \frac{\theta_M}{2} = \frac{D}{2} \Rightarrow \tan \frac{\theta_M}{2} = \frac{D}{4F}$$

- Necesitaremos  $\theta_M$ , ya que el DR de la bocina está en función de  $\theta$ . Se puede pedir que el  $DR(\theta_M)$  haya caído a 10 dB.

# Ganancia-Eficiencias-Pérdidas

Utilizaremos una apertura equivalente del sistema reflector, en general aperturas circulares.

Para un reflector parabólico de diámetro  $d$ ,  $S = \pi(d/2)^2$ . Pero existen pérdidas que modelamos con distintas eficiencias, si  $A_{ef}$  es la apertura efectiva (superficie por eficiencias)

$$\text{En aperturas : } D = \frac{4\pi}{\lambda^2} S$$

$$\text{En reflectore s : } D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{ef}$$

Existen distintas eficiencias según la naturaleza de las pérdidas (la eficiencia total es el producto de todas las eficiencias):

## Reflectores:

Pérdidas por desbordamiento (spillover).  
Pérdidas por bloqueo del alimentador.

## Aperturas:

Dist. amplitud no uniforme.  
Dist. fase no uniforme.  
Dist. polarización no uniforme

# Eficiencias-Pérdidas

## Eficiencia de polarización

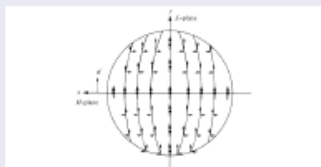


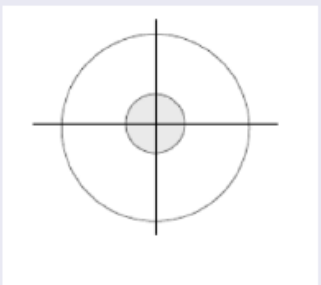
Figure 15.16. Principal (e-horizontales) and cross-polarization (e-verticales) components of a paraboloidal reflector (radius  $R$ , focus  $F$ ). Microwave Antenna Theory and Design (MIT Radiation Lab Series, Vol. 12), McGraw-Hill, New York, 1989.

- La superficie parabólica del reflector no es completamente plana, y esto da polarizaciones cruzadas:

$$e_{pol} = \frac{\text{Pot rad en polarización principal}}{\text{Pot rad total}}$$

- En los planos principales  $xz$  e  $yz$ , no hay polarización cruzada, y a  $45^\circ$  está el máximo de polarización cruzada.
- El reflector offset tiene mayor polarización cruzada.

## Eficiencia de bloqueo



- Está dada por la sombra del alimentador sobre el campo radiado reflejado por el reflector:
- Con el principio de superposición, y aproximadamente:

$$e_{bloqueo} = \frac{S - S_{sombra}}{S}$$

## Eficiencia de fase

Hay pérdidas debidas a que la distribución de fase no es uniforme en la apertura. Las causas principales son problemas mecánicos: deformaciones, alimentador no puntual y errores por desplazamiento del alimentador respecto al foco (axial y lateral)

## Pérdidas por desbordamiento

Parte de la potencia del alimentador se radia fuera del reflector. La eficiencia por spillover es:

$$e_{spill} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_m} G(\theta, \phi) d\Omega}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} G(\theta, \phi) d\Omega}$$

Si utilizamos  $G(\theta) = \cos^n(\theta)$ , entonces  $e_{spill} = 1 - \cos^n(\theta_m)$ .

# Ganancia

La **ganancia** de una antena reflectora de apertura circular se obtiene como:

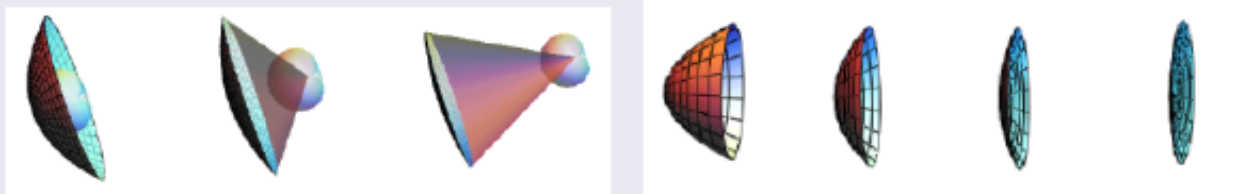
$$G = \left( \frac{\pi \cdot D}{\lambda} \right)^2 \prod_i \text{Eficiencias}_i$$

