

Antenas y Circuitos de Alta Frecuencia Segunda parte, Tema II

Master en Ingeniería Informática y de Telecomunicación,
2º cuatrimestre (6 créditos ECTS)

Profesores: Jorge A. Ruiz Cruz (jorge.ruizcruz@uam.es)
Jose Luis Masa Campos (joseluis.masa@uam.es)

Grupo colaborador: Grupo de Radiación. Dpto. SSR.UPM



Dpto. de Ingeniería Informática
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid



Segunda parte de ACAF: Antenas



I. Principios básicos de una antena

→ II. Antenas lineales

III. Antenas impresas

IV. Antenas banda ancha, multibanda e independientes de la frecuencia

V. Agrupación de antenas. Arrays

VI. Antenas de apertura. Bocinas

VII. Reflectores

Antenas y Circuitos de Alta Frecuencia. www.eps.uam.es/~acaf
Master en Ingeniería Informática y Telecomunicaciones
Escuela Politécnica Superior. Universidad Autónoma de Madrid
José Luis Masa Campos. jose Luis.masa@uam.es

I. Principios básicos de una antena

1. Concepto de antena lineal
2. Dipolo eléctricamente corto
3. El dipolo eléctrico
 - a. Concepto.
 - b. Campo radiado
 - c. Impedancia de entrada
4. Teorema de Imágenes.
5. Monopolo vertical.
6. Dipolo horizontal sobre plano conductor
7. Dipolo doblado.
8. Alimentación de dipolos. Balunes
9. Antenas de cuadro
 - a. Con corriente uniforme
 - i. Cuadro eléctricamente pequeño
 - ii. Cuadro de Alford
10. Acoplamiento mutuo entre antenas
11. Traslación de antenas
12. Antenas Yagis.

1.- Concepto de antena lineal



- Las antenas lineales son aquellas construidas con hilos conductores eléctricamente delgados (diámetro mucho menor que λ).
- Las corrientes discurren longitudinalmente a lo largo del hilo conductor.
- Al ser eléctricamente delgados, se modelan como hilos longitudinales según $d\vec{l}$, utilizando la solución de potencial vector A:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{L'} \frac{I(\vec{r}') e^{-jk_0|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} d\vec{l}'$$

- Se suele situar el hilo conductor en el origen de coordenadas, por lo que , el potencial vector queda:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \int_{L'} I(\vec{r}') e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}'} d\vec{l}'$$

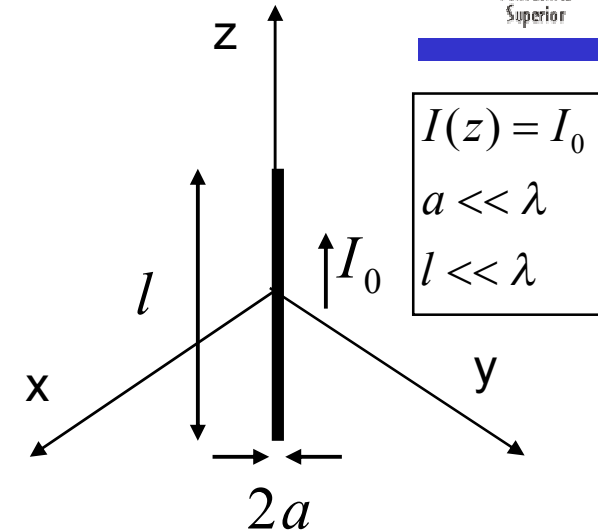
2.- Dipolo eléctricamente corto

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} I_0 \cdot \hat{lz}$$

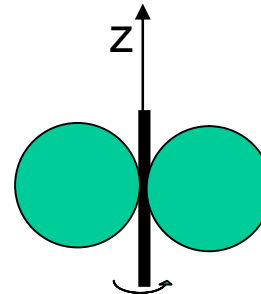
$$\vec{E} = j\eta k_0 I_0 \cdot l \text{sen}\theta \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \hat{\theta}$$

