



4

Antenas lineales





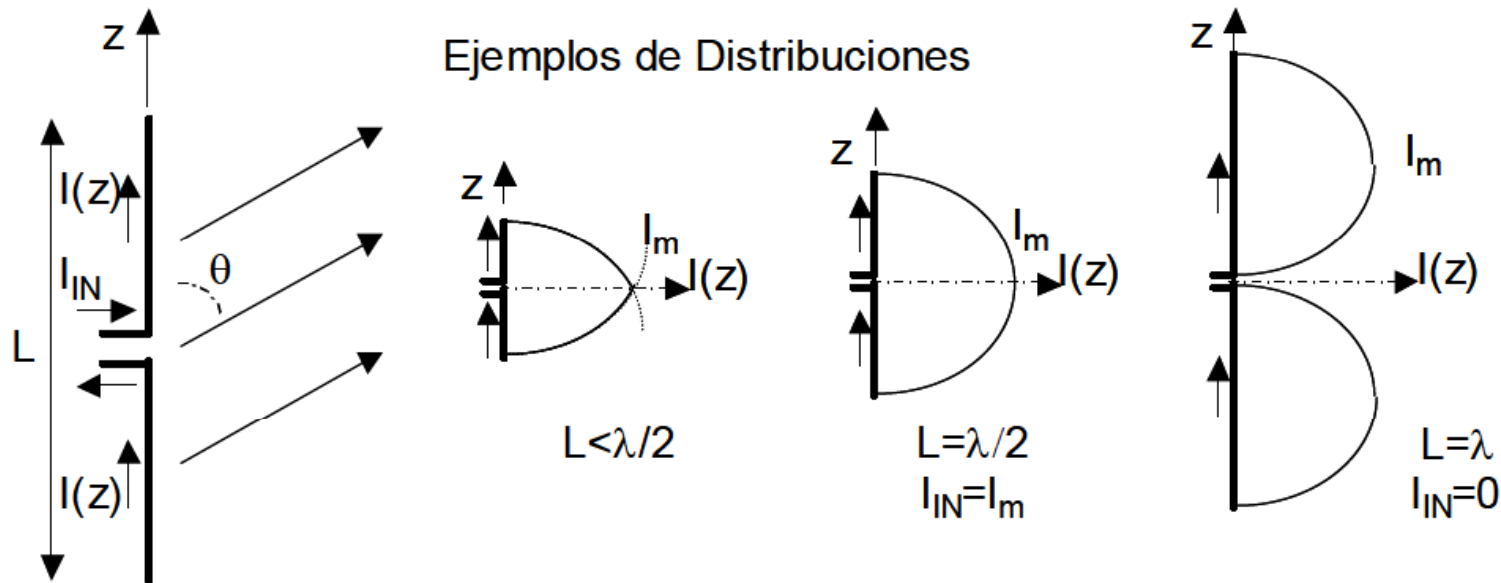
- En este tema se van a presentar los fundamentos de las antenas lineales más típicas. Bajo la denominación de antenas lineales se estudian las construidas con hilos conductores eléctricamente delgados, de diámetro muy pequeño comparado con la longitud de onda.
- En estas condiciones las corrientes fluyen longitudinalmente sobre la superficie del hilo. Para calcular los campos radiados se modelan como una línea de corriente infinitamente delgada coincidente con el eje del conductor real, que soporta en cada punto un valor de corriente idéntico al que transporta la corriente superficial real en el contorno de la sección correspondiente a ese punto.
- A partir de este modelo de corriente eléctrica se calcula el potencial vector magnético haciendo uso de la aproximación de corrientes lineales.
- En este capítulo nos centraremos en las antenas lineales más sencillas: los dipolos eléctricos y otras configuraciones que lo utilizan como elemento principal.
- Asimismo, también presentaremos las antenas de cuadro y las hélices.





Dipolos eléctricos

- Un dipolo eléctrico está normalmente constituido por dos varillas conductoras rectilíneas de igual longitud $L/2$ que se excitan mediante una línea de transmisión bifilar que genera una diferencia de tensión en sus bornes, provocando una distribución de corriente en las varillas, que, en una primera aproximación se puede considerar como la de una línea de transmisión en circuito abierto. (onda estacionaria de corriente)

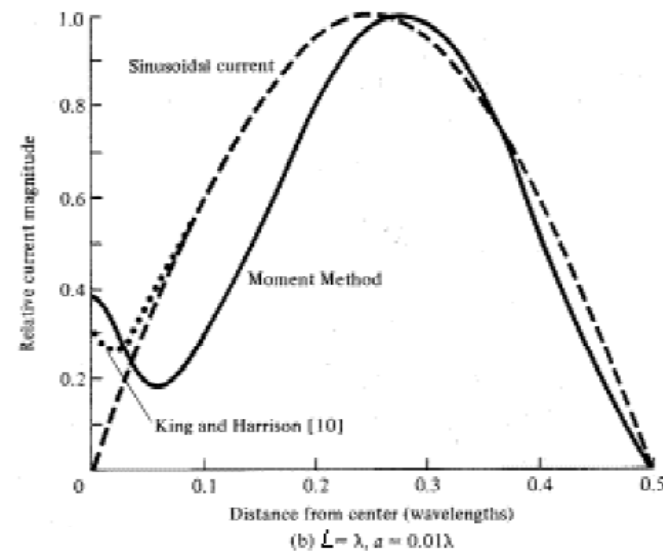
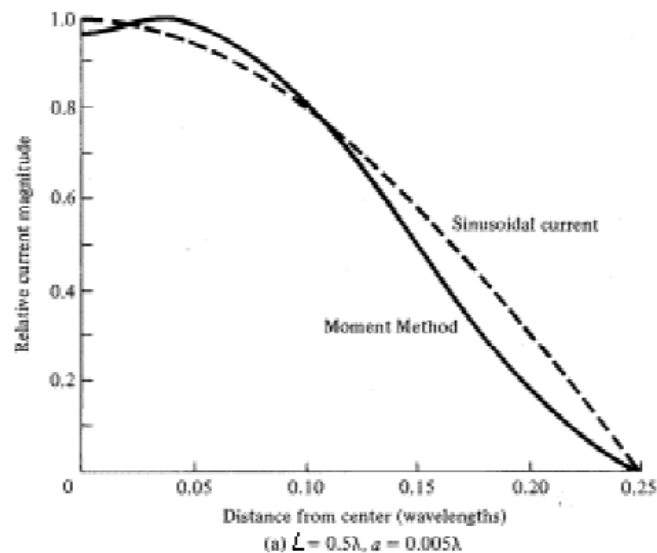


Geometría del dipolo eléctrica y distribuciones de corriente con el modelo de línea de transmisión





- Este modelo, si bien no es exacto, permite obtener expresiones analíticas del campo radiado y constituye una buena aproximación para dipolos resonantes (de longitud total L próxima a media longitud de onda).
- Obviamente para dipolos de longitud igual a la longitud de onda, esta expresión da un cero de corriente en su centro, que no concuerda con la realidad. (Método de momentos)



Distribuciones de corriente obtenidas mediante el método de los momentos

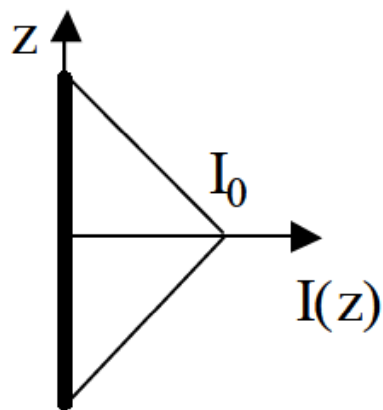




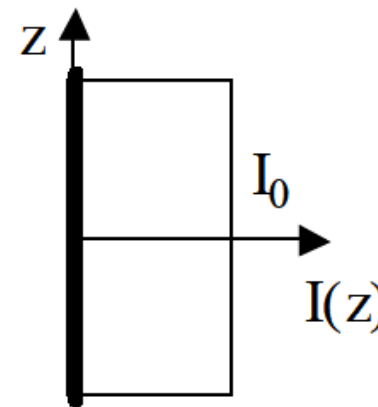
- En el caso de dipolos cuya longitud sea muy inferior a la longitud de onda hablamos de dipolos cortos. Según el modelo de corriente

$$I(z) = I_m \text{sen} \left[k_o \left(\frac{L}{2} - |z| \right) \right] \quad |z| < \frac{L}{2}$$

para el dipolo corto ésta se puede aproximar por una corriente triangular.



a) Dipolo corto real



b) Dipolo ideal de Hertz

Distribución de corriente del dipolo corto y del elemento de corriente





Dipolos eléctricos

- Para dipolos de mayor longitud ya no se puede aproximar el término de fase en la integral del potencial vector.
- Para obtener expresiones analíticas del campo radiado, se utiliza la distribución de corriente aproximada de onda estacionaria, resultando

$$\bar{\mathbf{A}} = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_{-L/2}^{L/2} \hat{\mathbf{z}} I(\mathbf{r}') e^{jk_0 \mathbf{r}' \cdot \hat{\mathbf{r}}} dl' = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \frac{2I_m}{k_0} \frac{\cos\left(\frac{k_0 L}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{k_0 L}{2}\right)}{\sin^2\theta} (\cos\theta \hat{\mathbf{r}} - \sin\theta \hat{\boldsymbol{\theta}})$$



