



5

Arrays y aperturas





- En este capítulo se va a hacer una introducción a los arrays (agrupaciones) de antenas y a las antenas de apertura. Las antenas lineales que se han estudiado en el capítulo anterior, a excepción de las antena Yagi y de las hélices de radiación axial, son eléctricamente cortas.
- Como se comentó al estudiar los dipolos y los cuadros, si se aumenta la longitud de los mismos por encima de la longitud de onda aparecen diagramas multilobulados originados por las inversiones del sentido de la corriente asociadas al carácter de la onda estacionaria excitada.
- Para poder *conseguir antenas más directivas* hay que buscar otras alternativas. Las más importantes pasan por :
 - Utilizar agrupaciones de varias antenas eléctricamente pequeñas, todas iguales, que se conocen como *arrays de antenas*, y
 - Las *antenas de apertura*, en las que el campo radiado se consigue iluminando con campos en fase las superficies planas de las mismas, de modo que, cuando dichas superficies, son “eléctricamente grandes”, dan lugar a haces de radiación muy estrechos.





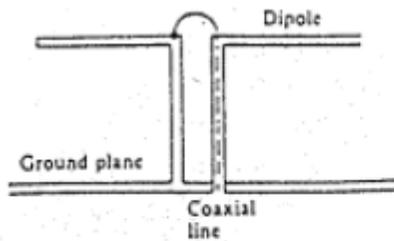
Principio de multiplicación de diagramas

- El array es una agrupación de antenas, todas ellas alimentadas desde unos terminales comunes, que radian o reciben, por tanto, de modo conjunto. Los elementos de una array son alimentados con amplitudes y fases adecuadas de modo que *los campos radiados por el conjunto proporcionan el diagrama deseado*.
- El empleo de arrays permite obtener, por ejemplo, diagramas unidireccionales estrechos imposibles de conseguir mediante distribuciones continuas de corriente lineales, que por el carácter de onda estacionaria que toma de forma natural dicha corriente, da lugar a diagramas multilobulados.
- Los elementos componentes de un array pueden ser *cualquier antena*. Habitualmente son antenas eléctricamente pequeñas como los dipolos que hemos estudiado u otros tipos de antenas como parches, ranuras, etc.
- Una de las aplicaciones más importantes donde se utilizan arrays de antenas es en las estaciones base de telefonía móvil. Sin embargo hay aplicaciones en las que se agrupan antenas eléctricamente grandes, como los grandes telescopios de interferometría formados por grandes antenas reflectoras que consiguen haces extremadamente estrechos.

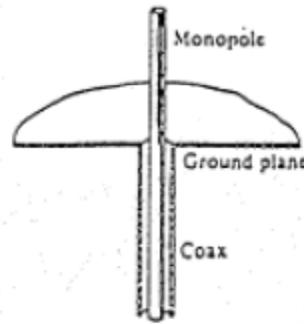




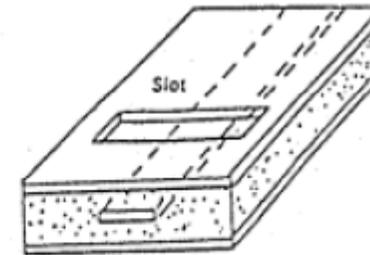
Principio de multiplicación de diagramas



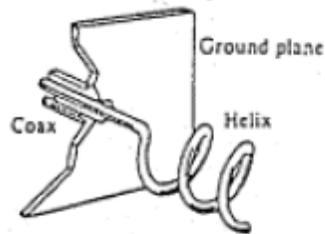
a) Balun-Fed Dipole



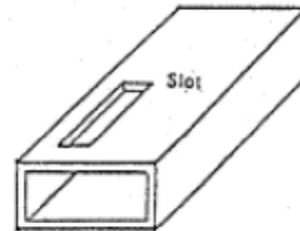
b) Coax-Fed Monopole



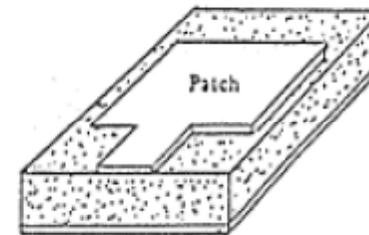
e) Stripline-Fed Slot



c) Coax-Fed Helix



d) Waveguide-Fed Slot



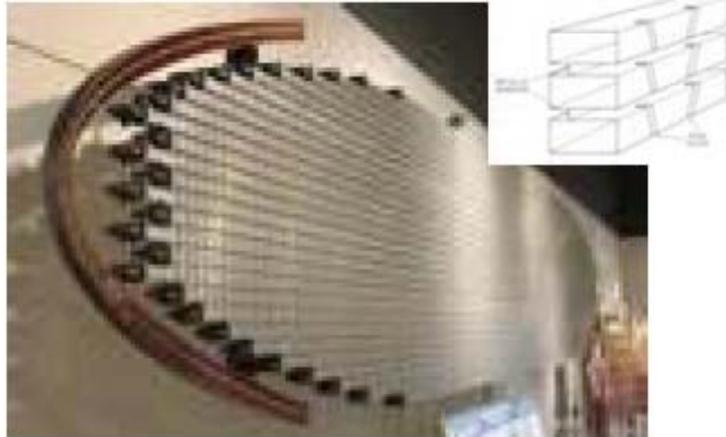
g) Microstrip-Fed Patch

Elementos radiantes utilizados en arrays





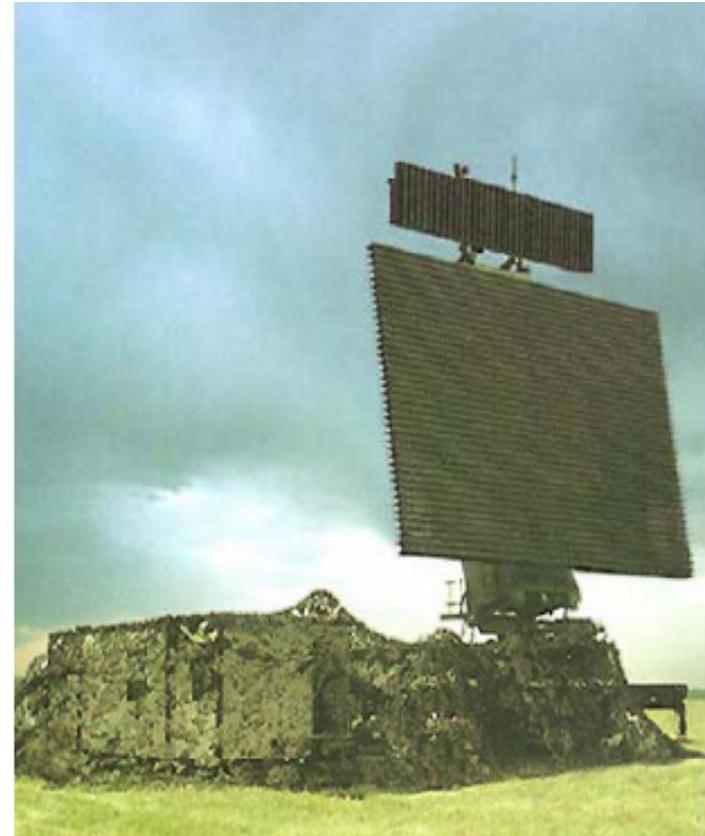
Ejemplos de arrays



Antena del RADAR AWACS. Es un array de ranuras cortadas en la cara estrecha de las guías.



Array de parches impresos de telefonía móvil (diseño GR para GSM1800)



Antenas de RADAR primario (LANZA) y secundario de banda L. Son arrays de dipolos de exploración electrónica.





Ejemplos de arrays



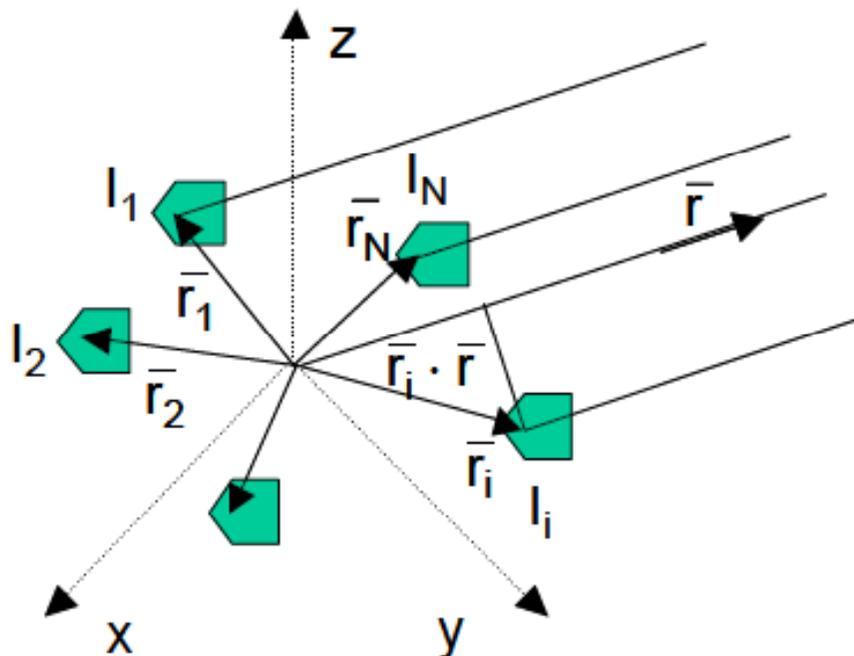
a) Array de parches. b) Array de reflectores.





Principio de multiplicación de diagramas

- Los arrays también se utilizan en aplicaciones de espacio, radar,...
- En general la principal ventaja que tienen sobre las antenas reflectoras es que **permiten orientar el haz electrónicamente**, mientras que la principal desventaja es el **coste de fabricación**.



Elementos que describen un array

- Normalmente un array de antenas cumple la condición de que todos los elementos son iguales y están igualmente orientados, de modo que se pueden hacer coincidentes mediante una simple traslación.
- En este caso el array se caracteriza por :
 - los **vectores de posición** de cada uno de los elementos
 - las **corrientes de alimentación** de cada uno de ellos
 - el **diagrama de radiación** del elemento utilizado.