$$P_{rad} = \int_{4\pi} U(\theta, \phi) d\Omega = \frac{\pi}{3} Z_0 |I_0|^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2$$

$$R_{rad} = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = 80\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2$$



$$f(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{MAX}} = \left| \frac{E(\theta)}{E_{MAX}} \right|^2 = \text{sen}^2\theta$$



$$D_0 = \frac{3}{2}$$

$$dR_{perd} = \frac{d\Theta}{I_0} = \frac{E_z|_c dz}{\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l}} = \frac{E_z dz}{2\pi a \cdot H_\phi|_{\rho=a}} = \frac{R_s}{2\pi a} dz$$



$$R_{perd} = \frac{2P_{perd}}{|I_0|^2} = \frac{2}{|I_0|^2} \int_l \frac{1}{2} \frac{R_s}{2\pi a} |I_0|^2 dz = \frac{l}{2\pi a} R_s$$

,talque,

$$R_s = \frac{E_z|_c}{H_\phi|_{\rho=a}} = \frac{1}{\sigma \cdot \delta_s} = \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}}$$

- Rendimiento

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{entr}} = \frac{R_{rad}}{R_{perd} + R_{rad}}$$



- Antena de 1 m de longitud (1 MHz)
 - $R_{rad} = 0.0088 \Omega$
 - $R_{perd} = 0.0103 \Omega$
 - $\eta_{rad} = 46 \%$

3.- Dipolo eléctrico. *Concepto*

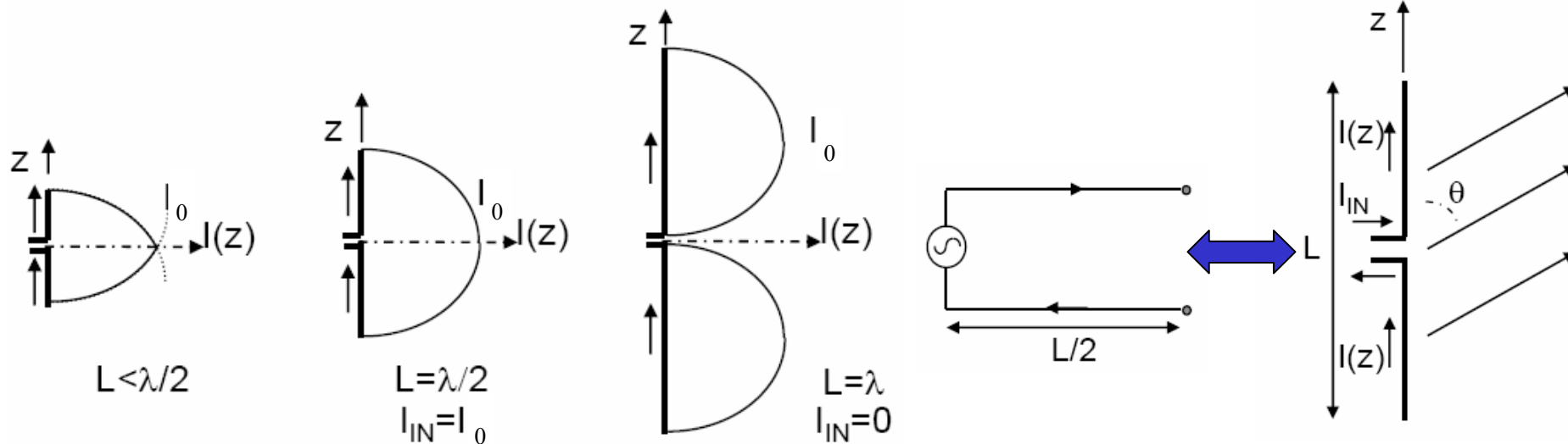
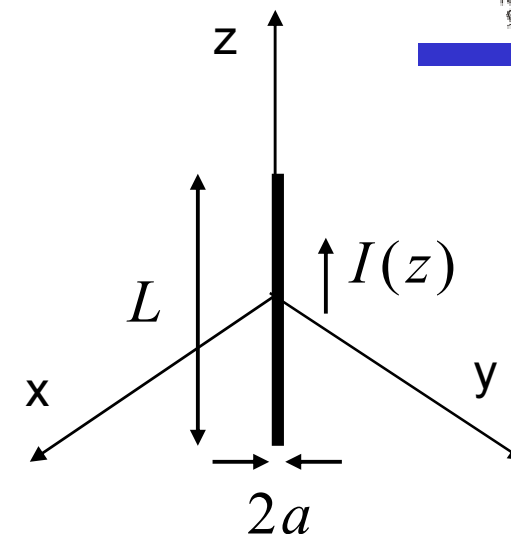
- La distribución de corriente en todos los puntos del dipolo es la de una línea de transmisión de longitud L en circuito abierto:

$$I(z) = I_0 \operatorname{sen} k_0 \left(\frac{L}{2} - |z| \right) \text{ , tal que, } z \leq \frac{L}{2} \quad (a \ll \lambda)$$

- La corriente de entrada (I_{IN}), es la corriente en el eje del dipolo:

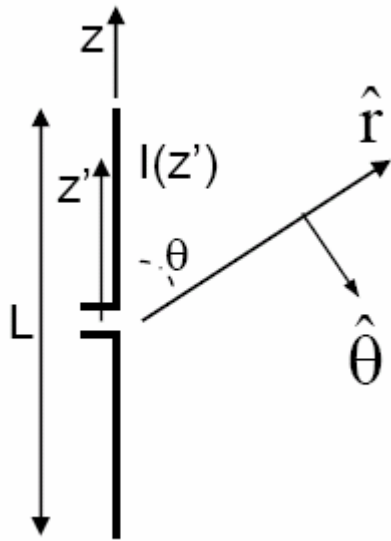
$$I_{IN} = I_0 \operatorname{sen} \left(k_0 \frac{L}{2} \right)$$

- Distribución de corriente para distintas longitudes L :



3.- Dipolo eléctrico. *Campo radiado*

- El vector potencial magnético A en campo lejano se obtiene sabiendo que:



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

,de este modo,

$$\begin{aligned} \vec{A}(\vec{r}) &= \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \int_{-L/2}^{L/2} I(\vec{r}') e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}'} d\vec{l}' = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \int_{-L/2}^{L/2} I_0 \text{sen}k_0 \left(\frac{L}{2} - |z'| \right) e^{jk_0 z' \cos\theta} dz' \hat{z} \\ &= \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \frac{2I_0}{k_0} \frac{\cos\left(k_0 \frac{L}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(k_0 \frac{L}{2}\right)}{\text{sen}^2\theta} \underbrace{\left(\cos\theta \hat{r} - \text{sen}\theta \hat{\theta}\right)}_{\hat{z}} \end{aligned}$$

Por ello, el campo eléctrico solo tendrá componente según $\hat{\theta}$, en la forma:

$$\left. \begin{array}{l} E_r = 0 \\ E_\theta = -j\omega A_\theta \end{array} \right\} \vec{E} = j\eta_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r} I_0 \frac{\cos\left(k_0 \frac{L}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(k_0 \frac{L}{2}\right)}{\text{sen}\theta} \hat{\theta}$$