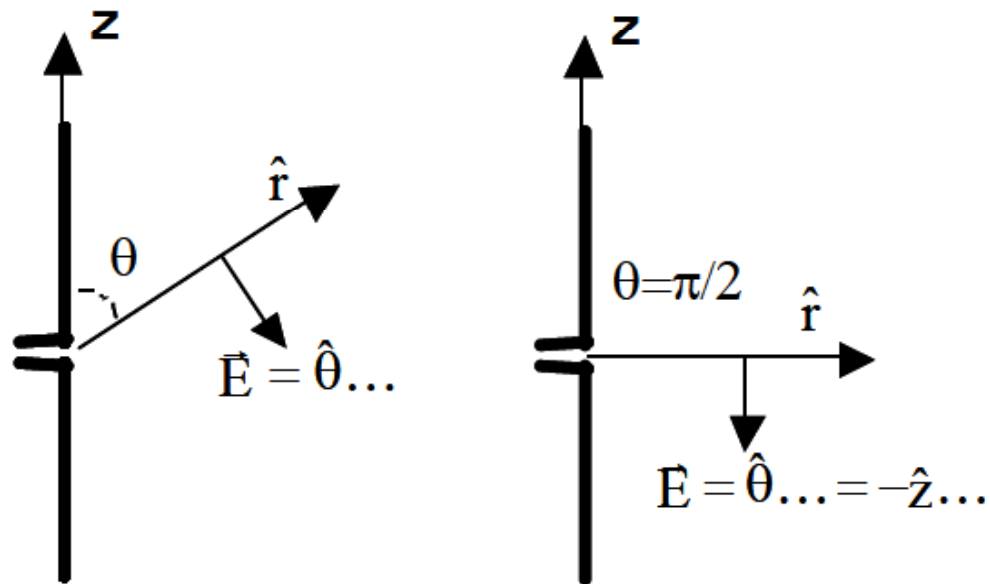
$$\bar{\mathbf{E}} = -j\omega(A_\theta \hat{\boldsymbol{\theta}} + A_\phi \hat{\boldsymbol{\phi}}) = j\eta \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r} I_m \frac{\cos\left(\frac{k_0 L}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{k_0 L}{2}\right)}{\sin\theta} \hat{\boldsymbol{\theta}}$$





Dipolos eléctricos

- Como se puede observar en la expresión anterior el campo radiado está polarizado linealmente según la dirección θ y tiene simetría de revolución con la coordenada Φ , del mismo modo que tiene simetría de revolución el propio dipolo.
- De hecho, se ha situado el dipolo alineado con el eje z para aprovechar dicha simetría de revolución y de este modo las expresiones resulten más sencillas.



Polarización del campo creado por el dipolo



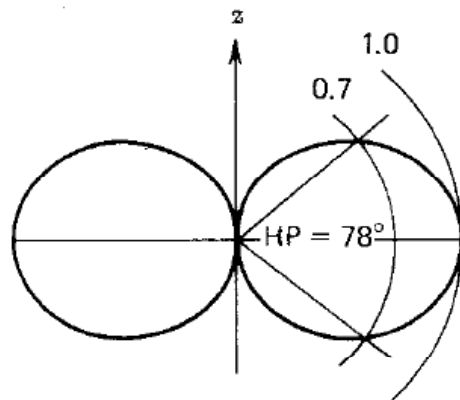


Dipolos eléctricos

- El diagrama de radiación de campo se obtiene normalizando la expresión anterior. Como se puede observar dicho diagrama depende de la longitud del dipolo.

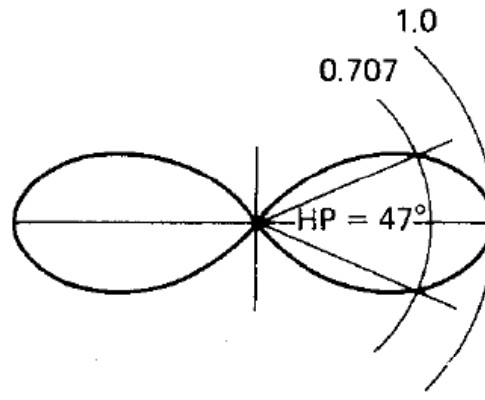
$$L=0.5\lambda$$

$$\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta}$$



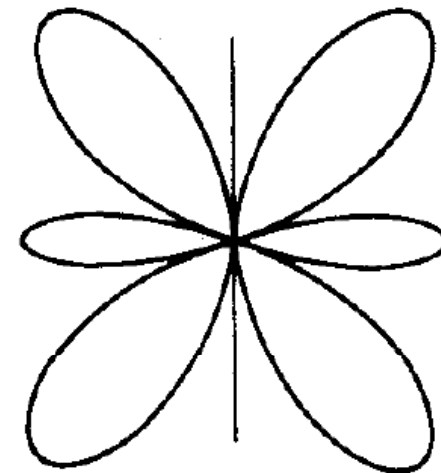
$$L=\lambda$$

$$\frac{1 + \cos(\pi \cos\theta)}{\sin\theta}$$



$$L=1.5\lambda$$

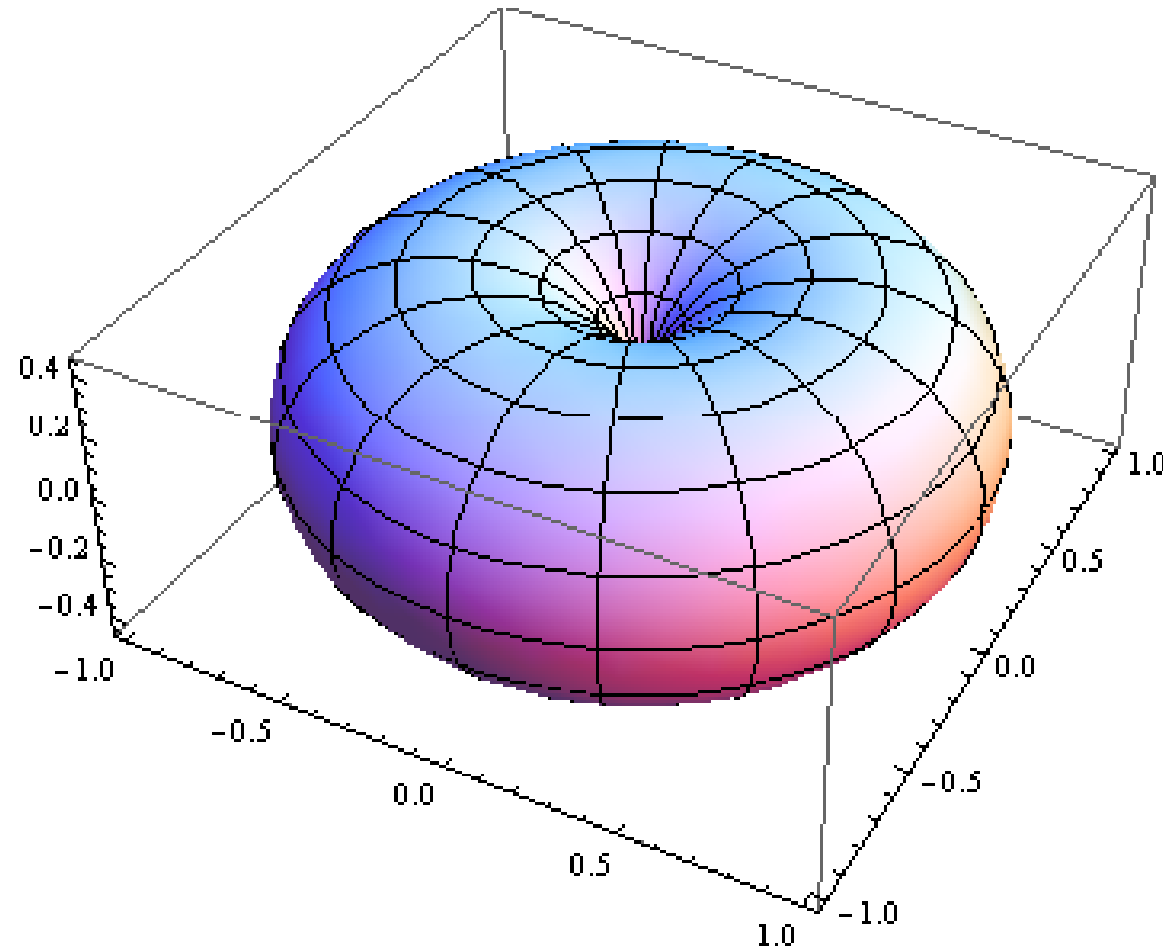
$$\frac{\cos\left(\frac{3\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta}$$