Principio de multiplicación de diagramas

- El campo total radiado por el array *se puede obtener, aplicando el principio de superposición derivado de la linealidad de las ecuaciones de Maxwell, como el sumatorio de los campos radiados por cada uno de los elementos.*
- El campo que radia cada elemento se puede escribir a su vez, como el que radiaría dicho elemento situado en el origen de coordenadas alimentado por una corriente de referencia I_0 , multiplicado por el cociente entre su corriente de alimentación y la de referencia, y por un término de fase que tiene en cuenta el desplazamiento fuera del origen.

$$\vec{E}_i(r, \theta, \Phi) = \vec{E}_e(r, \theta, \Phi) \frac{I_i}{I_0} e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i}$$

- Si en el sumatorio del campo total radiado se saca factor común al campo radiado por el elemento de referencia, queda *el producto de éste por un sumatorio que incluye los efectos de posición y de alimentación de los distintos elementos del array.*

$$\vec{E}_A(r, \theta, \Phi) = \sum_i \vec{E}_i = \vec{E}_e(r, \theta, \Phi) \sum_i \frac{I_i}{I_0} e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i} = \vec{E}_e(r, \theta, \Phi) \sum_i A e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i} = \vec{E}_e(r, \theta, \Phi) F_A(\theta, \Phi)$$





Principio de multiplicación de diagramas

- *A este sumatorio se le denomina Factor de Array, F_A , y depende únicamente de las variables angulares θ y Φ , y de la frecuencia a través del número de onda o constante de propagación k_0 .*

$$F_A(\theta, \Phi) = \sum_i A_i e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i}$$

- *Esta propiedad, que se denomina **principio de la multiplicación de diagramas**, permite analizar cómo influye la geometría del array y la ley de excitaciones de forma independiente a la influencia del elemento radiante.*
- *El diagrama de radiación de campo, módulo del campo radiado, será el producto del diagrama de radiación del elemento por el módulo del factor de array. **Asimismo, debido a que el factor de array en cada dirección es una magnitud escalar, la polarización del campo radiado por el array depende únicamente del elemento radiante utilizado.***
- *En arrays grandes, el factor de array varía de forma mucho más rápida que el diagrama del elemento. **Esto hace que el diagrama total de estas agrupaciones se pueda aproximar por el propio del factor de array en los planos donde su variación es mucho más rápida que la del elemento.***





Principio de multiplicación de diagramas

- La clasificación más sencilla de los arrays se realiza *atendiendo a su geometría*. En este caso nos podemos encontrar:
 - **Arrays lineales**, cuando los elementos se agrupan a lo largo de una recta, pudiendo estar equiespaciados o no.
 - **Arrays planos**, cuando los elementos se sitúan sobre un plano. En este caso, las agrupaciones más utilizadas son circulares (en una circunferencia) y reticulares (rectangular, triangular,...)
 - **Arrays tridimensionales**, cuando los elementos se sitúan sobre un volumen. Los casos particulares más importantes son los semiesféricos y los conformados a una superficie dada.
- Por supuesto, esta clasificación no es única y de hecho son muy importantes las clasificaciones de acuerdo a la *ley de excitación*.

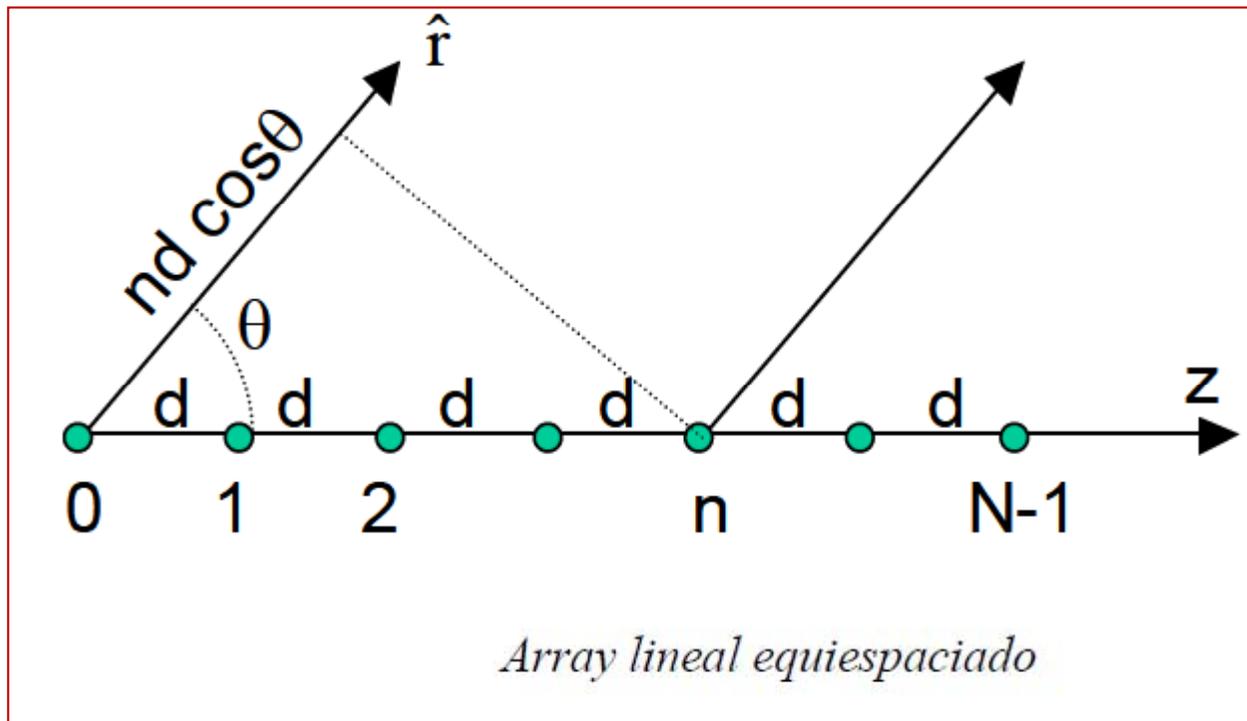




Arrays lineales equiespaciados

- Para analizar los arrays lineales, del mismo modo que se hacía con los dipolos, conviene situar los elementos a lo largo del eje z. *De este modo el factor de array tiene simetría de revolución y sólo depende del ángulo θ*

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_n A_n e^{jk_0 \hat{r}_n} = \sum_n A_n e^{jnk_0 d \cos \theta} = \sum_n A_n e^{jn\psi}$$





Arrays lineales equiespaciados

- Como se observa de la expresión anterior, el factor de array es la DFT de la ley de excitación del array. Algunas de las propiedades que se obtienen al estudiar el F_A , son:

- *El factor de array es una función periódica, de período 2π , en la variable Ψ .*
- *Cuanto más largo sea el array (eléctricamente o en función de λ), más estrecho será el lóbulo principal de su factor de array.*
- *Excitaciones con leyes decrecientes del centro hacia el borde dan lugar a diagramas de radiación con lóbulos secundarios más bajos, aunque se tiene un diagrama más ancho.*

- Las leyes de excitación más utilizadas que vamos a estudiar son:

- *Uniforme en amplitud y fase*
- *Uniforme en amplitud y fase progresiva*
- *Amplitud simétrica y decreciente del centro hacia el borde con fase constante o progresiva.*



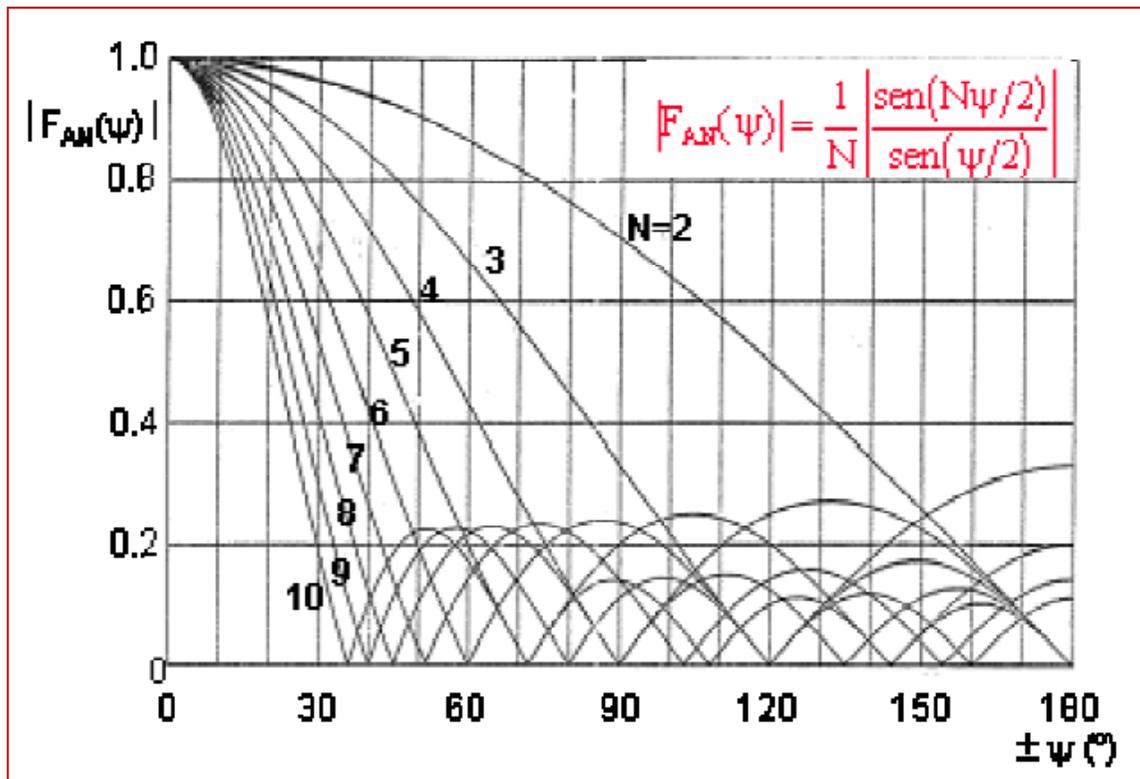


Arrays lineales equiespaciados

Arrays lineales con amplitud y fase uniforme

• El array uniformemente excitado en amplitud y fase ($A_n=1$), es el más sencillo de analizar, puesto que da lugar a una expresión cerrada de su factor de array. Si situamos el primer elemento en el origen de coordenadas la expresión del factor de array es:

$$F_A(\psi) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} = \frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} = e^{j\frac{N-1}{2}\psi} \frac{\text{sen} \frac{N\psi}{2}}{\text{sen} \frac{\psi}{2}}$$



• Normalmente se suele representar el módulo de la expresión anterior normalizada al valor máximo

$$|F_{AN}(\psi)| = \frac{1}{N} \left| \frac{\text{sen} \frac{N\psi}{2}}{\text{sen} \frac{\psi}{2}} \right|$$