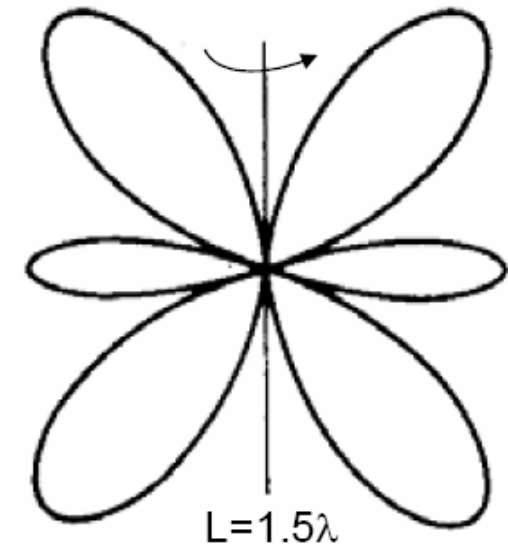
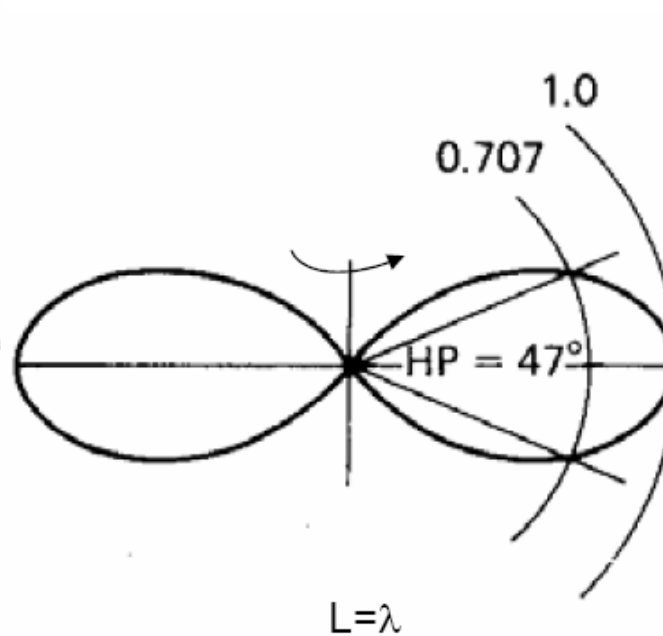
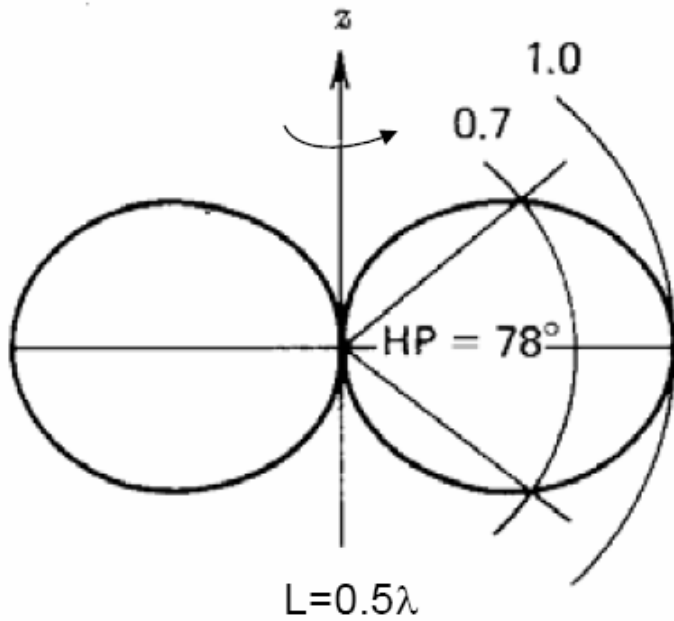
¡Polarización lineal!
En $\theta = \pi/2$, según $-\hat{z}$