$$L=0.5\lambda$$

$$\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta}$$

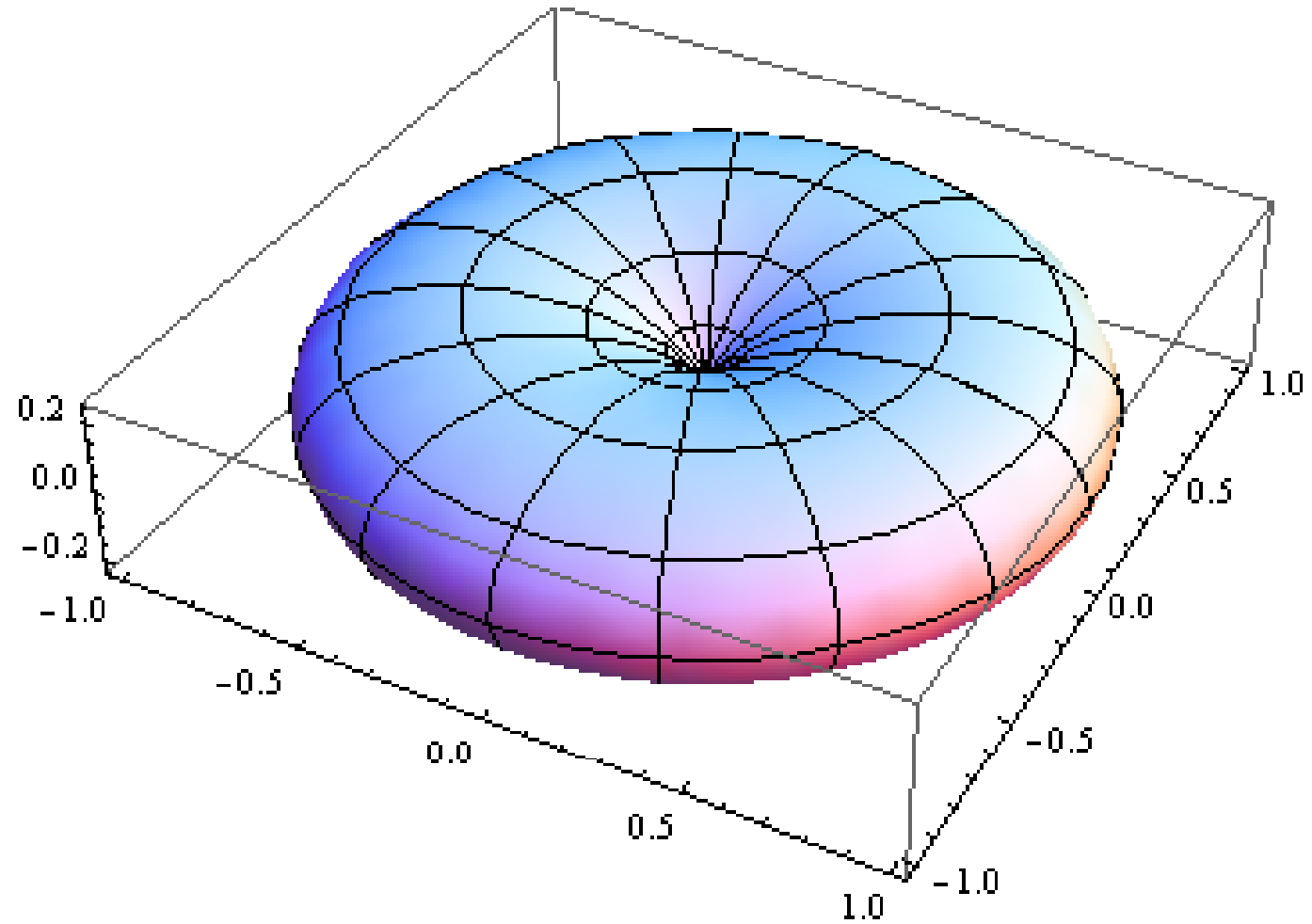




Dipolos eléctricos

$$L = \lambda$$

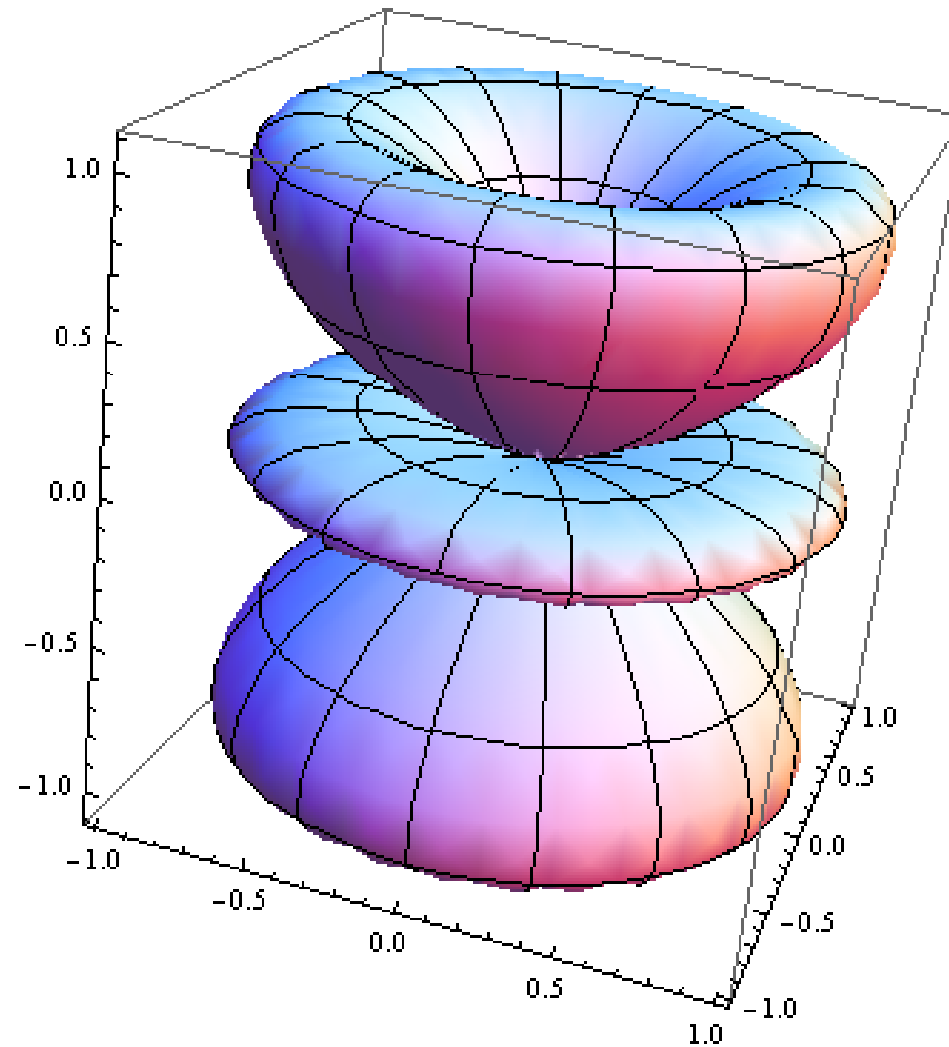
$$\frac{1 + \cos(\pi \cos \theta)}{\sin \theta}$$





$$L=1.5\lambda$$

$$\frac{\cos\left(\frac{3\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta}$$





- Como puede observarse, los diagramas de radiación presentan un máximo en el plano transversal al dipolo, siempre que su longitud eléctrica sea inferior a 1.25λ . A partir de ese valor, el diagrama de radiación presenta múltiples lóbulos principales, con lo que se reduce su directividad.

Longitud	Directividad	Resistencia radiación
$<0.3\lambda$	1.5	$R_{\text{rad}} = 20\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2$
0.5λ	1.64	73Ω
λ	2.41	∞
1.5λ	2.17	99.5Ω

*Directividades y resistencias de radiación del dipolo,
con modelo de línea de transmisión*

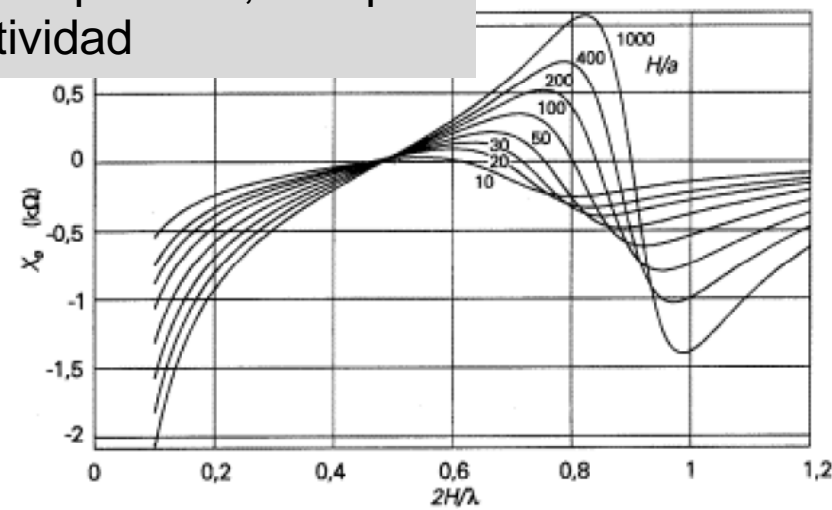
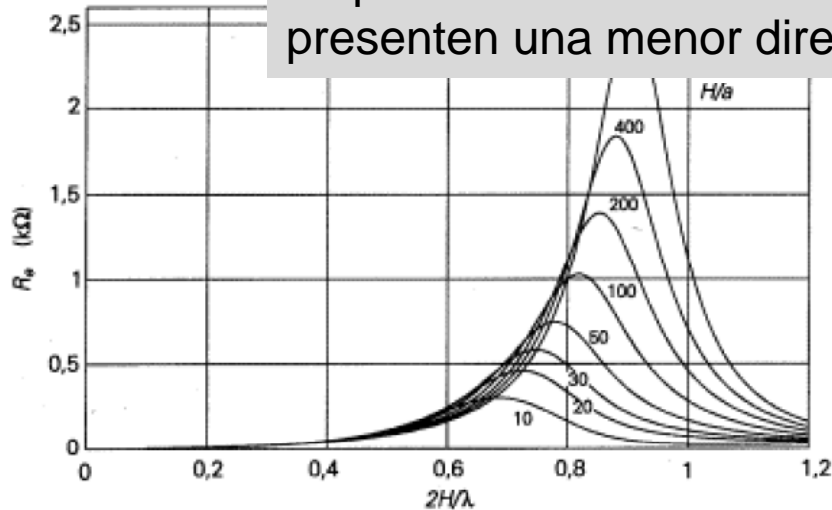




Dipolos eléctricos

- Como puede observarse, la condición de resonancia se obtiene para longitudes ligeramente inferiores a media longitud de onda (0.46 a 0.48λ). En esta situación de resonancia, la parte real de la impedancia de entrada se sitúa entre 70 y 80ω , dependiendo del grosor del dipolo.

- Las gráficas de la impedancia de entrada con respecto a la longitud de onda para dipolos más gruesos muestran que la impedancia de entrada de los dipolos resonantes ($\lambda/2$) son los más ampliamente utilizados a nivel práctico, aunque presenten una menor directividad