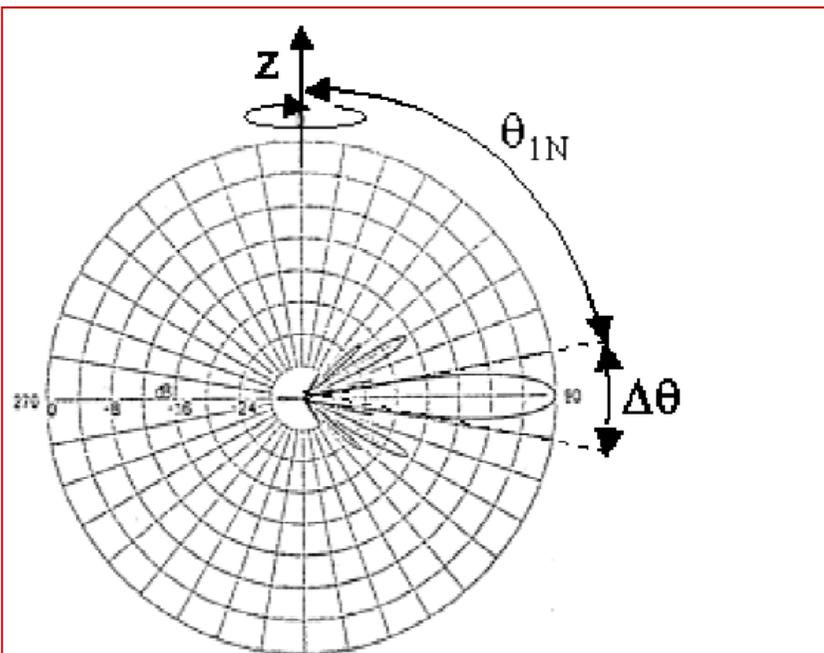
Arrays lineales equiespaciados

Arrays lineales con amplitud y fase uniforme

- Para representar el diagrama de radiación en el espacio real (función de θ), se debe realizar la transformación de coordenadas inversa, es decir

$$\psi = k_0 d \cos \theta = 2\pi \frac{d}{\lambda} \cos \theta \text{ (radianes)} = 360 \frac{d}{\lambda} \cos \theta \text{ (grados)}$$

- Tras dicha transformación, que abarcará un “*margen visible*” en ψ de $-k_0 d$ a $k_0 d$, se obtienen diagramas polares como el de la figura



Plano E

Factor de array de una agrupación lineal uniforme

$$\psi_{1N} = \frac{2\pi}{N} = k_0 d \cos \theta_{1N} \Rightarrow \cos \theta_{1N} = \frac{\lambda}{Nd} = \sin \left(\frac{\pi}{2} - \theta_{1N} \right)$$

$$\Delta\theta = 2 \left(\frac{\pi}{2} - \theta_{1N} \right) = 2 \arcsen \left(\frac{\lambda}{Nd} \right) = \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right|_{Nd \gg \lambda} \frac{2\lambda}{Nd} \text{ (radianes)}$$

$$\Delta\theta_{-3dB} = 0.886 \frac{\lambda}{Nd} \text{ (rad)}$$





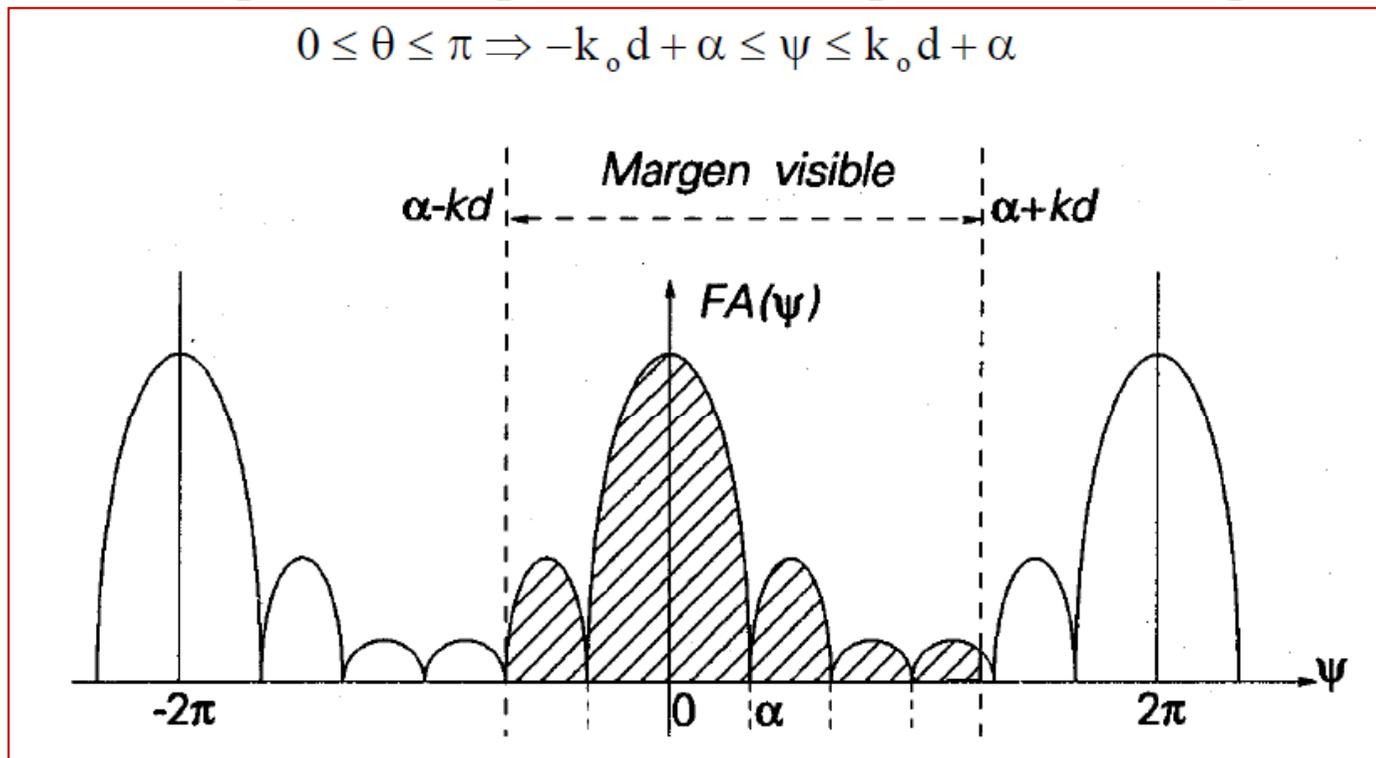
Arrays lineales equiespaciados

Arrays lineales con amplitud uniforme y fase progresiva

- Una modificación de la estructura anterior se da cuando la alimentación en fase no es uniforme sino que presenta un salto de fase constante entre cada dos elementos consecutivos. En este caso tenemos una variable más de trabajo, que nos va a permitir ajustar la dirección de apuntamiento del lóbulo de radiación del array.

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_n A_n e^{jk_0 \tilde{r}_n} = \sum_n a_n e^{jn\alpha} e^{jn k_0 d \cos \theta} = \sum_n a_n e^{jn(k_0 d \cos \theta + \alpha)} = \sum_n a_n e^{jn\psi}$$

$$0 \leq \theta \leq \pi \Rightarrow -k_0 d + \alpha \leq \psi \leq k_0 d + \alpha$$





Arrays lineales equiespaciados

Arrays lineales con amplitud uniforme y fase progresiva

• Atendiendo a la figura anterior se pueden deducir alguna de las propiedades de los arrays de este tipo en particular, que se pueden generalizar a todos los arrays lineales equiespaciados.

• Si los coeficientes de excitación A_n (extraída la componente progresiva de fase), son reales y positivos, el máximo factor del array aparece en $\psi=0$, puesto que es para esta dirección donde se suman en fase las contribuciones de todos los elementos del array.

• En el caso anterior, si el margen visible incluye $\psi=0$, el máximo se encuentra en la dirección $\theta_{\max} = \arccos(-\alpha/k_0d)$

• Los arrays se dividen, según su dirección de apuntamiento, en los siguientes tipos:

• Arrays **broadside**: tiene el máximo de radiación en el plano perpendicular al array ($\theta=\pi/2$) , para lo cual se tiene que $\alpha=0$ y el margen visible es $-k_0d < \psi < k_0d$.

• Array de **exploración**: apunta a una dirección θ_{\max} variable fijada por el salto de fase. El margen visible genérico es

$$\psi = k_0 d \cos \theta_{\max} + \alpha = 0 \Rightarrow \theta_{\max} = \arccos \frac{-\alpha}{k_0 d}$$

• Array **endfire**: tiene el máximo de radiación en el eje del array ($\theta_{\max} = 0$ ó π)

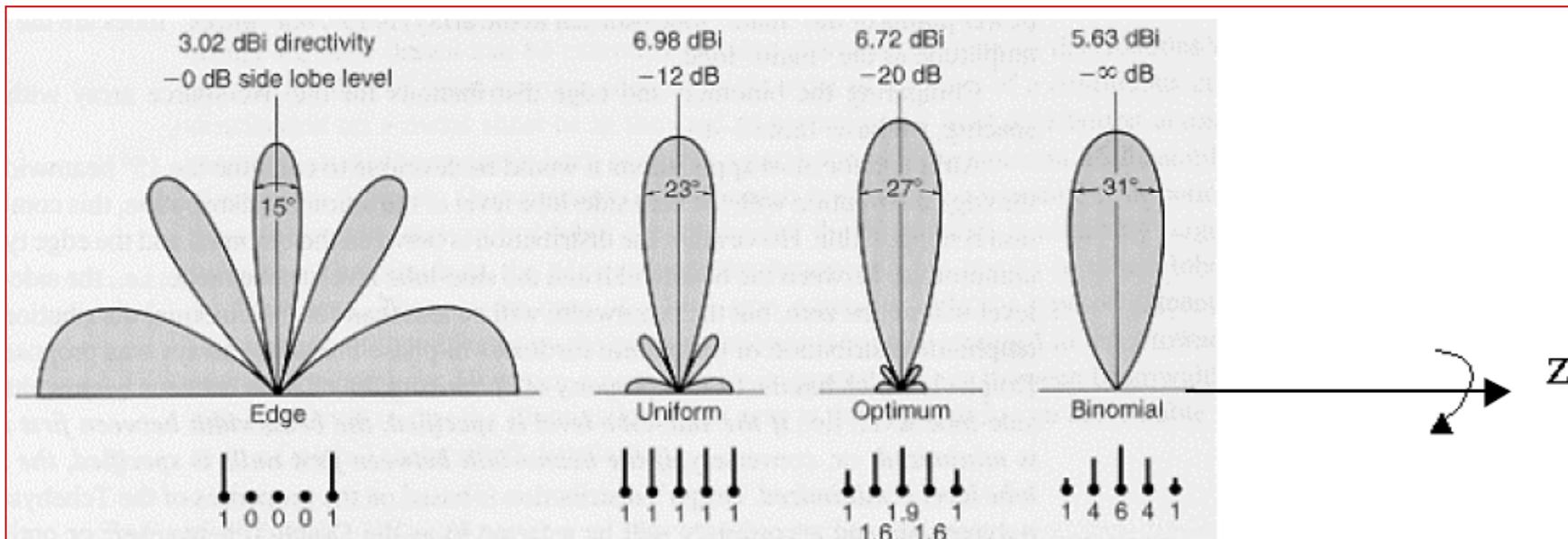




Arrays lineales equiespaciados

Arrays lineales con amplitud simétrica y decreciente del centro hacia el borde

- Si con un cambio de fase se puede controlar la dirección de apuntamiento, con un cambio de amplitud se controla el nivel de lóbulos secundarios.
- Con excitaciones de amplitud simétricas y decrecientes del centro al borde se consigue reducir el nivel de los lóbulos secundarios a expensas de ensanchar el lóbulo principal y por tanto reducir la directividad del array.