3.- Dipolo eléctrico. *Campo radiado*

$$\sqrt{f(\theta)} = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{sen}\theta}$$

$$\sqrt{f(\theta)} = \frac{1 + \cos(\pi \cos\theta)}{2\text{sen}\theta}$$

Diagrama multilobulado



$$D_0 = 1.64 = 2.15 \text{dBi}$$

$$D_0 = 2.41$$

$$D_0 = 2.17$$

$$R_{rad} = 73\Omega$$

$$R_{rad} = \infty\Omega$$

$$R_{rad} = 99.5\Omega$$

3.- Dipolo eléctrico. Impedancia de entrada



$$P_{rad} = \int_{4\pi} U(\theta, \phi) d\Omega = \frac{1}{2\eta_0} \int_{4\pi} r^2 |\vec{E}|^2 d\Omega = \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\phi=0}^{2\pi} \frac{\eta_0}{8\pi^2 r^2} I_0^2 \frac{\left(\cos\left(k_0 \frac{L}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(k_0 \frac{L}{2}\right) \right)^2}{\sin^2\theta} \sin\theta d\theta d\phi = \frac{1}{2} I_{IN}^2 R_{rad}$$

- Sabiendo que la resistencia de entrada del dipolo es aprox. La de radiación, ya que, apenas presenta pérdidas

$$Z_{IN} = R_{IN} + jX_{IN} \approx R_{rad} + jX_{IN} \quad ,y \text{ que, } I_{IN} = I_0 \sin\left(k_0 \frac{L}{2}\right)$$

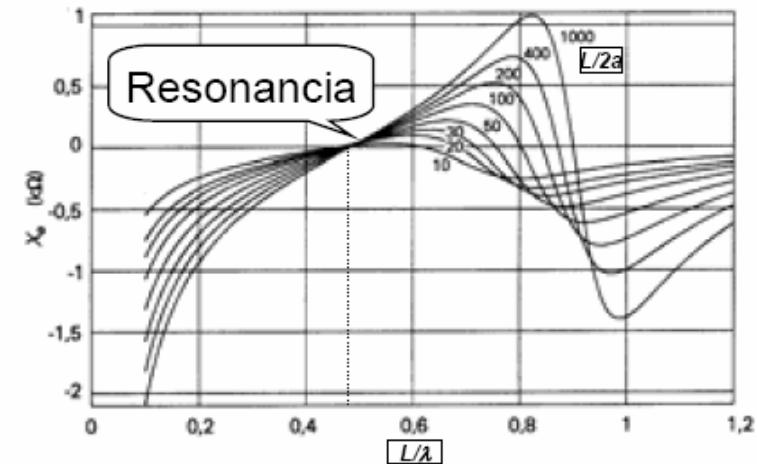
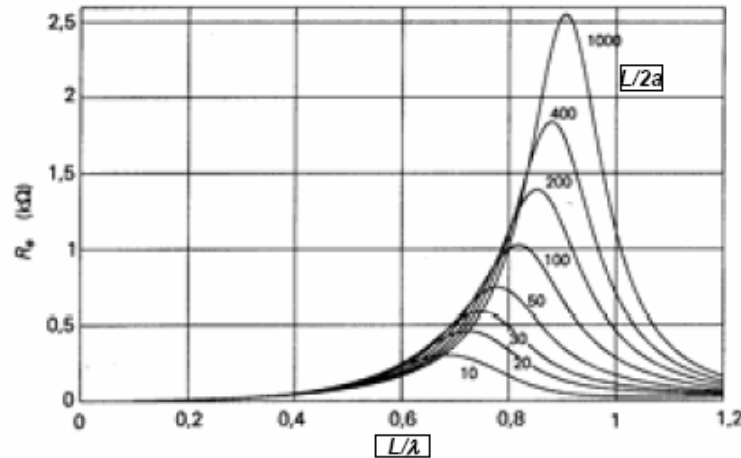
$$R_{IN} = \frac{1}{\sin^2\left(k_0 \frac{L}{2}\right)} \frac{\eta_0}{\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \frac{\left(\cos\left(k_0 \frac{L}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(k_0 \frac{L}{2}\right) \right)^2}{\sin^2\theta} \sin\theta d\theta$$

$$R_{IN} \approx \begin{cases} 20 \left(\pi \frac{L}{\lambda} \right)^2 & 0 < L < \frac{\lambda}{4} \\ 24.7 \left(\pi \frac{L}{\lambda} \right)^{2.4} & \frac{\lambda}{4} < L < \frac{\lambda}{2} \\ 11.14 \left(\pi \frac{L}{\lambda} \right)^{4.17} & \frac{\lambda}{2} < L < 0.64\lambda \end{cases}$$