a = radio de la varilla

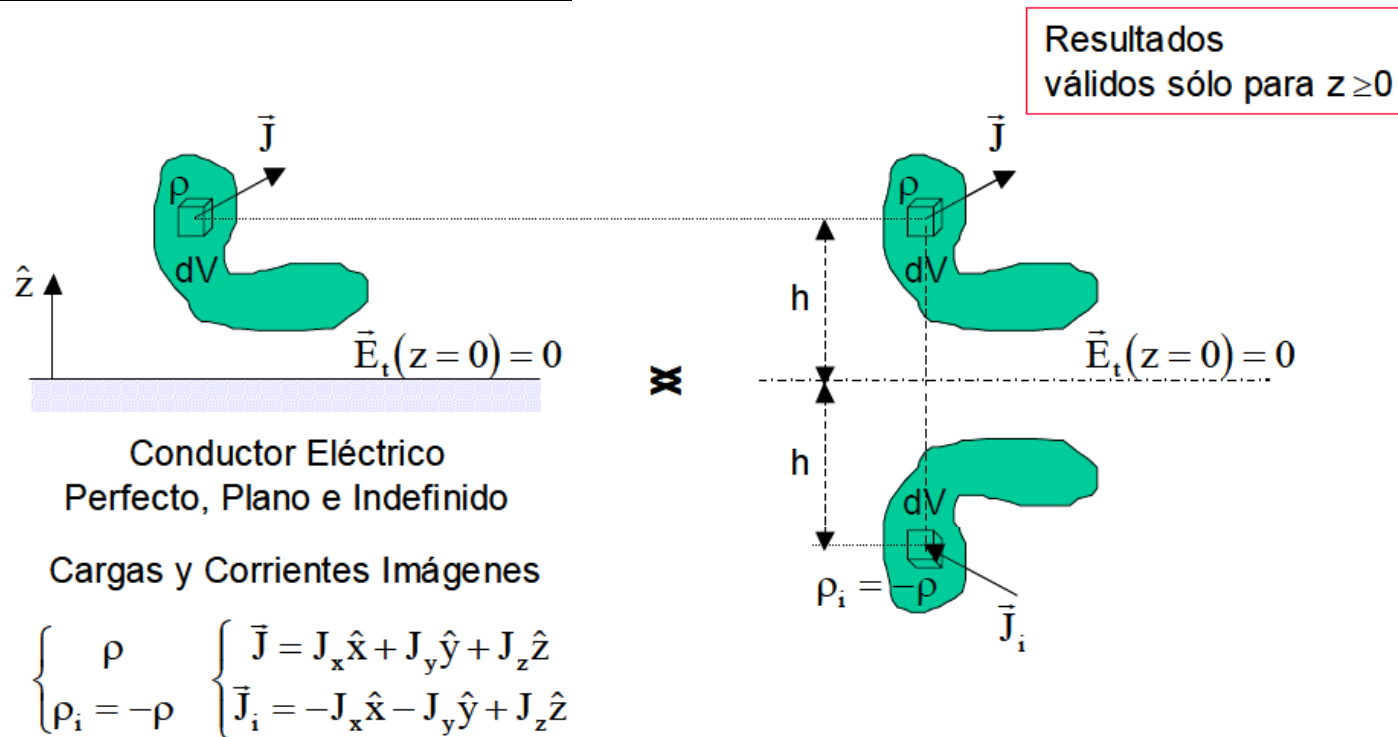
Impedancia de entrada del dipolo





Monopolos sobre planos conductores

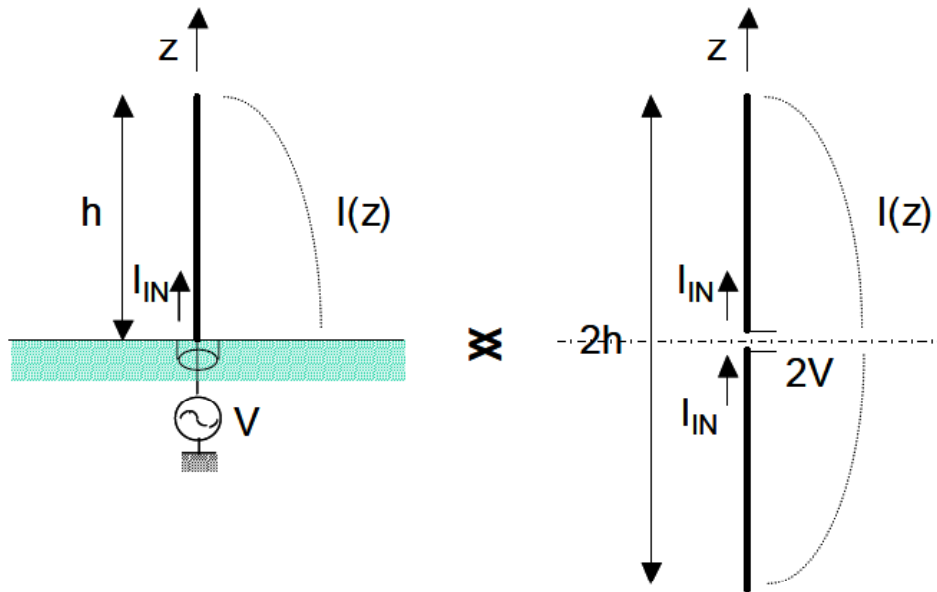
- Si se aplica el Teorema de las Imágenes a un dipolo resulta que se puede sustituir éste por un elemento de corriente de longitud mitad y un plano conductor perfecto. Este elemento es el *monopolo*. Este teorema es una consecuencia, a su vez, del Teorema de Unidad de las Ecuaciones de Maxwell.





Monopolos sobre planos conductores

- La aplicación de este teorema al caso del dipolo es inmediata, permitiendo **sustituir el dipolo por un monopolo sobre un plano conductor perfecto.**
- Este hecho tiene una aplicación práctica muy importante, desde el momento en que la superficie terrestre puede hacer de plano de masa, y es que se permite **reducir a la mitad la longitud total de la antena**, lo que resulta muy útil en muchas aplicaciones.



- Otra ventaja es la forma de alimentación.
- En el caso del monopolo la alimentación es asimétrica con lo que se puede utilizar directamente un cable coaxial para excitarlo

Aplicación del teorema de las imágenes al monopolo





Monopolos sobre planos conductores

- A la hora de analizar el monopolo, se hace del mismo modo que se analiza un dipolo, tal como resulta de aplicar el teorema de las imágenes.

$$U_m = U_d \quad (0 \leq \theta \leq \pi/2)$$

$$U_m = 0 \quad (\pi/2 \leq \theta \leq \pi)$$

$$P_{\text{rad},m} = \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi/2} U_m(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi = \frac{1}{2} P_{\text{rad},d}$$

$$D_m = 4\pi \frac{U_m}{P_{\text{rad},m}} = 2D_d$$

$$Z_{\text{in},m} = \frac{V}{I} = \frac{1}{2} \frac{2V}{I} = \frac{1}{2} Z_{\text{in},d}$$

- Como el campo radiado en el semiespacio superior tiene que ser el mismo que el campo radiado por el dipolo, mientras que en el semiespacio inferior el campo radiado debe ser nulo (presencia de un conductor eléctrico perfecto).

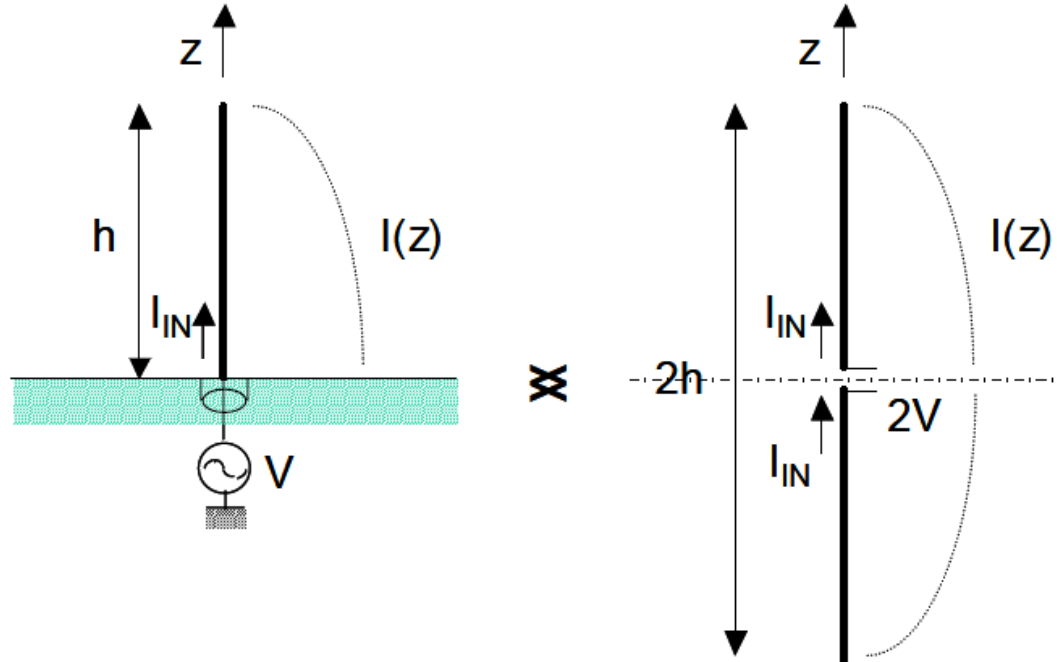
- En estas condiciones la *intensidad de radiación* del monopolo, la *potencia radiada*, la *directividad* y la *impedancia de entrada* son las mostradas.





Monopolos sobre planos conductores

- La aplicación más típica de los monopolos es como **antena de radiodifusión**.
- Estos mástiles radiantes se apoyan en tierra sobre una red radial de varillas que sirven para mejorar la conductividad de la tierra en las proximidades de su base y así reducir sus pérdidas.



- Si consideramos la frecuencia típica de 1 Mhz, para radiodifusión de onda media, tenemos que un cuarto de longitud de onda corresponde a 75 metros, aunque se trate de una antena “eléctricamente pequeña”.

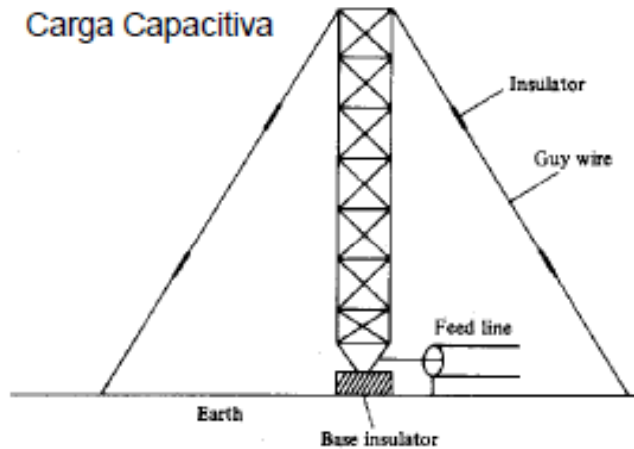
- Otras veces el plano conductor se sustituye por cuatro varillas radiales, lo que provoca que el diagrama de radiación no sea estrictamente el del monopolo (hay algo de radiación en el semiespacio inferior y el máximo de radiación se encuentra algo elevado) .