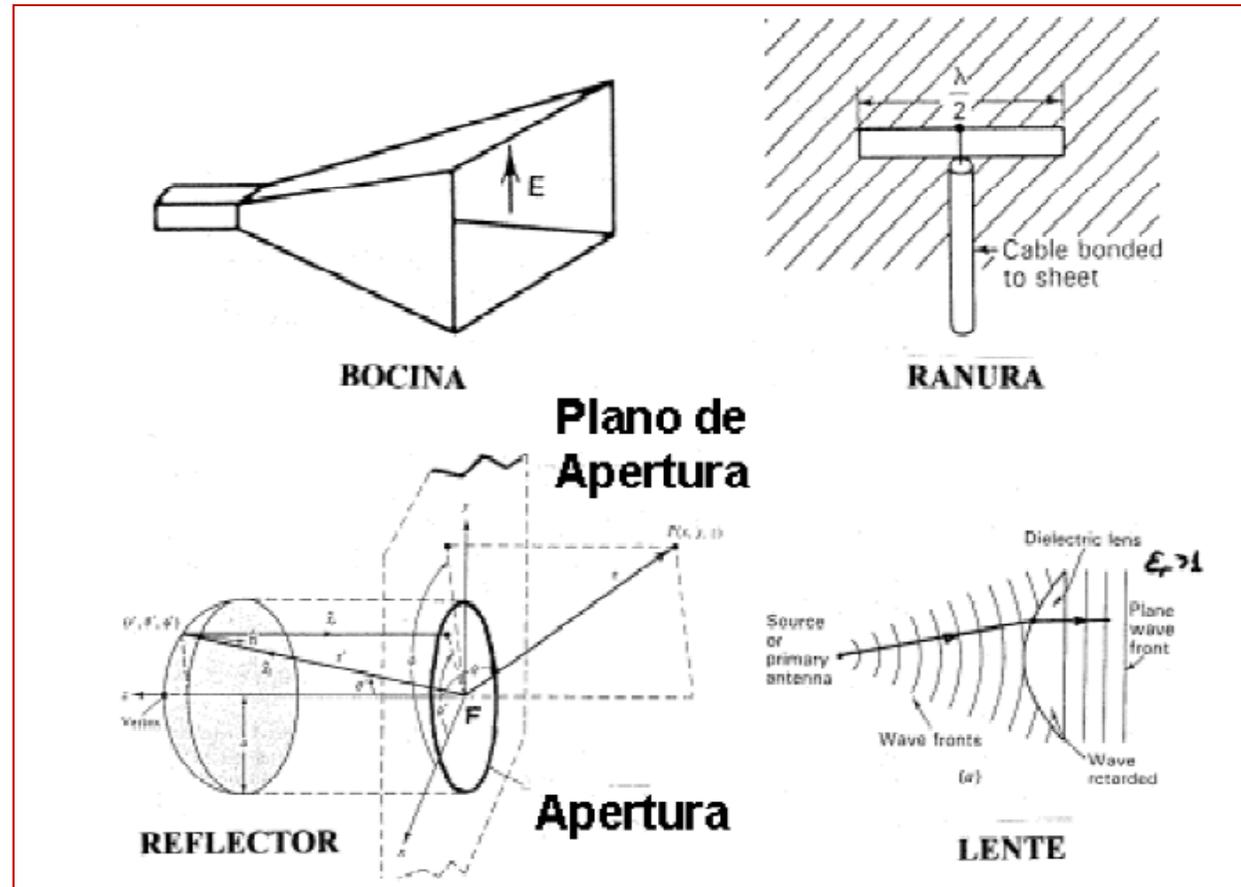
Alimentaciones simétricas decrecientes del centro al borde





Campo radiado por una apertura

- Las antenas de apertura, típicas de microondas, se caracterizan por radiar la energía al espacio que les rodea a través de una apertura. En algunos casos la apertura está perfectamente limitada por paredes metálicas conductoras como son las bocinas, ranuras sobre placas metálicas, guías de onda abierta...
- En otros casos, la apertura se define como la porción de superficie frontal plana en la que los campos de la onda colimada por aquellos toman valores apreciables





Campo radiado por una apertura

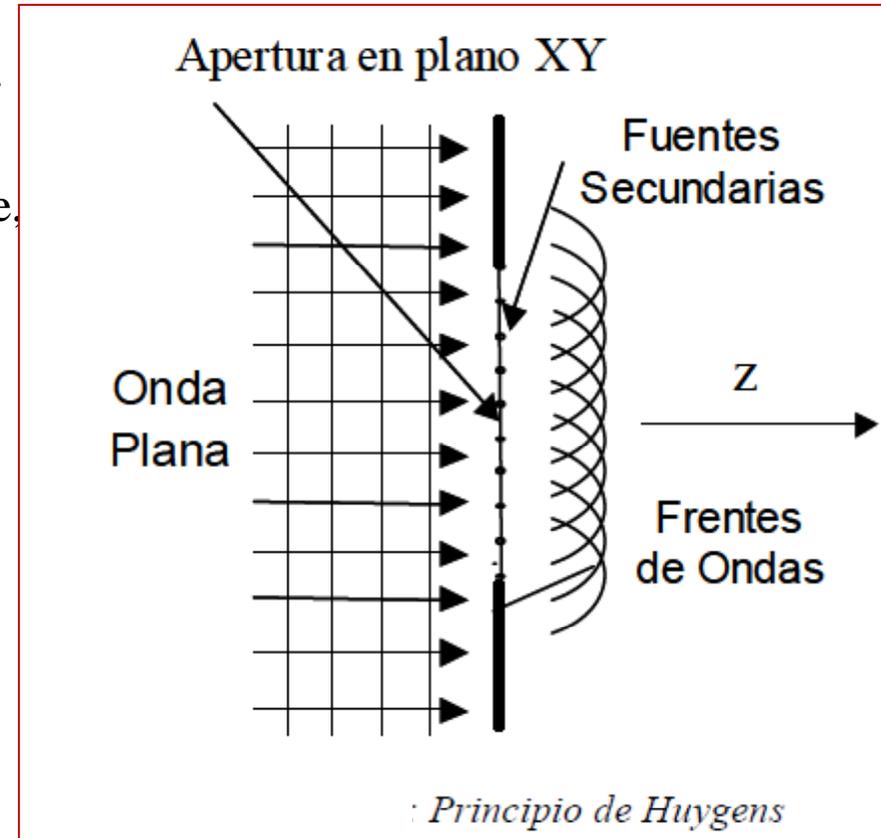
- El análisis de estas antenas se realiza a partir del conocimiento de los campos **E** y **H** del frente de onda que atraviesa la apertura.
- Estos campos se obtienen, en el caso de bocinas y ranuras, a partir de los modos que se propagan en su interior, mientras que para los reflectores y lentes se realiza habitualmente un trazado de rayos basado en óptica geométrica.
- El análisis se basa e la aplicación de los Principios de Equivalencia Electromagnética que responden al siguiente planteamiento:
 - Si se conocen los campos en una superficie cerrada **S** que contiene todas las fuentes (corrientes reales de campo), se pueden definir unas corrientes eléctricas y magnéticas equivalentes a **E** y **H** sobre la superficie **S**.
 - A partir de dichas corrientes equivalentes se puede calcular el campo radiado fuera de dicha superficie, aplicando el potencial magnético retardado **A**, para las corrientes eléctricas





Campo radiado por una apertura

- Esta formulación es equivalente a la propuesta por Huygens en 1690 para analizar la difracción que sufre un haz de luz cuando atraviesa una apertura, en el que, básicamente, cada punto del frente de onda en la apertura actúa como una fuente secundaria de generación de ondas esféricas elementales, que se suman entre sí formando el haz de luz en la zona lejana.
- El análisis de las antena de apertura es similar. Los campos de la apertura corresponden a los propios de la onda que atraviesa dicha apertura. En el caso de las antenas, en primera aproximación, estos campos tienen propiedades de onda plana, estando prácticamente en fase en toda la apertura, dando lugar a que el máximo de radiación se produzca en la dirección broadside (perpendicular a la apertura).



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





Campo radiado por una apertura

$\vec{E}_a = E_{ax}(x', y')\hat{x} + E_{ay}(x', y')\hat{y}$, con, $\vec{r}' = x' \cdot \hat{x} + y' \cdot \hat{y}$ = vector de posición de cada punto de la apertura

- La integración del campo sobre la superficie que define la apertura, permite obtener el campo radiado por ésta:

$$P_x = \iint_{S_a} E_{ax}(x', y') \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(ux' + vy')} dx' dy'$$

Integración de E_{ax} a lo largo de la superficie de la apertura S_a

$$P_y = \iint_{S_a} E_{ay}(x', y') \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(ux' + vy')} dx' dy'$$

Integración de E_{ay} a lo largo de las superficie de la apertura S_a

$$\hat{r} = (\text{sen } \theta \cdot \cos \phi \cdot \hat{x} + \text{sen } \theta \cdot \text{sen } \phi \cdot \hat{y} + \cos \theta \cdot \hat{z})$$

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

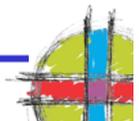
$$k\vec{r}' \cdot \hat{r} = \frac{2\pi}{\lambda}(ux' + vy')$$

$$\left\{ \begin{array}{l} u = \text{sen } \theta \cdot \cos \phi \\ v = \text{sen } \theta \cdot \text{sen } \phi \end{array} \right.$$

- Campo radiado por la apertura en $z \geq 0$

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

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





Campo radiado por una apertura

- De hecho, una apertura se puede interpretar como un array bidimensional continuo de elementos infinitesimales, donde el término $\cos \theta$ representa el diagrama de radiación propio del elemento infinitesimal individual.
- Esto implica que, cuanto más grande sea la apertura, más estrecho será el haz de radiación y más directiva la antena, concentrándose la radiación en ángulos theta pequeños.
- *Por otra parte la polarización del campo radiado en la dirección de máxima radiación coincide con la polarización de la onda que ilumina la apertura: si la polarización de dicha onda es lineal la del campo radiado será lineal, si es circular será circular y así sucesivamente.*