3.- Dipolo eléctrico. Impedancia de entrada

Impedancia de entrada del dipolo

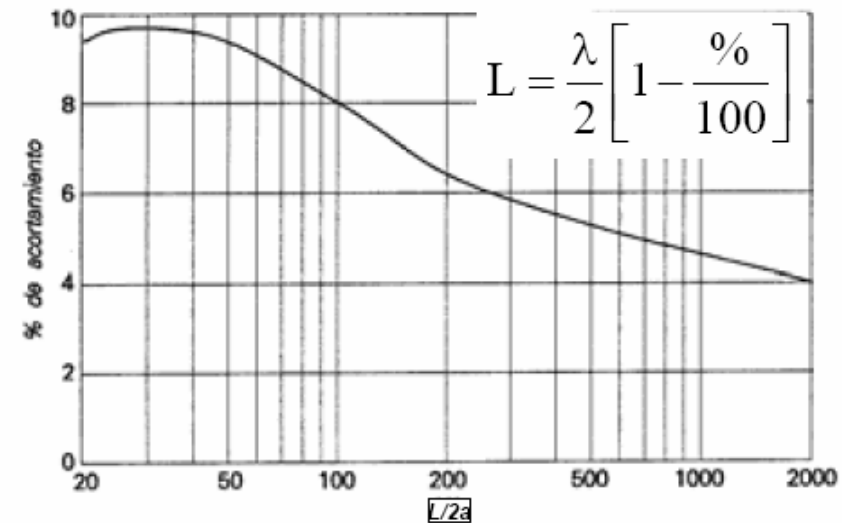
$$Z_{IN} = R_{IN} + jX_{IN} \approx R_{rad} + jX_{IN}$$



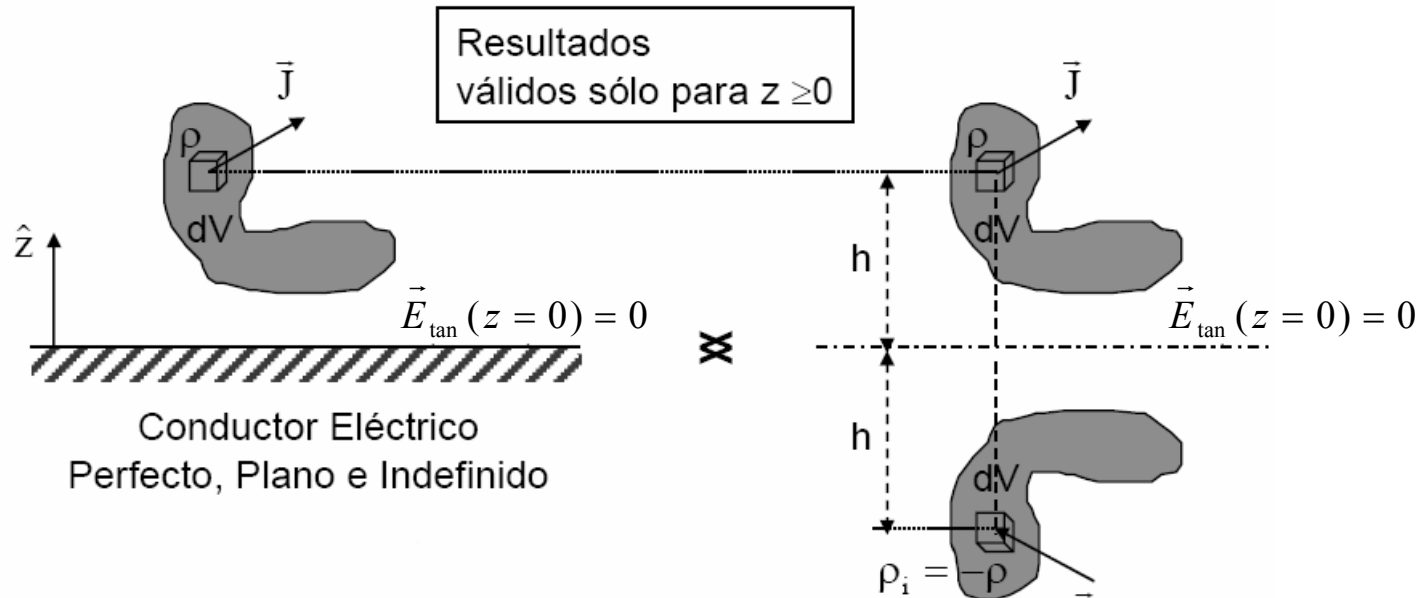
- Siempre que el radio sea suficientemente pequeño