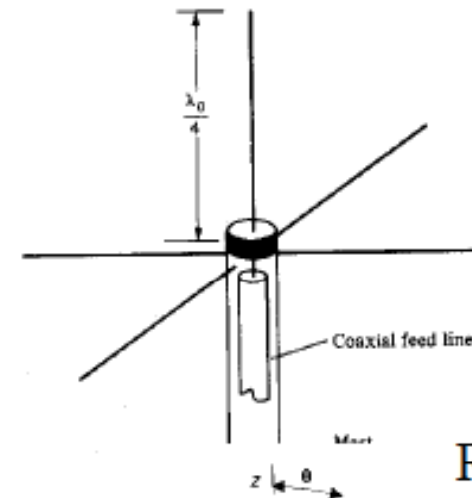


Monopolos sobre planos conductores

Monopolos de radiodifusión de Onda Media sobre tierra



Monopolo sobre plano conductor simulado con varillas



$R_{IN} \approx 30\Omega$

Varillas radiales para reducir pérdidas ohmicas

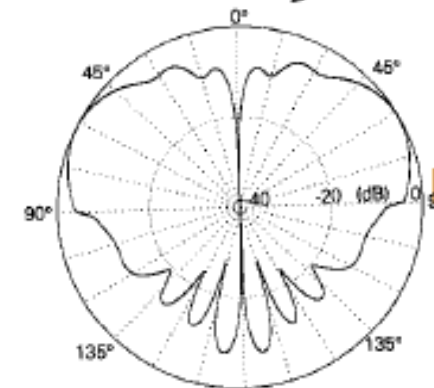
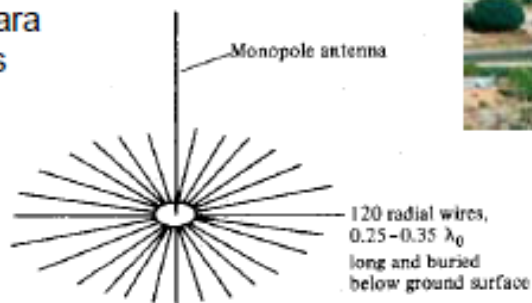


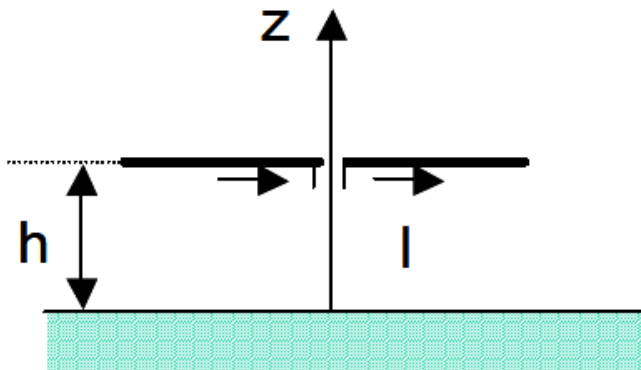
Diagrama Típico





Dipolos paralelos a planos conductores

- El Teorema de las Imágenes también se puede aplicar para **dipolos paralelos a un plano conductor**. Esta configuración se aplica tanto a dipolos aislados, como a agrupaciones de dipolos.
- Cuando la altura sobre el plano de masa es muy pequeña, los campos generados por el dipolo y por su imagen **se suman en oposición de fase** y el **campo radiado total es muy pequeño** (resistencia de radiación pequeña). Éste es el caso de la línea de transmisión.
- Sin embargo, cuando la distancia al plano de masa se hace igual a $\lambda/4$, **el campo se duplica respecto al del dipolo aislado** en la dirección del eje “z” positivo. Obviamente no existe radiación en el semiespacio inferior por la presencia del plano de masa.

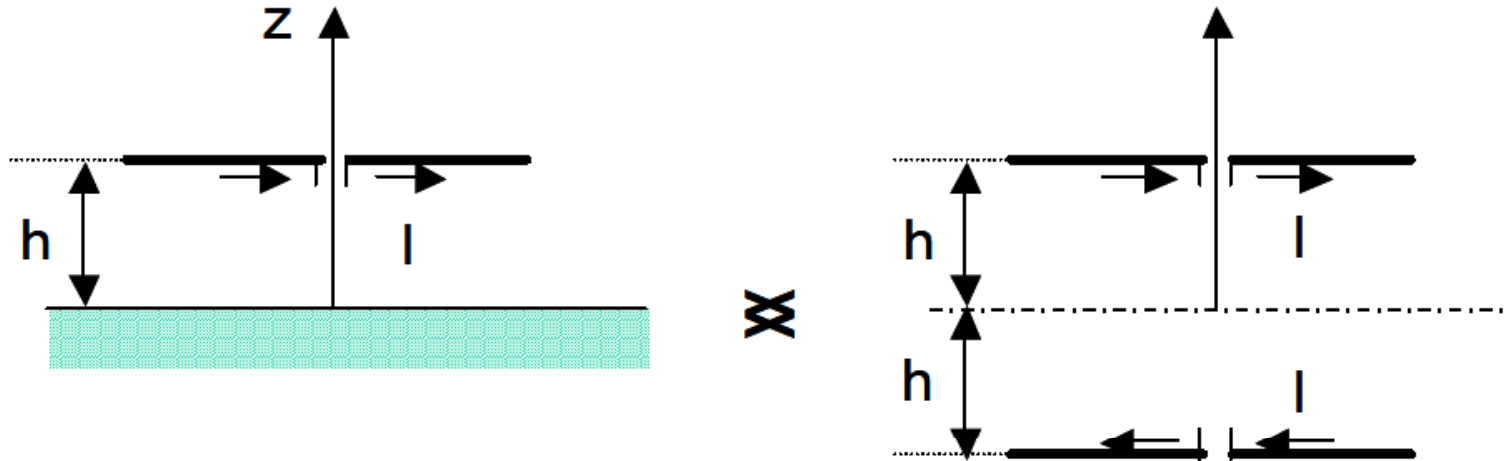


- La **densidad de potencia en dicha dirección aumenta en un factor de 4** respecto al dipolo aislado, sin modificarse apreciablemente la potencia radiada. Por tanto, la directividad aumenta en un factor de 4 (6 dB) respecto al dipolo aislado.





Dipolos paralelos a planos conductores



Aplicación del teorema de las imágenes a un dipolo paralelo a un plano conductor

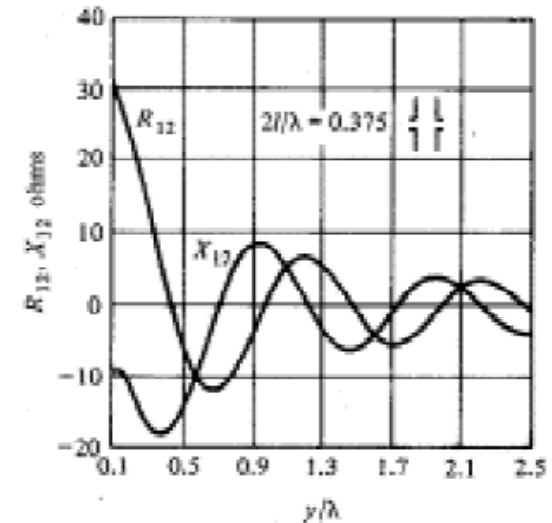
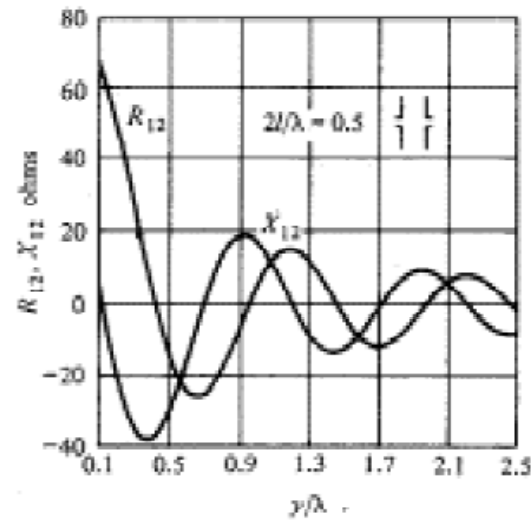
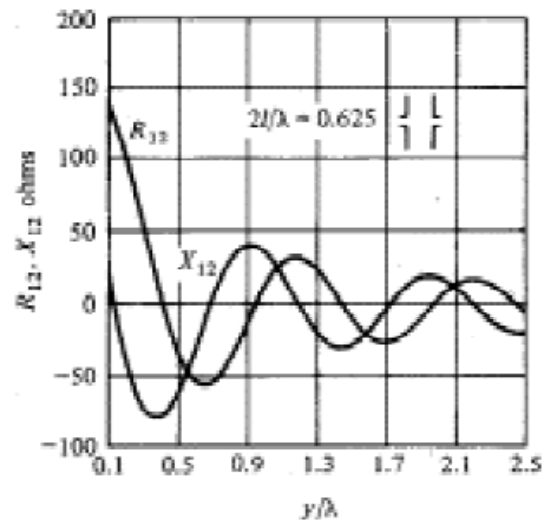
$$\vec{E} = \vec{E}_d + \vec{E}_i = \vec{E}_d(1 - e^{jk_0 \hat{r}_i'}) = \vec{E}_d(1 - e^{-jk_0 2h \cos \theta})$$

- Obviamente el plano conductor no puede ser de dimensiones infinitas. La aproximación de plano infinito es válida si las dimensiones del plano de masa son superiores a λ . Sin embargo aparece siempre algo de radiación posterior debido a la difracción en el borde del plano.
- La finitud del plano también afecta a la impedancia de entrada calculada ya que hay que tener en cuenta **el acoplo mutuo existente entre el dipolo y su imagen.**





Dipolos paralelos a planos conductores



- Impedancia mutua de dipolos en distintas posiciones

Para el cálculo de la impedancia de entrada hay que considerar el acoplo mutuo que aparece entre el dipolo y su imagen.