Campo radiado por una apertura

Cálculo de directividad en antenas de apertura

- La potencia radiada se puede obtener de manera más directa como el flujo de potencia que atraviesa la apertura, en lugar de realizar la integración de la intensidad de radiación sobre la esfera.

$$P_{\text{rad}} = \iint_{S_A} \frac{1}{2\eta_0} \left[|E_{ax}(x', y')|^2 + |E_{ay}(x', y')|^2 \right] dx' dy'$$

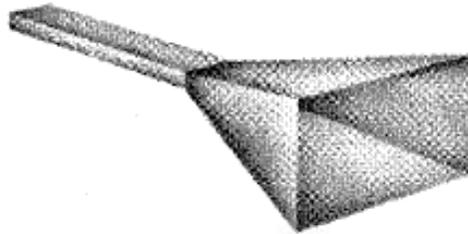
- Finalmente la directividad que se obtiene depende de las integrales de los campos en las aperturas

$$D_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{\left| \iint_{S_A} E_{ax}(x', y') dx' dy' \right|^2 + \left| \iint_{S_A} E_{ay}(x', y') dx' dy' \right|^2}{\iint_{S_A} \left[|E_{ax}(x', y')|^2 + |E_{ay}(x', y')|^2 \right] dx' dy'}$$

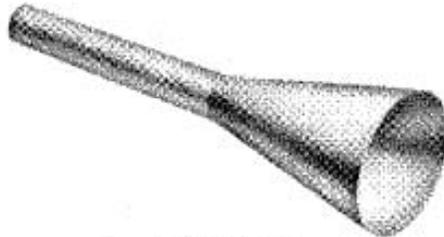
- La máxima directividad que puede proporcionar una apertura se logra cuando ésta está uniformemente iluminada en amplitud y fase y vale

$$D_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{\text{aper}}$$

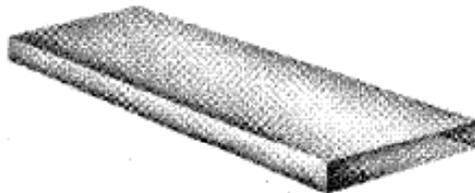




(a) Pyramidal horn



(b) Conical horn



(c) Rectangular waveguide

Figure 1.3 Aperture antenna configurations.

Guía abierta con choque



Bocina corrugada



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).





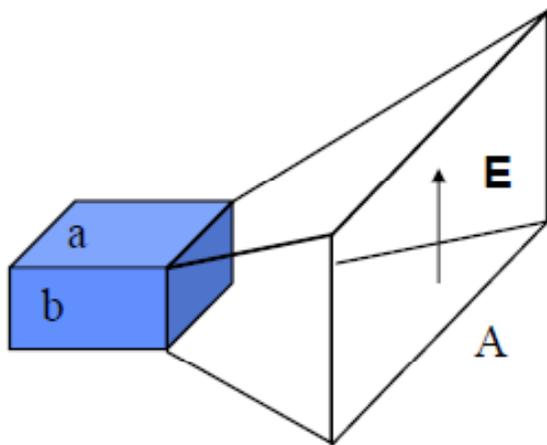
Bocinas rectangulares

Las bocinas piramidales son la prolongación natural de una guía rectangular de dimensiones $a \times b$, siendo a la dimensión de la cara ancha. La apertura tiene un ancho A en el plano H y una altura B en el plano E .

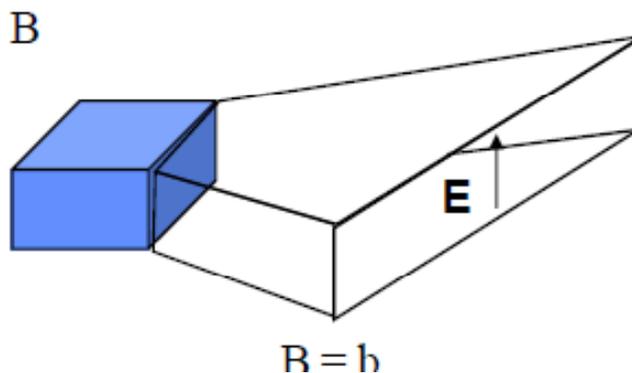
Se supone que en la guía de entrada se propaga el modo fundamental TE_{10} , con un campo eléctrico:

$$\vec{E}_a = \hat{y} E_0 \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta_\epsilon z} \quad \beta_\epsilon = \beta_o \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}$$

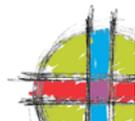
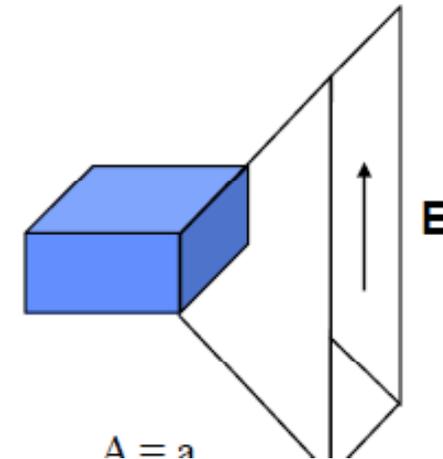
Bocina Piramidal



Bocina Sectorial Plano H

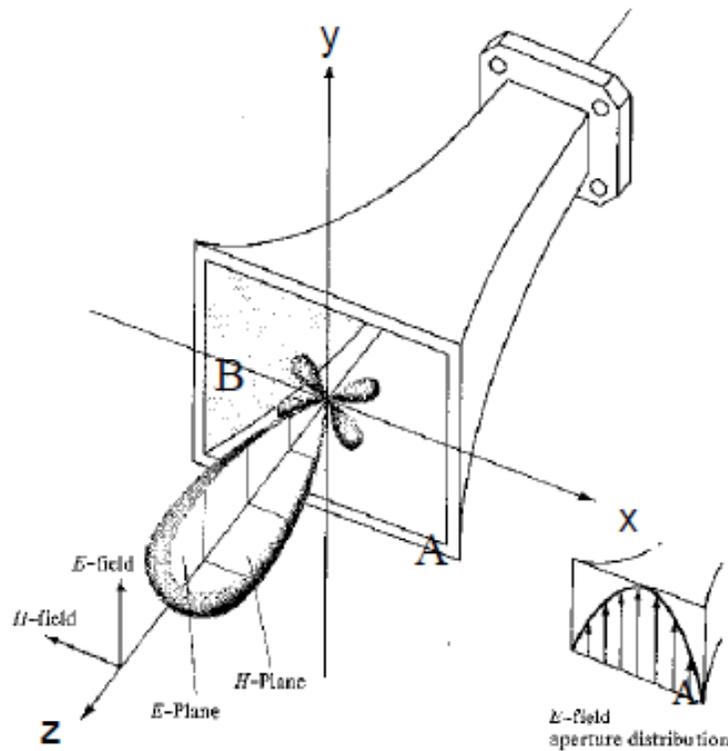


Bocina Sectorial Plano E





Bocina piramidal: modelo de análisis

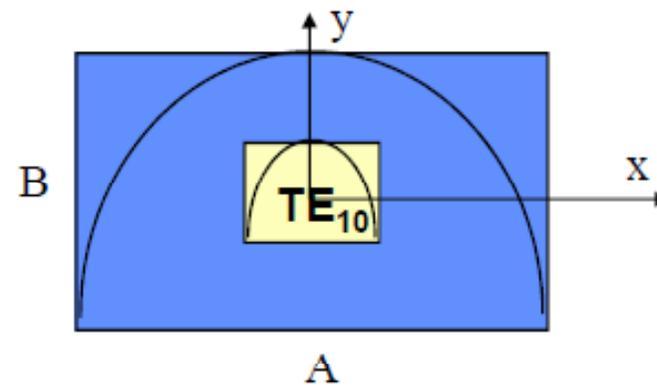


El campo en la apertura es una distribución tipo coseno según la cara ancha de la guía, con un error de fase asociado a la propagación dentro de la zona abocinada:

- La amplitud del campo en la apertura es la expansión del campo del modo TE_{10} sobre A (para mantener la condición de contorno de $E_t(x=\pm A/2) = 0$)

$$BW_{-3dB,E} \approx \frac{60\lambda}{B}$$

$$BW_{-3dB,H} \approx \frac{70\lambda}{A}$$





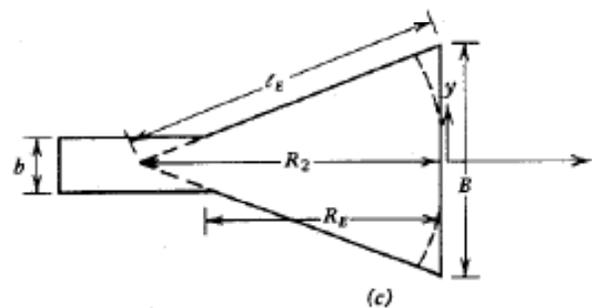
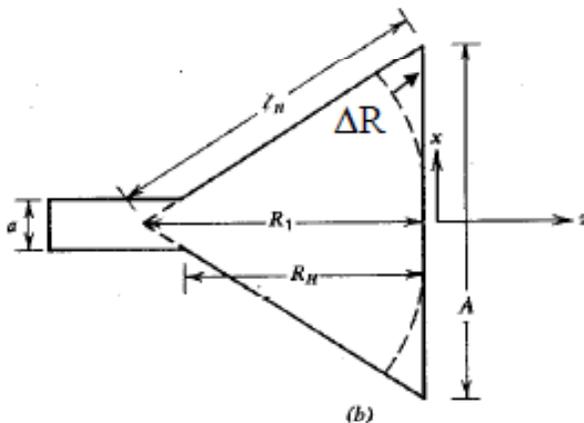
Bocina piramidal: modelo de análisis

- La fase cuadrática del campo en la apertura está asociado al carácter de ondas cilíndricas que se propagan en el plano E y el plano H dentro de la zona abocinada.

$$\Delta R(x) = \sqrt{R_1^2 + x^2} - R_1 \approx \frac{x^2}{2R_1}$$

$$\Delta R(y) = \sqrt{R_2^2 + y^2} - R_2 \approx \frac{y^2}{2R_2}$$

$$\beta = k_0 \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2A}\right)^2} \approx k_0$$



El campo en la apertura vale:

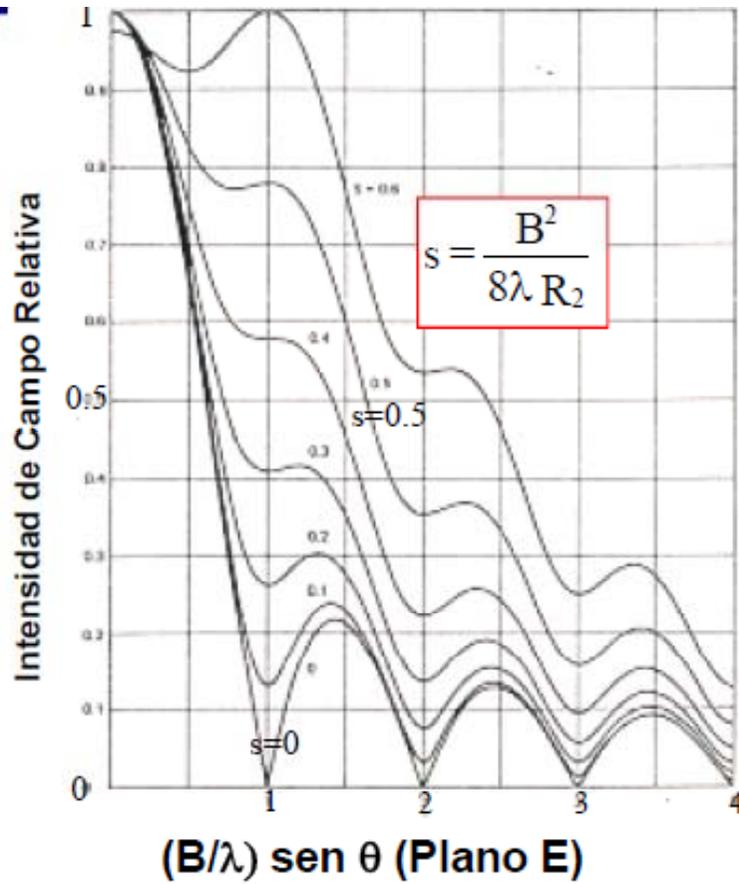
$$\vec{E}_a = \hat{y}E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{A}\right) e^{-j(\beta/2)(x^2/R_1 + y^2/R_2)}$$

Estas fases cuadráticas generan un error de fase que hace que la eficiencia se reduzca por debajo de 0.8 (valor correspondiente a la distribución coseno para bocinas muy largas sin error de fase)

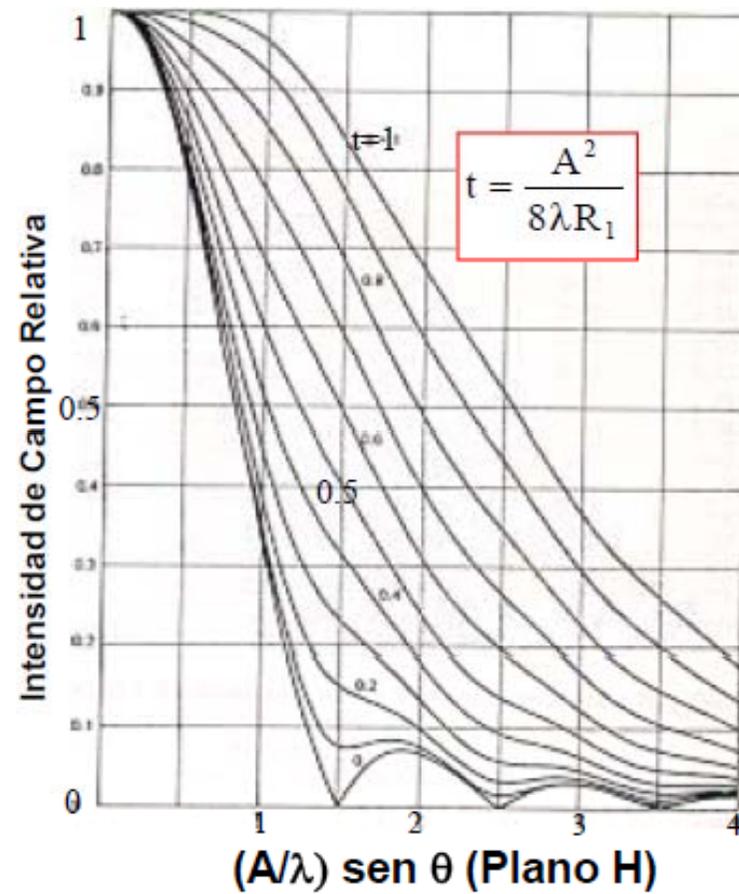




Bocina piramidal: diagramas universales de radiación



$$\delta_{\max} = \frac{k_o}{2R_1} \left(\frac{B}{2} \right)^2 = 2\pi \frac{B^2}{8\lambda R_2} = 2\pi s$$



$$\delta_{\max} = \frac{k_o}{2R_1} \left(\frac{A}{2} \right)^2 = 2\pi \frac{A^2}{8\lambda R_1} = 2\pi t$$





Bocina piramidal: conclusiones

- Las bocinas sectoriales (plano E y plano H) se pueden analizar con las gráficas anteriores tomando como el error de fase en el plano no abocinado un valor nulo.
- Las bocinas piramidales permiten obtener diagramas directivos en ambos planos, controlando sus anchuras de haz de forma independiente.
- Las bocinas piramidales deben cumplir la condición de realizabilidad $R_E = R_H$, para poder realizar una correcta unión con la guía de entrada.
- Las bocinas piramidales de bajo error de fase son ($s, t < 0.15$) suelen ser muy largas y poseen eficiencias de apertura del orden de 0.8
- Se definen como **bocinas óptimas** aquellas que dan una determinada ganancia con una longitud mínima. Para conseguirlas, los errores de fase son $t=3/8$ y $s=1/4$. Su eficiencia de apertura es de 0.5
- Las ganancias típicas que se pueden obtener con las bocinas van desde 8 dBi para guías abiertas hasta unos 30 dBi para aperturas de unas $10\lambda \times 10\lambda$





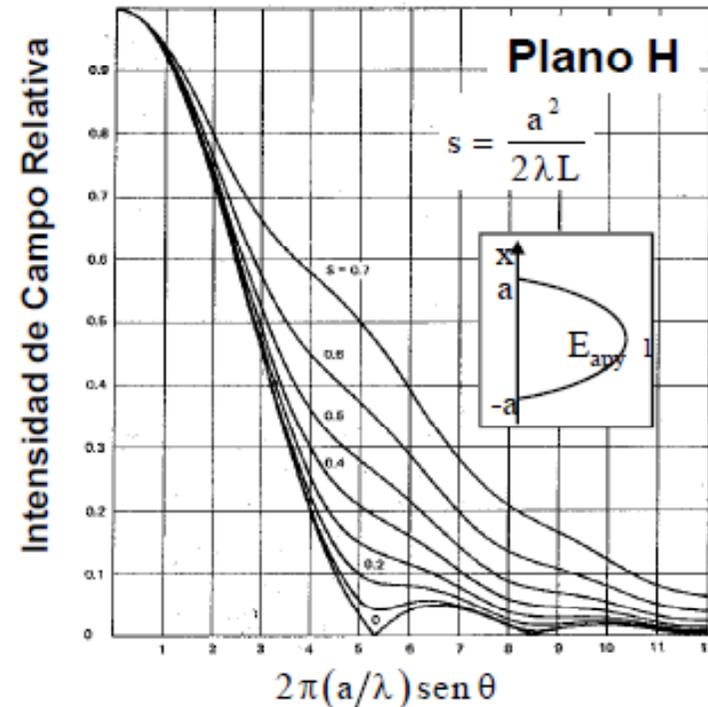
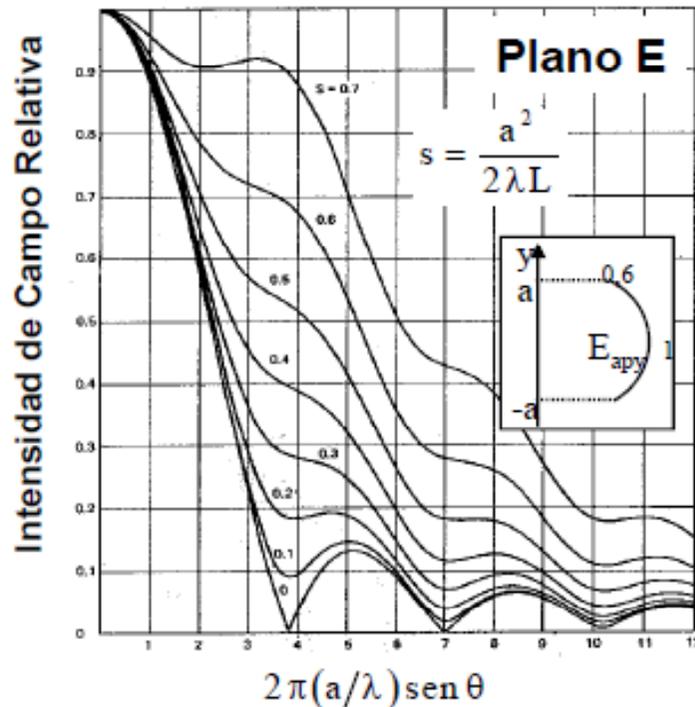
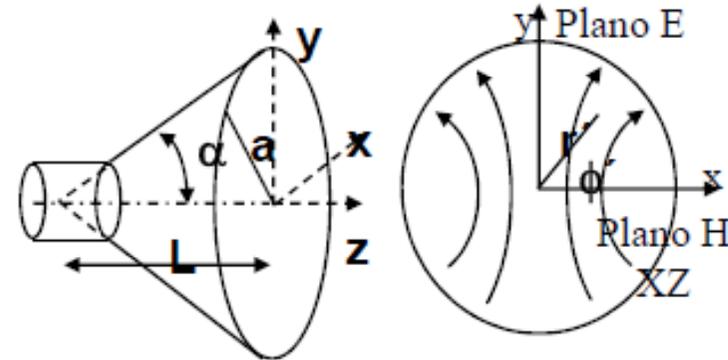
Antenas de bocina

Bocinas cónicas



Son la prolongación natural de una guía circular.

El campo en la apertura se aproxima por la distribución de amplitud del modo fundamental (TE₁₁) de la guía expandido sobre el radio de la apertura, y una distribución esférica de fase, como si el campo emanase del vértice del cono.