La **eficiencia total** que se suele obtener es del orden de:

- Reflector simple centrado: 60%
- Sistema Cassegrain centrado: 65 al 70%
- Sistema Offset: 70 al 75%
- Sistema doble con superficies conformadas para máxima ganancia: 85 al 90%

### Parámetro F/D del reflector simple

- Si la relación F/D es grande, tenemos un reflector más plano, mientras que si es pequeña es más curvo.
- En un reflector más plano, la iluminación es más uniforme, el campo llega más aproximadamente con la misma amplitud, pero se pierde más potencia no reflejada en la superficie reflectora.
- Un reflector muy curvo refleja casi toda la potencia, pero no está iluminado con amplitud uniforme.
- Compromiso entre amplitud uniforme y pérdidas.





# Pérdidas en reflectores

## Distribución de amplitud no uniforme (I)



- Una de las causas de que la distribución no sea igual en todos los puntos del paraboloide es que la onda se atenúa con  $1/r$ , pero  $r$  no es el mismo: la amplitud es distinta en el extremo de la del centro ( $r_{max} > F$ ).

$$\frac{E(\theta)}{E(\theta=0)} = \frac{1/r}{1/F} = \frac{1}{(r=F \sec^2(\theta/2)) \sec^2(\theta/2)} = \cos^2(\theta/2)$$

- Así, la distribución de amplitud de campo desde el centro al extremo tiene la forma  $\cos^2(\theta/2)$ , lo que distorsiona la amplitud en la apertura.
- Además, el alimentador no es isotrópico, sino que tiene un  $DR(\theta, \phi)$ .
- La distribución de potencia en la apertura es el producto de ambos (comprobar):

$$G(\theta, \phi) \left(\frac{1}{r}\right)^2 = G(\theta, \phi) \frac{\cos^4(\theta/2)}{F} = G(\theta, \phi) \frac{16F^2}{(4F^2 + l^2)^2}$$

- Nota: la distribución en el borde de la apertura se llama taper: nivel de borde respecto al centro. Indica cómo de uniforme es la iluminación.



## Distribución de amplitud no uniforme (II)

- La ganancia de los alimentadores se suele aproximar por  $G(\theta) = \cos^n \theta$ . Al aumentar  $n$ , aumenta la  $D_{max}$ .
- Usando la ecuación del paraboloide:

$$G(\theta) = \cos^n \theta = \frac{16F^2(4F^2 - l^2)^n}{(4F^2 + l^2)^{n+2}}$$

que es la distribución parabólica sobre pedestal. La eficiencia de amplitud dependerá de  $n$ .

- El parámetro  $F/D$  nos indica cuál de las 2 causas es más importante:
  - Si  $F/D \uparrow \uparrow$ , todos los caminos foco-paraboloide son similares, y la eficiencia depende poco del término de esféricas y más del DR.
  - Si  $F/D \downarrow \downarrow$ , importa poco el DR y mucho el término en esféricas.
- En el primer caso, hay mucha potencia no interceptada por el reflector y las pérdidas por desbordamiento serán muy grandes.
- En el segundo caso, la eficiencia por amplitud será baja, pero la de desbordamiento alta.
- Se debe llegar a una solución de compromiso, suele usarse  $F/D \in [0,25, 0,50]$ .

## Problema: reflector parabólico alimentado con bocina piramidal

Un reflector parabólico de 1m de diámetro y  $F/D=0.7$  se alimenta con una bocina piramidal cuyo DR puede aproximarse por  $DR(\theta, \Phi) = \cos^n (\theta/2)$ .