Dipolos paralelos a planos conductores

- La forma más sencilla de calcular este acoplo mutuo es la utilización de un **modelo de red lineal multipuerta** (dos puertas en este caso).
- La corriente de alimentación de cada elemento está influenciada por los acoplamientos mutuos existentes con el resto de los elementos y por las corrientes que circulan por cada uno de los elementos.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & & Z_{1N} \\ & \ddots & \\ Z_{N1} & & Z_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix}$$

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \sum_{j=1}^N Z_{ij} \frac{I_j}{I_i} = Z_{ii} + \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^N Z_{ij} \frac{I_j}{I_i}$$

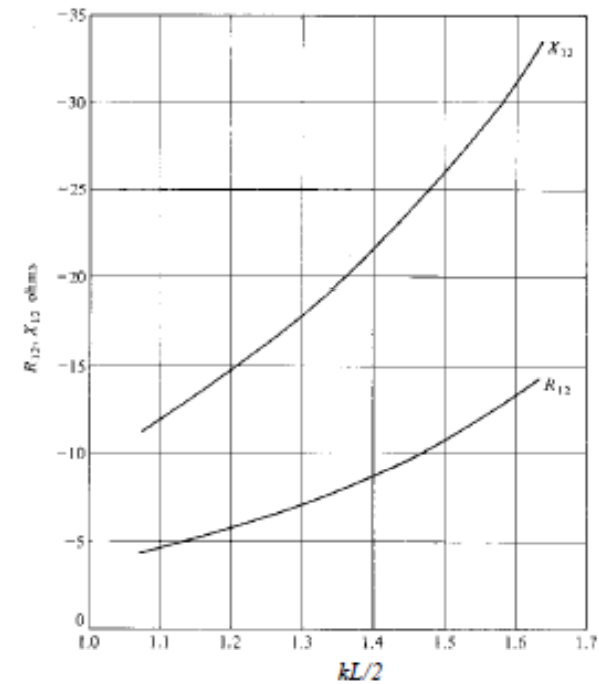
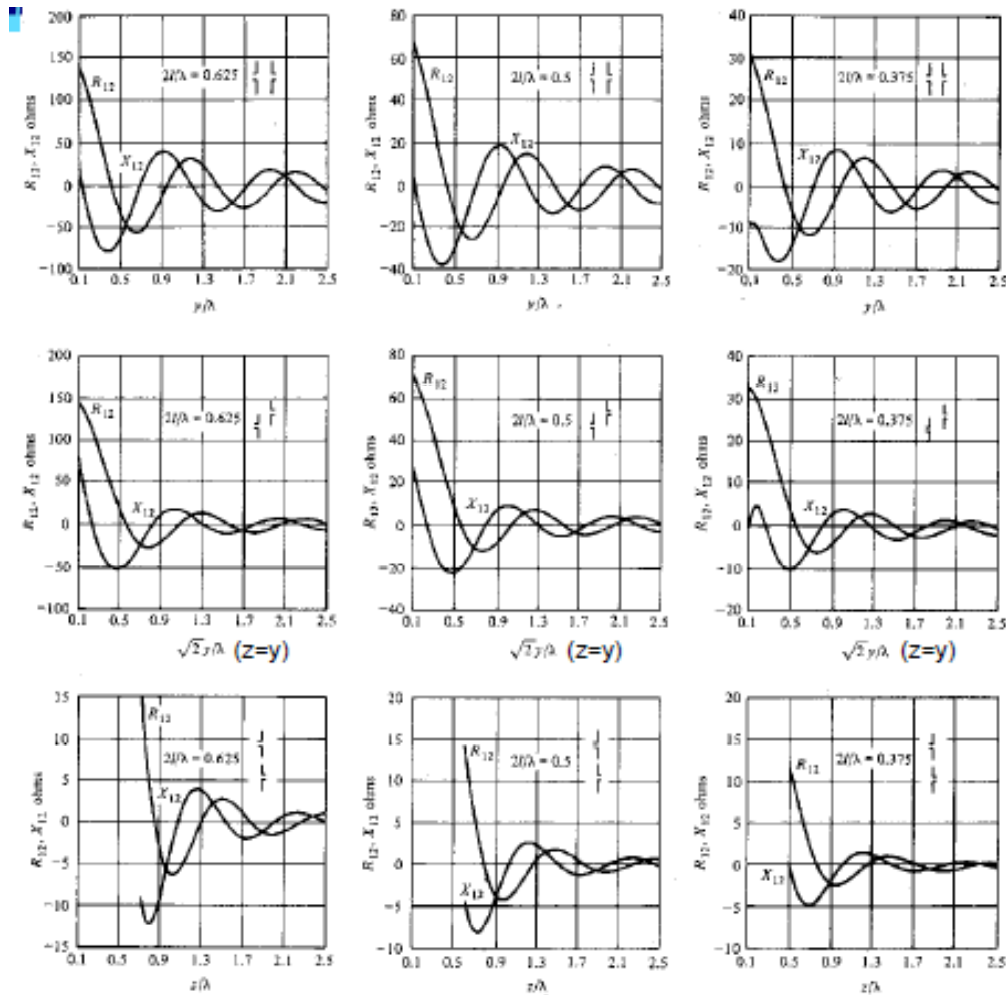
$$Z_{in} = \frac{V_d}{I_d} = Z_{11} - Z_{12}$$

- Estos acoplos se representan a través de una **matriz de impedancias** genérica (parámetros “z”).
- El acoplamiento o impedancia mutua entre dos elementos depende de la distancia entre los dipolos y de la ubicación de un dipolo respecto a otro. En el caso que estamos tratando, los dipolos son paralelos y enfrentados.
- La impedancia activa de cada elemento es el cociente entre la tensión de entrada de dicho elemento y su corriente de excitación. En este caso **la impedancia de la antena será la impedancia activa del elemento real**.





Dipolos paralelos a planos conductores

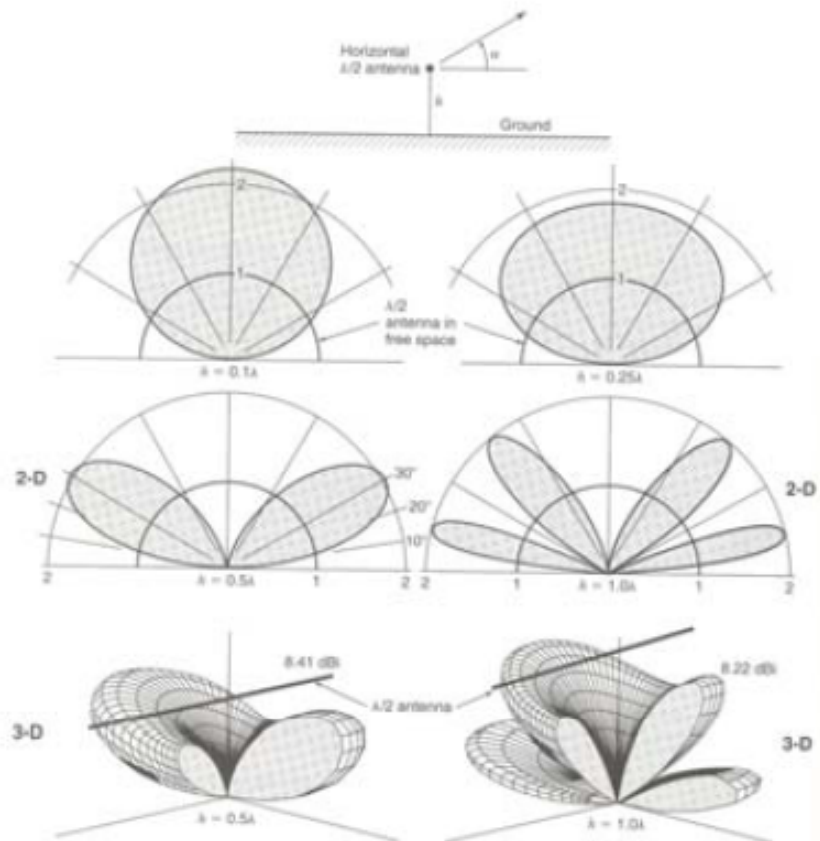


Impedancia mutua entre dos dipolos idénticos, paralelos, enfrentados y separados $\lambda/2$





Dipolos paralelos a un plano conductor perfecto



Ganancia de campo respecto del campo propio del dipolo:

$$G_E(\alpha) = \sqrt{\frac{R_{11}}{R_{11} - R_{12}}} [2\text{sen}(k_0 h \cdot \text{sen}(\alpha))]$$

La ganancia directiva se obtiene:

$$D(\alpha) = [G_E(\alpha)]^2 \cdot 1.64$$

Nótese como para NVIS (Near vertical incident skywave) en HF conviene situar el dipolo a una altura de 0.1λ ($R_{IN} \approx 20\Omega$) para reforzar la radiación vertical y reducir la excitación de la onda de Tierra y la respuesta en recepción al ruido atmosférico.

Para comunicaciones a larga distancia conviene utilizar, sin embargo, alturas del orden de 1λ





Antenas Yagi-Uda

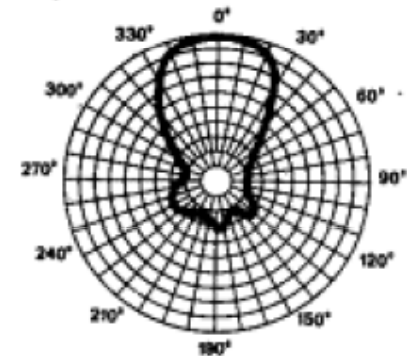
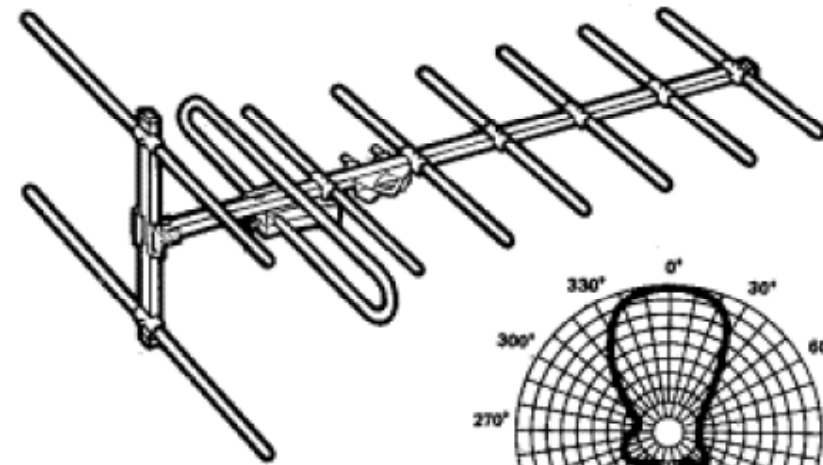
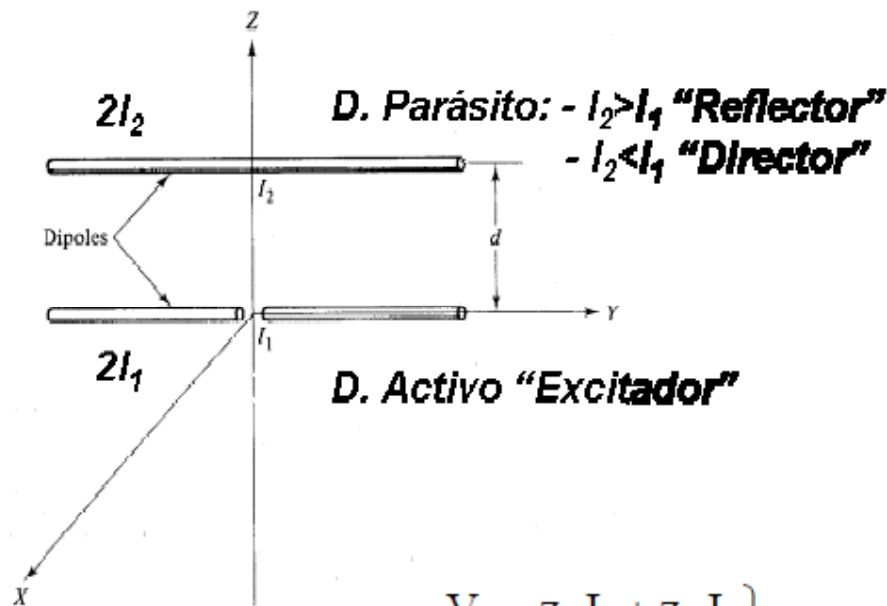
- Las **antenas Yagi** están constituidas por una serie de dipolos paralelos en los que sólo se alimenta uno de ellos denominado **excitador** o “*activo*” de forma directa, mientras que los demás son elementos “*parásitos*” y se excitan a través de los acoplamientos mutuos.
- Los elementos situados en la parte trasera de la antena se denominan **reflectores**, mientras que los elementos situados en la parte delantera se denominan **directores**.
- La longitud del elemento activo es **resonante** (para un dipolo en torno a 0.47λ), los elementos directores son de menor longitud que el activo, mientras que los reflectores son más largos que el activo.
- Como ejemplo de antenas Yagi estudiaremos la más simple: esto es la formada por un elemento activo y un parásito. El campo eléctrico radiado por el conjunto se calcula mediante la suma de los campos que radia cada elemento, considerando la posición de los elementos y la amplitud y fase de la corriente de excitación de los elementos I_1 para el activo, e I_2 para el parásito.
- Se asume que el campo radiado por cada uno de los elementos es el mismo.