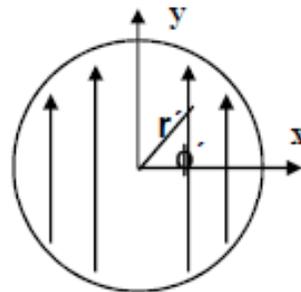
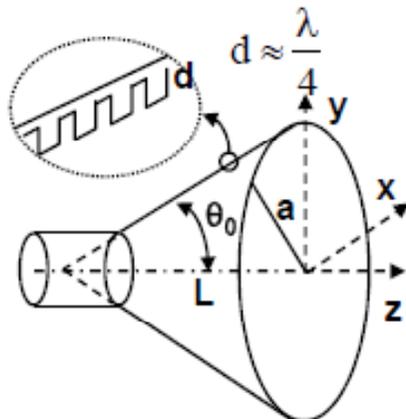


Antenas de bocina

Bocinas cónicas corrugadas



- El campo en la apertura que se consigue es un modo híbrido equilibrado HE_{11} que posee las siguientes propiedades:
 - Líneas de Campo rectas y paralelas (como las de la figura)
 - Variación de amplitud rotacionalmente simétrica, decreciente del centro hacia el borde, que se anula sobre éste.
 - Variación de fase propia del frente esférico con centro en el vértice del cono.



$$\vec{E}_{ap} = \hat{y} J_0\left(\frac{2.405r'}{a}\right) e^{-j\pi r'^2/\lambda L}$$

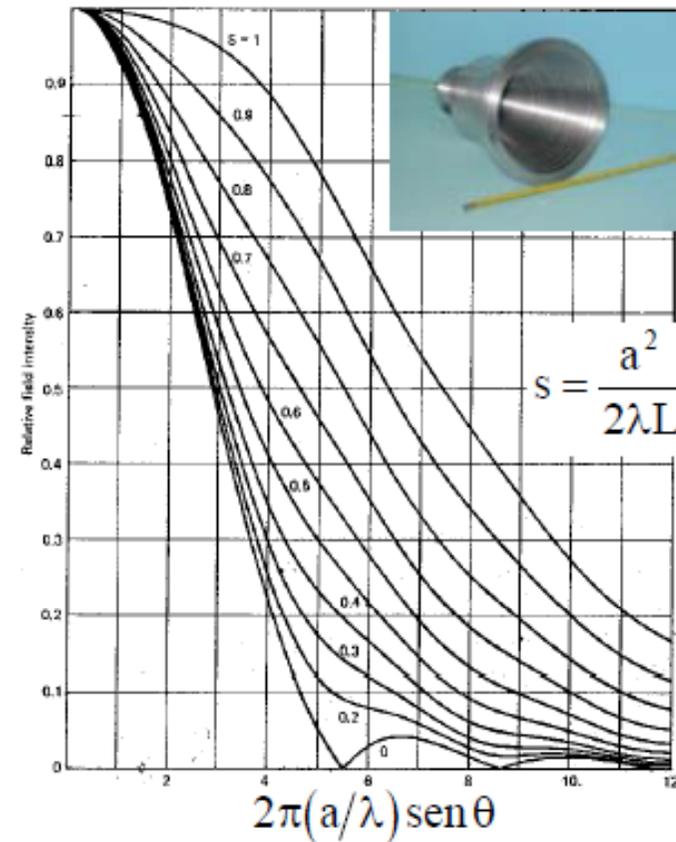


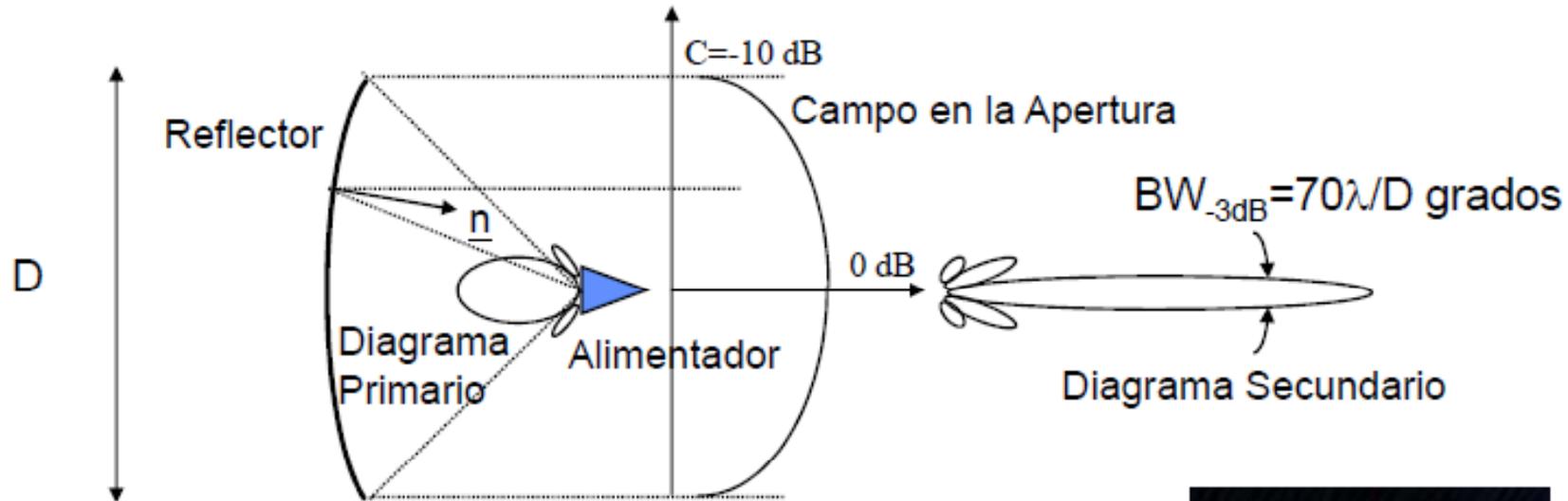
Diagrama rotacionalmente simétrico con muy baja radiación XP. Alimentador ideal para reflectores





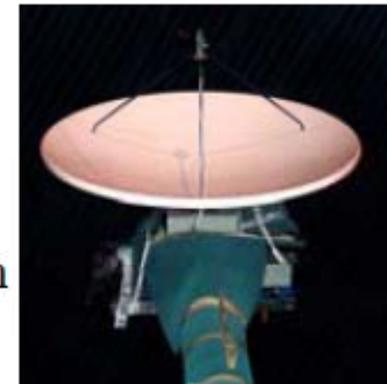
Antenas reflectoras

- Las antenas reflectoras se caracterizan por utilizar un espejo reflector metálico continuo, o de rejilla, para concentrar la radiación poco directiva de un pequeño alimentador en un haz colimado de alta directividad.



Requieren alimentadores poco directivos (típicamente guías cilíndricas abiertas)

Ejemplo de reflector parabólico de revolución instalado sobre posicionador de medida

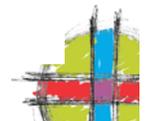
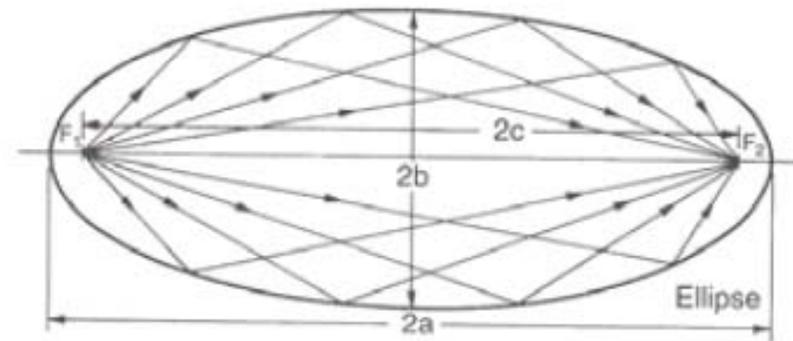
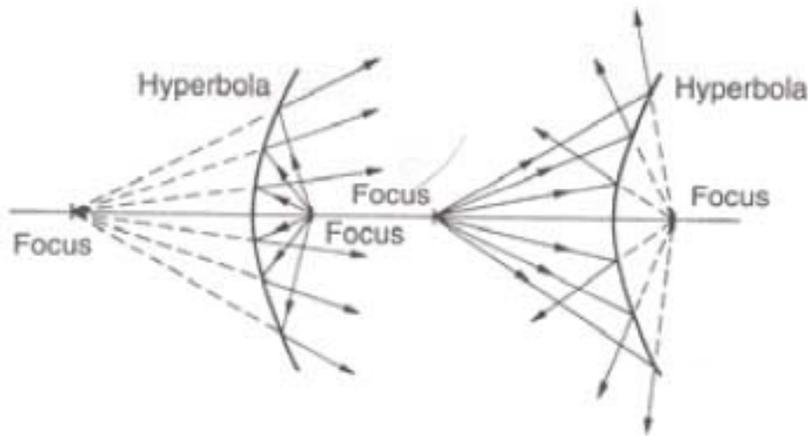
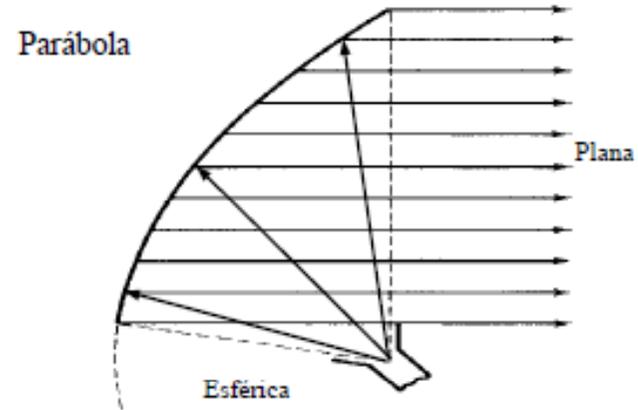




Propiedades de reflexión de las cuádricas

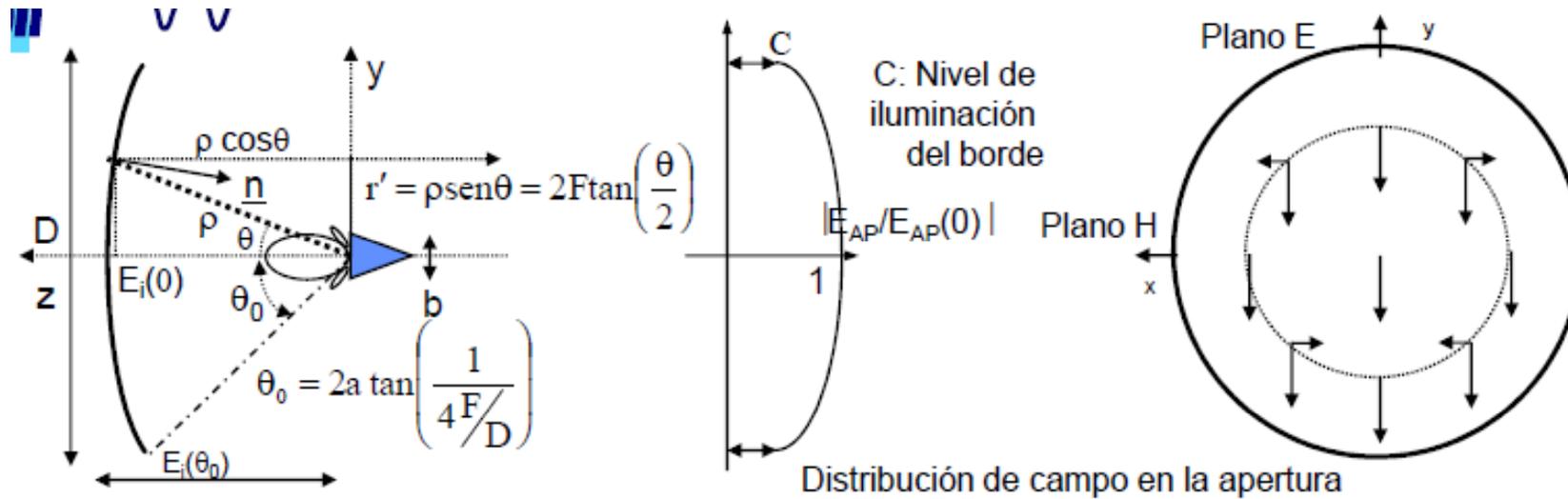
Análisis basado en trazado de rayos de Óptica Geométrica:

La parábola transforma una onda esférica en una onda plana.