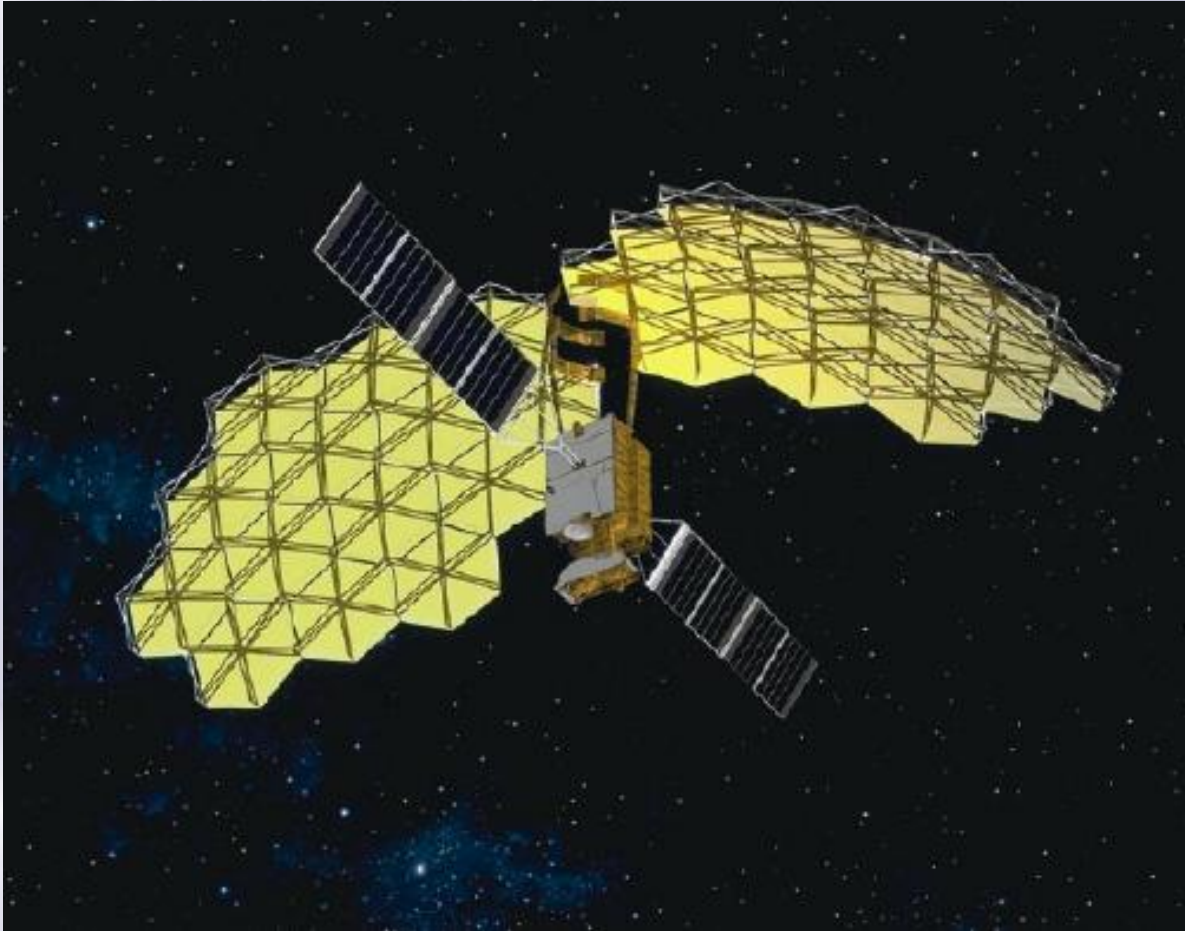
- 1 Obtenga  $n$  para tener una iluminación en el borde del reflector de -6dB.
- 2 Calcule la directividad.
- 3 Calcule las dimensiones de la boca de la bocina que asegura la iluminación de -6dB en los planos principales, suponiendo que el error de fase es despreciable (supóngase en este apartado alimentación por una guía con TE<sub>10</sub>).