Antenas Yagi-Uda

$$\vec{E} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 \approx \vec{E}_1 \left(1 + \frac{I_2}{I_1} e^{jk_0 d \cos \theta} \right)$$



$$\left. \begin{aligned} V_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\ 0 &= z_{12}I_1 + z_{22}I_2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = z_{11} - \frac{z_{12}^2}{z_{22}}$$





Antenas Yagi-Uda

- La **impedancia de entrada de la antena Yagi corresponde a la impedancia activa del elemento activo**. Para su cálculo se emplea el modelo de matriz de impedancias mutuas, e el que se considera el elemento parásito cortocircuitado y aplicando el teorema de reciprocidad ($z_{12} = z_{21}$)
- Las antenas Yagi son muy utilizadas debido a que con una muy sencilla forma de excitación consiguen buenas prestaciones en ganancia.
- Su aplicación más importante es en antenas de recepción de TV en las bandas de VHF y UHF y también en radioenlaces fijos a esas frecuencias, telefonía móvil, etc.
- Normalmente como elemento activo se utiliza un dipolo ***doblado para aumentar la impedancia de entrada y el ancho de banda***. En este caso se usan dos varillas reflectoras.
- Los parámetros de diseño más importantes en este tipo de antenas son:
 - Ganancia
 - Relación delante-detrás
 - Impedancia de entrada





Ejemplos de antenas Yagi



Yagi UHF excitada por un dipolo plegado con reflector simple



Yagi UHF excitada por un dipolo plegado con reflector diédrico



Yagi VHF de 3 elementos excitada por un dipolo simple





Otras antenas lineales

Antenas de cuadro

- Otra antena lineal muy sencilla es la denominada **antena de cuadro**, que se analiza con un modelo de línea de transmisión cortocircuitada.
- Si el cuadro es “eléctricamente pequeño” se consigue una corriente uniforme y una diagrama de radiación tipo “**toroide**”

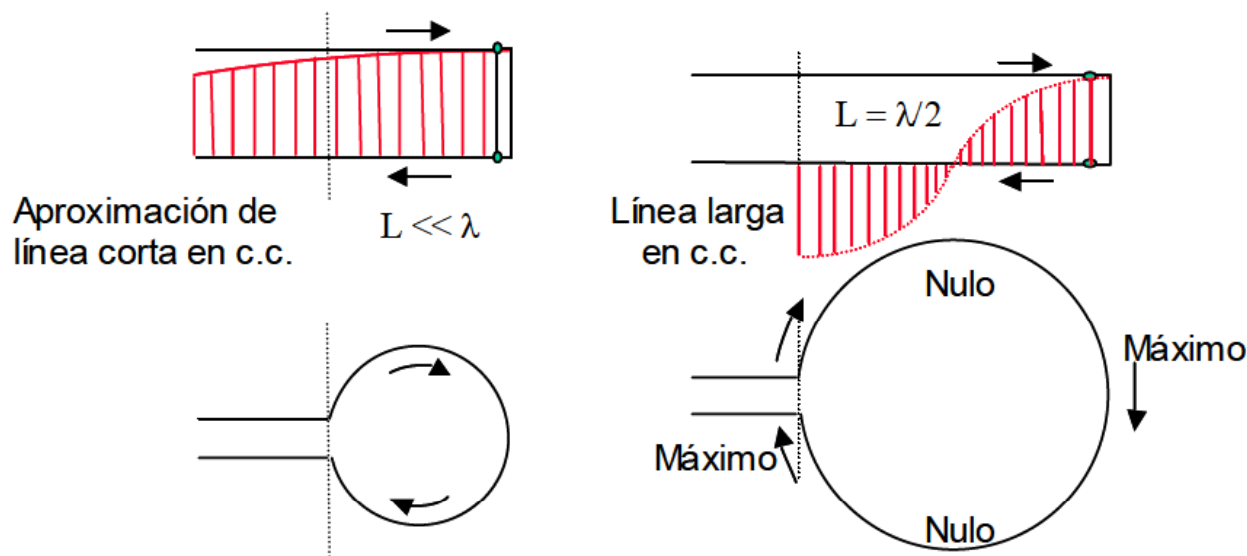


Figura 4.13: Antena de cuadro a) Eléctricamente corta. b) Eléctricamente larga

- Estas antenas tienen un **rendimiento de radiación muy bajo** por lo que se utilizan únicamente en recepción.

- Cuando el cuadro es “eléctricamente largo”, aunque se consiguen rendimientos mayores, la corriente de alimentación no es uniforme, dando lugar a **diagramas multilobulados**.

- En cualquier caso, la polarización del campo eléctrico (situando el cuadro en el plano xy), es según la dirección de Φ .

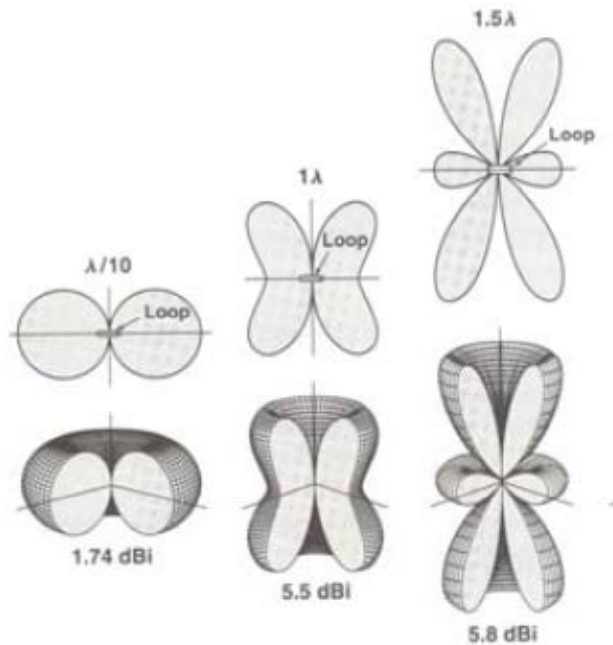




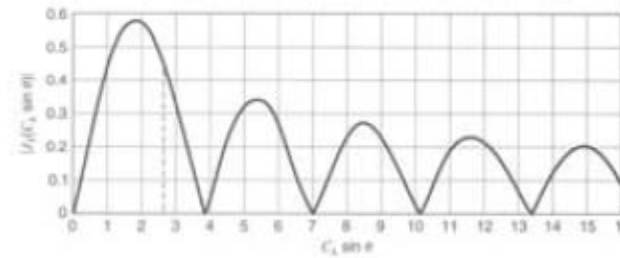
Antenas de cuadro con corriente no uniforme

Si la corriente es uniforme: $I(\phi)=I_0$, el campo lejano vale:

$$\vec{E} = \hat{\phi} \cdot 60\pi k_0 a \frac{e^{-jk_0 r}}{r} J_1(k_0 a \cdot \text{sen}\theta)$$



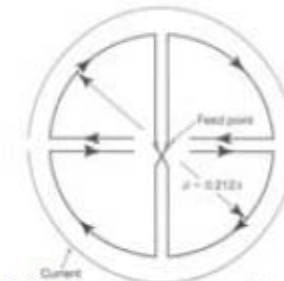
Evolución del diagrama de radiación en función del diámetro $2a$



Función de Bessel $C_\lambda = 2\pi a/\lambda = k_0 a$

Para $C_\lambda < 1$, $R_{IN} = 197(C/\lambda)^4$ (+ X_{IN} inductiva)

Directividad $D_0 = 1.5$



Cuadro de Alford para conseguir corriente aproximadamente uniforme





Antenas de hélice

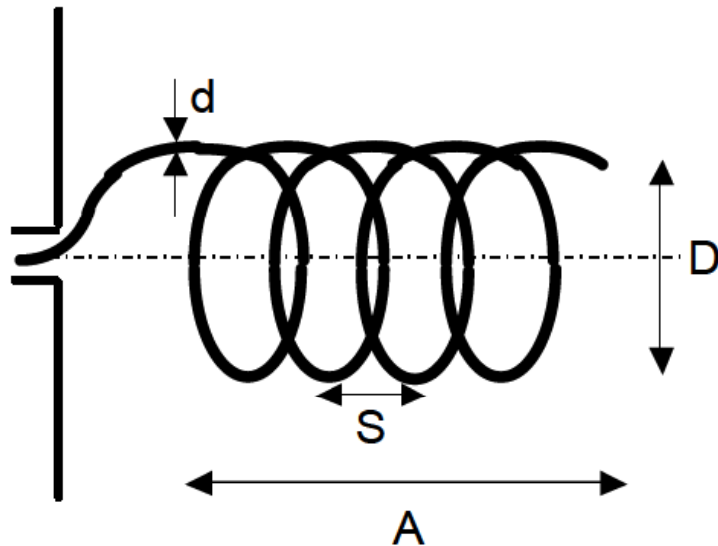
- Si se enrolla un hilo conductor eléctricamente delgado sobre un cilindro con un cierto ángulo de ataque se forma una **antena de hélice**. Estas antenas son muy fáciles de excitar porque el activo del cable coaxial se prolonga formando la hélice mientras que la masa se conecta al plano de masa de la antena.
- Dependiendo del **tamaño de la hélice se obtienen dos modos de radiación diferentes**.
 - El **modo normal**, se da cuando la longitud normal del arrollamiento de la hélice es pequeña comparada con la longitud de onda. En este caso el máximo de radiación está en el plano transversal del eje de la hélice y la resistencia de radiación es muy baja por lo que sólo se aplica en recepción.
 - El **modo axial** se da cuando el perímetro del cilindro es del orden de la longitud de onda. En este caso, el máximo de radiación se encuentra en la dirección del eje y funciona en banda ancha y con polarización circular del mismo sentido de giro que el arrollamiento.
- Las **ganancias típicas** de las hélices funcionando en modo axial se encuentran entre los **10 y 17 dBi** y son las que más se utilizan en la práctica ya que son baratas y fáciles de construir además de su gran ancho de banda. (UHF con aplicaciones de polarización circular).