Análisis del reflector parabólico centrado



- Expresión de la parábola:

$$\rho = \frac{2F}{1 + \cos \theta} = \frac{F}{\cos^2(\theta/2)}$$

- Camino Óptico Foco-Apertura: $\rho + \rho \cos \theta = 2F = \text{cte}$

- Campos en la Apertura: Amplitud no Uniforme y fase cte. (si el centro de fase del alimentador coincide con el foco)

$$C = \frac{E_i(\rho, \theta = \theta_0)}{E_i(F, \theta = 0)} = \frac{\sqrt{G(\theta_0)}/\rho}{\sqrt{G_{\max}}/F}$$

$$C(\text{dB}) = 10 \log\left(\frac{G(\theta_0)}{G_{\max}}\right) + 20 \log\left(\cos^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right)\right)$$

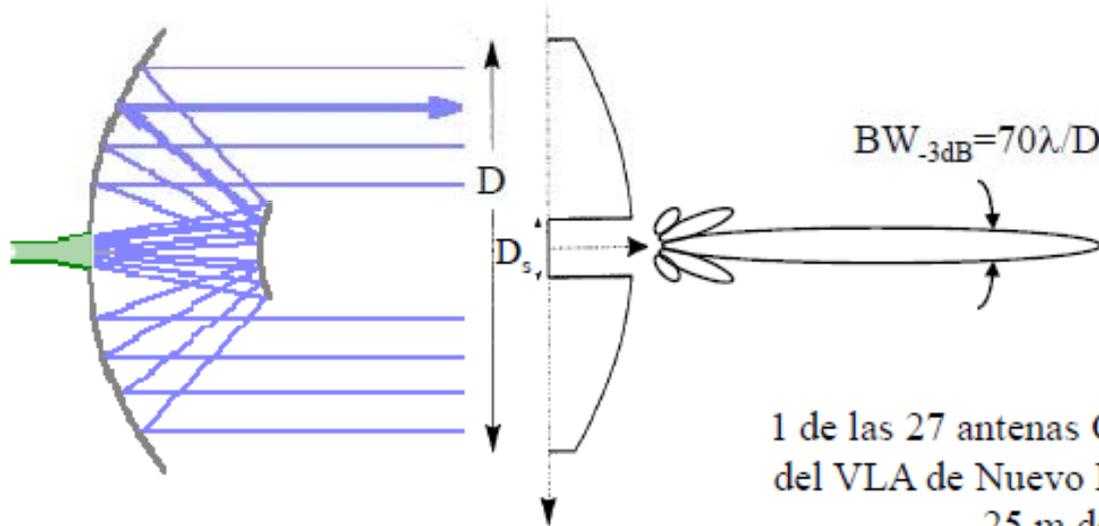
Illuminación del alimentador

At. por diferencia de caminos





Sistema Cassegrain centrado



1 de las 27 antenas Cassegrain del VLA de Nuevo Méjico, de 25 m de diámetro



Utiliza como subreflector un casquete de hiperboloide de revolución con un foco común al del reflector parabólico principal. Sobre el otro foco se sitúa el centro de fase del alimentador.

Se utilizan como antenas de estaciones terrena de alta capacidad, comunicaciones de espacio profundo y radiotelescopios. Su gran ventaja es que cuando apuntan al cielo captan menos ruido de la Tierra, y su temperatura de antena se hace menor. También facilita la colocación del transceptor detrás del reflector, pegado al alimentador. Su desventaja es el bloqueo (sombra) que produce el subreflector, que en antenas de baja ganancia, suele producir un aumento considerable de los lóbulos adyacentes al principal.

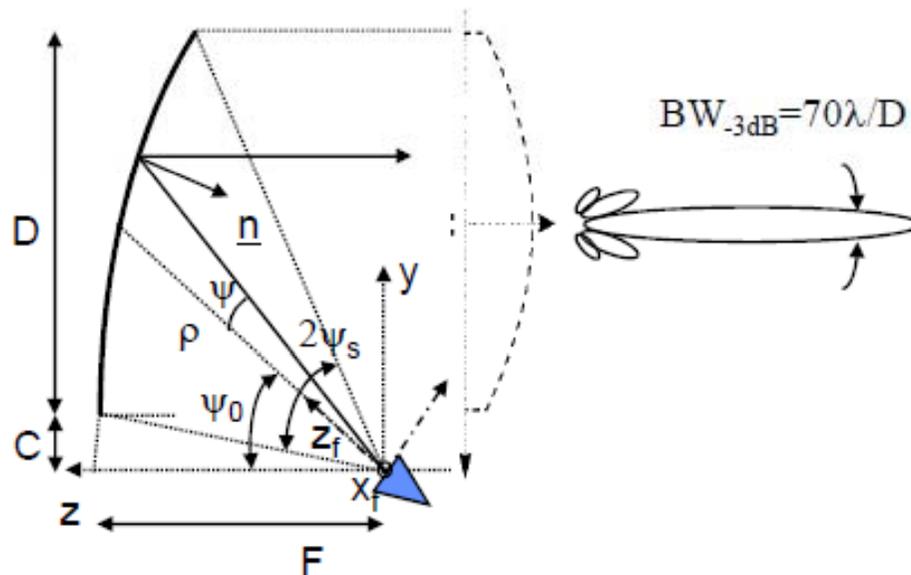




Reflector parabólico descentrado

Intersección del Paraboloides de revolución con un cono de eje ψ_0 y ángulo ψ_s . La apertura es Circular. La figura presenta el corte por el plano vertical de simetría $\phi=90^\circ$.

Son antenas sin bloqueo que son muy utilizadas a bordo de satélites.



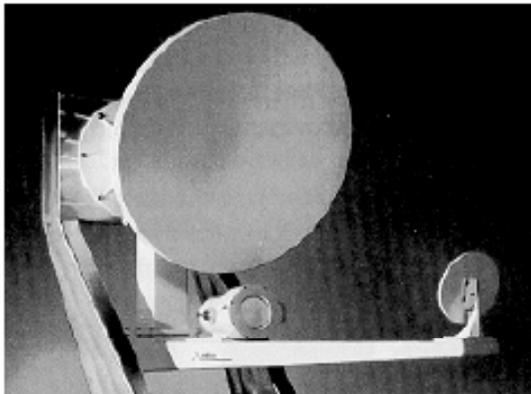
El eje del alimentador coincide con la dirección ψ_0 , y para conseguir máxima ganancia debe iluminar el borde de la apertura típicamente a -10 dB





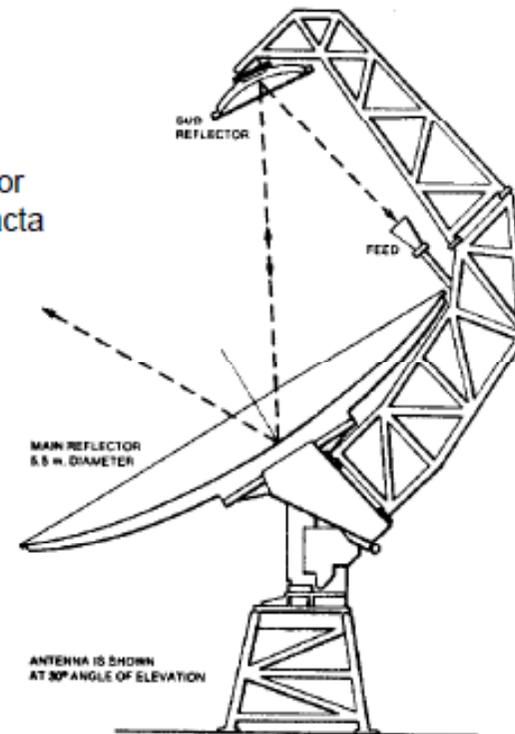
Otras configuraciones derivadas de la parábola

Cassegrain Offset

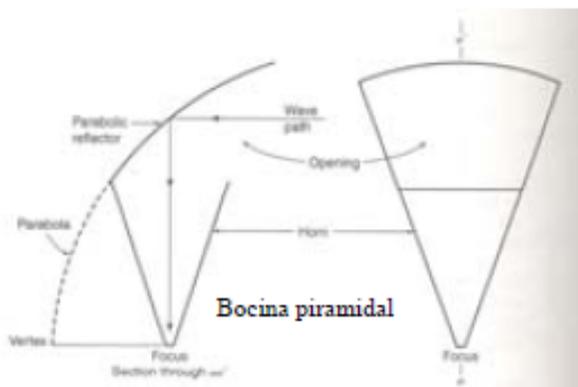


Gregoriano Offset

Más utilizado por ser más compacta



Bocina Reflector Hoghorn



Foco del paraboloide=Vértice de la bocina



Bocina cónica





Reflectores parabólicos de rejilla

Paraboloide de revolución de apertura circular



Paraboloide de revolución de apertura rectangular



Cilindro parabólico de apertura rectangular



En UHF se utilizan en la mayoría de los casos reflectores fabricados con varillas paralelas separadas entre sí una pequeña fracción de longitud de onda ($s < \lambda/10$). Solamente funcionan con polarización lineal que debe coincidir con la dirección de las varillas. Como alimentadores suelen utilizarse dipolos disco o Yagis de 2 elementos. Son baratas y además ofrecen poca resistencia al viento, lo que facilita su posicionamiento.

$$G \approx 0.5 \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{ap}$$





Radomos



Reflector centrado



+ Radomo Plano
Tela hidrófuga

$$\Gamma = \frac{\pi \cdot \text{espesor}}{\lambda} (\epsilon_r - 1)$$



+ Radomo Esférico
Tipo ventanas $\lambda/2$ o tipo
sandwich con núcleos de
baja permitividad