# Reflectores desplegables





# Reflectores desplegados



SATELITE ETS NASDA

# LENTES

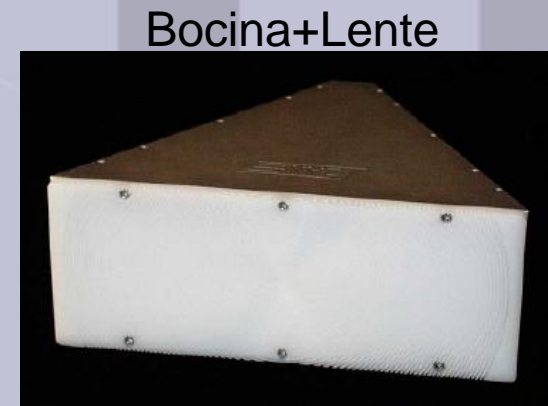
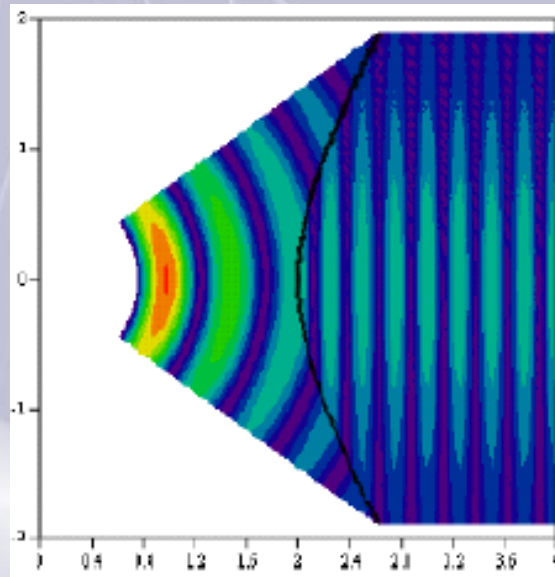




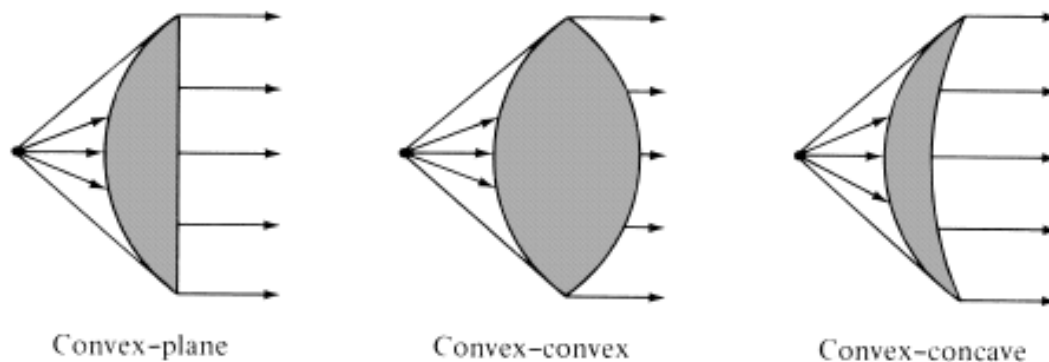
# Lentes

Si la superficie de separación entre dos medios de distinta constante dieléctrica tiene forma de una hipérbola, se puede conseguir que una onda esférica se transforme en una onda plana.

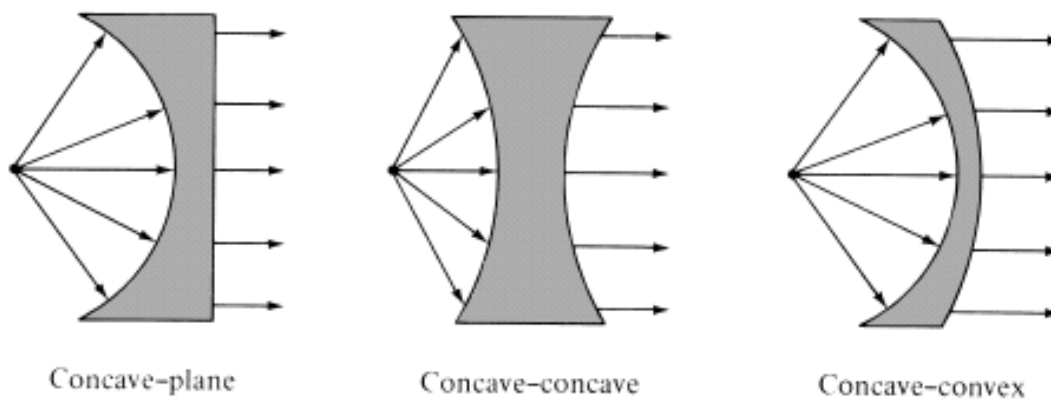
Es necesario que los caminos eléctricos recorridos sean los mismos para cualquier trazado de rayos