Antenas de hélice

- Los parámetros de radiación de las hélices dependen de la geometría de la misma, caracterizada por :
 - Su diámetro, **D**, (diámetro del cilindro sobre el que se arrolla)
 - El perímetro de dicho cilindro, **C=πD**
 - El espaciado entre vueltas o paso, **S=πD tg α**, siendo α el ángulo de inclinación del arrollamiento
 - La longitud de una vuelta, **L**
 - El número de vueltas, **N**
 - La longitud axial, **A=NS**
 - Y el diámetro del conductor de la hélice, **d**.



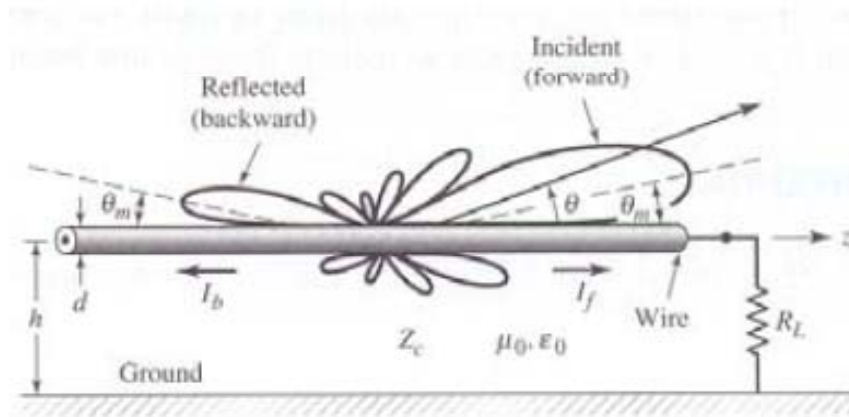
- El modo de **radiación axial** se da de forma natural para $\frac{3}{4} < C/\lambda < \frac{4}{3}$
- A la frecuencia central de la banda la resistencia de entrada vale 140Ω .
- La **directividad** vale:

$$D \approx 15 \left(\frac{C}{\lambda} \right)^2 \frac{NS}{\lambda} \approx 15 \frac{A}{\lambda}$$

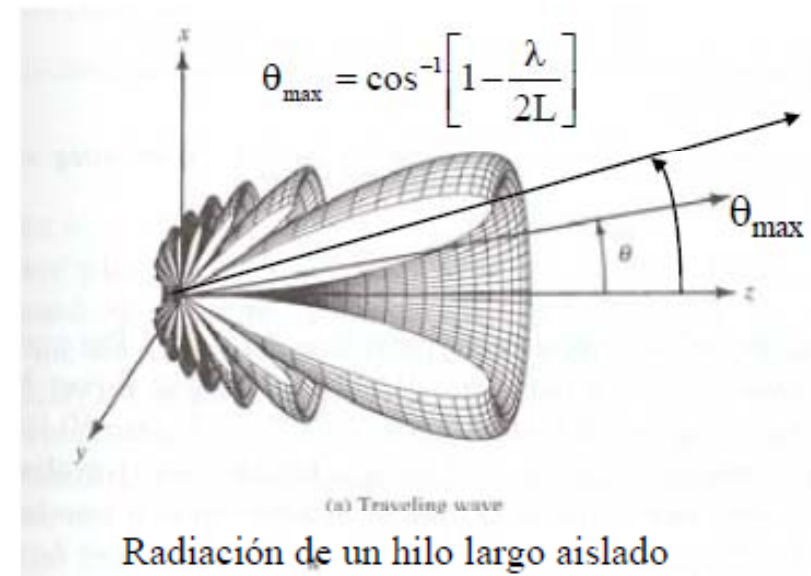




Antenas HF de onda progresiva



Antena de onda progresiva Beverage sobre Tierra

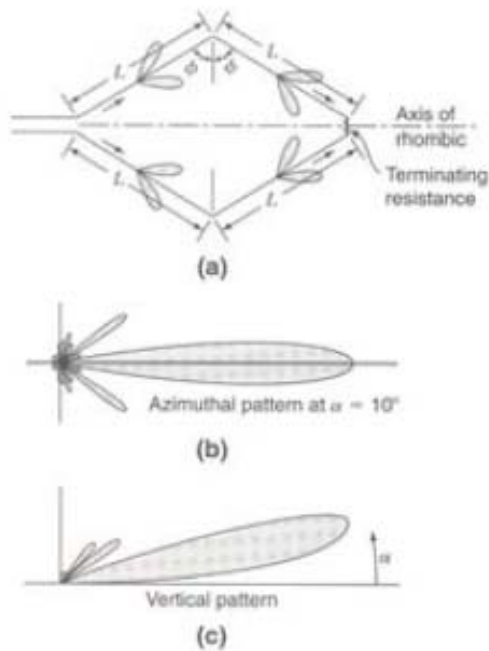


Radiación de un hilo largo aislado con corriente $I = I_0 e^{-jk_0 z}$

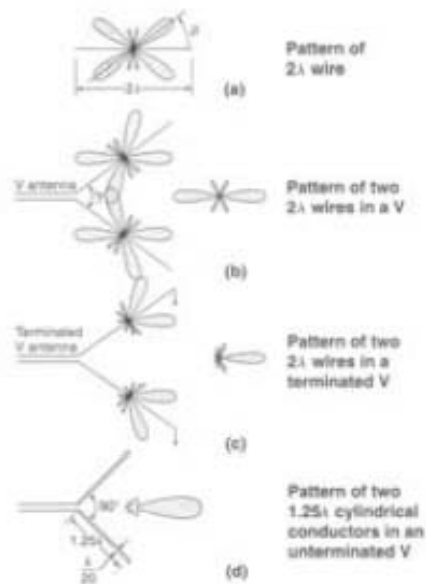




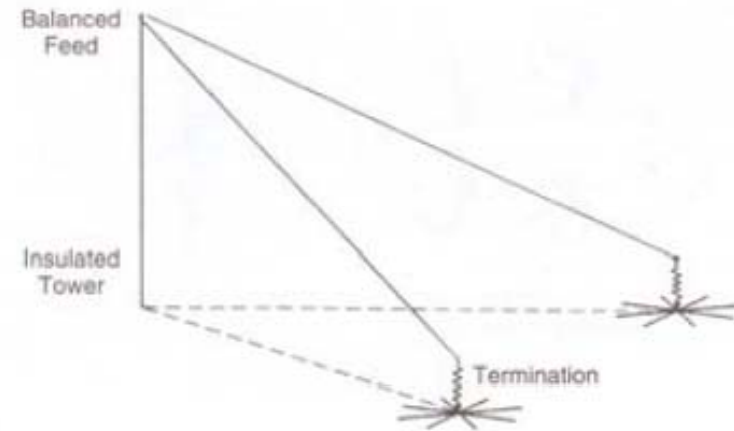
Antenas rómbicas y V



Antenas rómbicas sobre Tierra



Antenas en V



Implantación real de antena en V

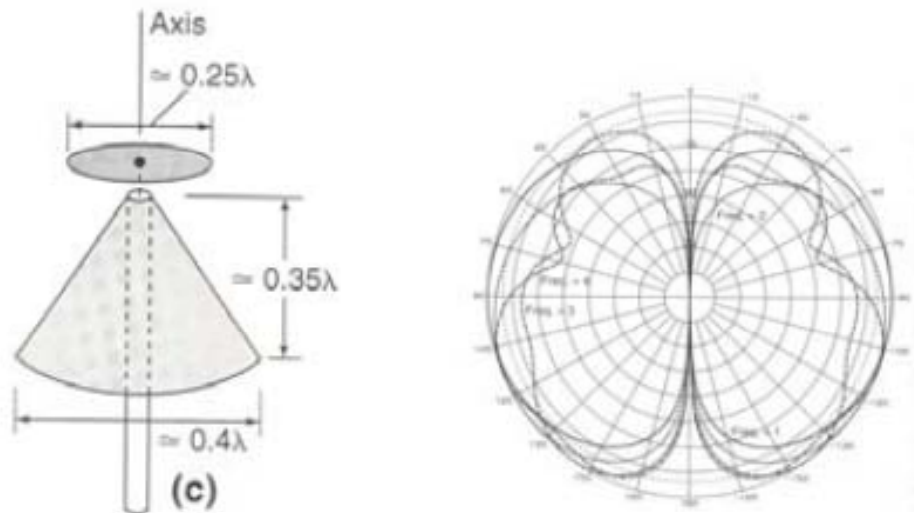




Otras antenas lineales

Antenas de banda ancha VHF/UHF

La antena discono de banda ancha de la figura se utiliza en estas frecuencias y se deriva de la antena bicónica. Como se puede ver en los diagramas de radiación, puede funcionar en una banda $f_4/f_1 \approx 4$, con ROE < 3 .



Las dimensiones se calculan para la frecuencia inferior de la banda



Fotografía con varias antenas Discono y una antena Yagi en