# Antenas de lentes



(a) Lens antennas with index of refraction  $n > 1$



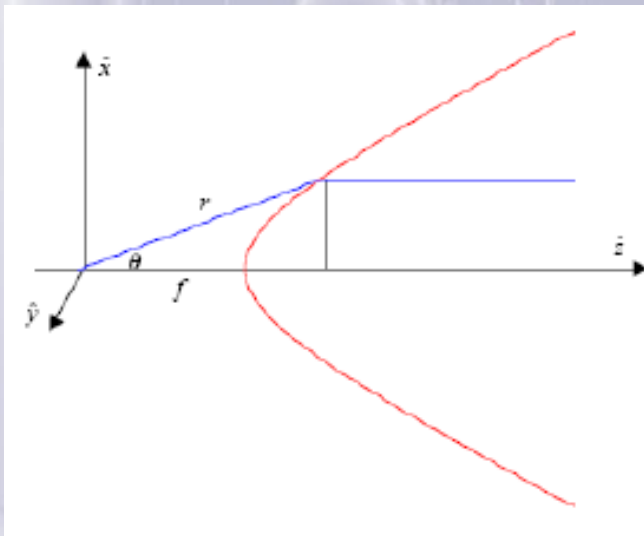
(b) Lens antennas with index of refraction  $n < 1$

# Lentes. Características

- Se produce un cambio en la longitud de onda, así como una atenuación de los campos debida a la diferencia de caminos recorridos por la onda esférica.
- El análisis de lentes es similar al de reflectores parabólicos, y se pueden definir el mismo tipo de eficiencias.
- En la lentes aparecen nuevos factores de pérdidas por atenuación y reflexión en el dieléctrico. Dichos efectos se pueden reducir mediante el uso de recubrimientos de un cuarto de longitud de onda de espesor.
- Las lentes se utilizan a frecuencias más elevadas que los reflectores, son menos sensibles a tolerancias mecánicas y tienen mayor peso y volumen.

# Lentes. Ecuación

## Ecuación de la lente



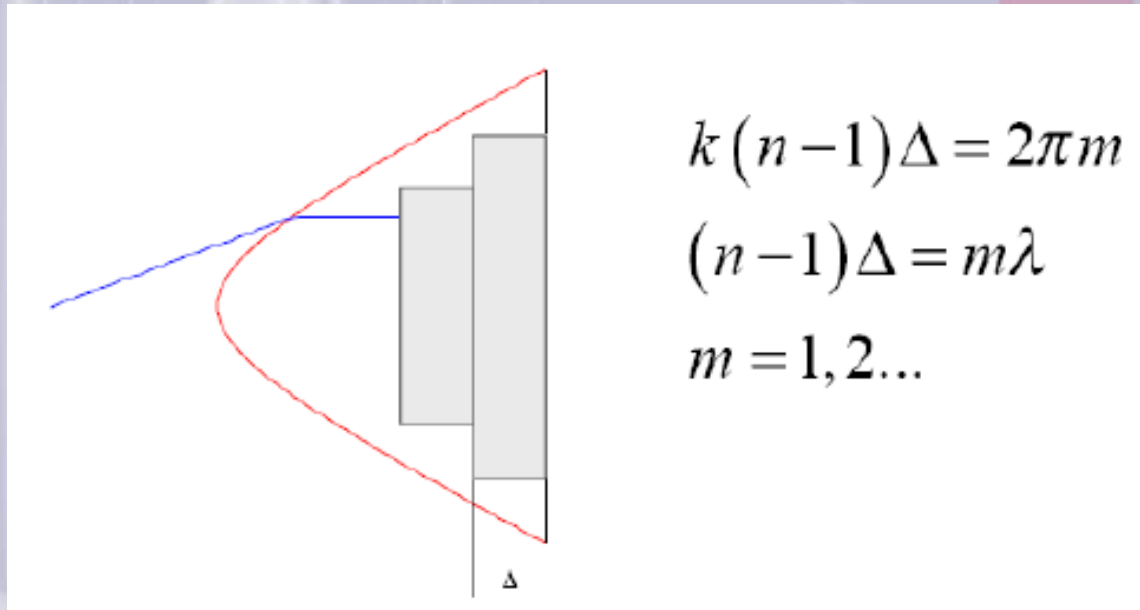
$$k \cdot r = k \cdot f + (r \cos \theta - f) k \cdot n$$

$$r = \frac{(n-1)f}{n \cos \theta - 1}$$



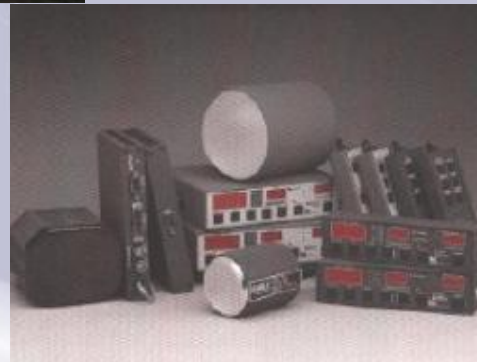
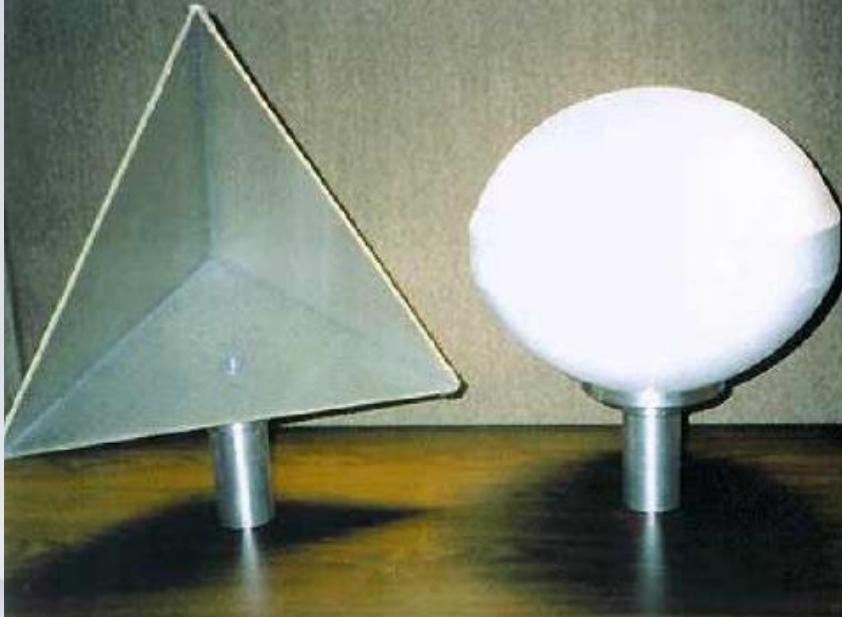
# Lentes.

Para reducir peso y volumen se suelen construir lentes escalonadas



# Lentes. Aplicaciones

Reflectores de radar



# Comparación entre reflectores y lentes

- Las tolerancias mecánicas en las lentes son menos críticas.
- Las lentes no tienen el inconveniente del bloqueo producido por el alimentador.
- La posibilidad de exploración por desplazamiento del alimentador fuera del foco es mayor en las lentes.
- Los reflectores tienen un diseño más simple.
- Inherentemente, las lentes son medios con pérdidas.
- Las lentes presentan reflexiones en ambas caras, lo cual produce una pérdida adicional de señal.
- Por las dos razones anteriores las lentes tienen ganancias inferiores.
- En general por razones de economía de peso y de coste, las lentes se utilizan a frecuencias mayores que los reflectores.

# Algo más de bibliografía

Capítulos 12, 13 y 15. Antenna Theory, Analysis and Design. C.A. Balanis. John Wiley & Sons, NJ-USA, 2005, 3a ed.

**Capítulo 7. Antenna Theory and Design. W.L. Stutzman, G.A. Thiele. John Wiley & Sons, NJ-USA, 1998, 2nd ed.**

**Capítulo 8. Antenna and EM Modeling with Matlab. S.N. Makarov. John Wiley & Sons, NJ-USA, 2002.**