$$Z_{IN} \left(L = \frac{\lambda}{2} \right) = 73 + j42.5\Omega, \text{ si } a \rightarrow 0$$

- Dicha impedancia deberá ser sintonizada con una bobina o condensador que elimine la parte imaginaria, y un transformador de impedancias en $\lambda/4$, para la parte real



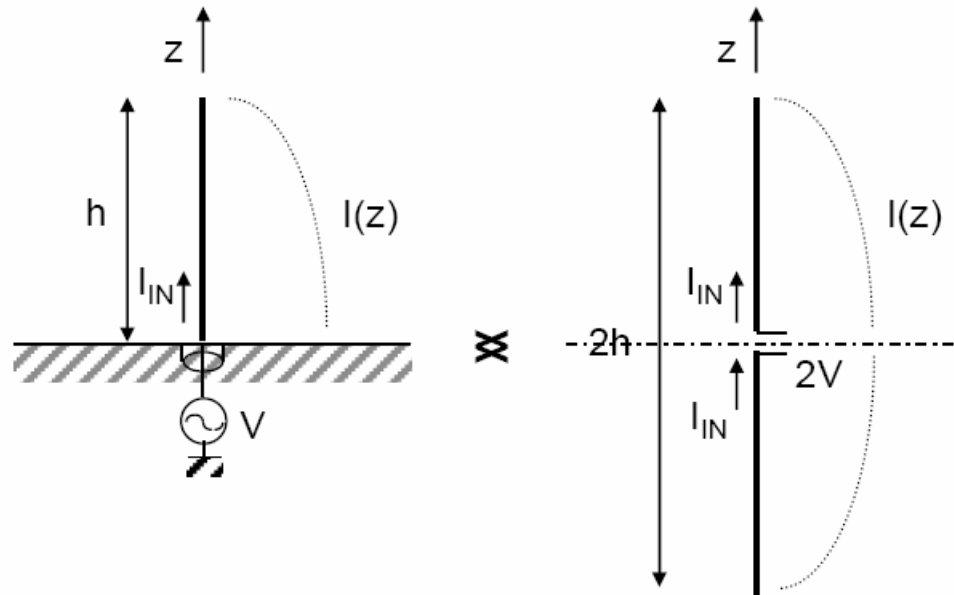
4.- Teorema de imágenes



- Las fuentes de carga y corriente eléctrica, ante un plano conductor perfecto, presentan fuentes de carga y corrientes equivalentes en posición simétrica con respecto al plano conductor. Su valor será:

$$\begin{array}{l}
 z > 0 \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \rho \\ \vec{J} = J_x \hat{x} + J_y \hat{y} + J_z \hat{z} \end{array} \right. \\
 z < 0 \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \rho_i = -\rho \\ \vec{J}_i = -J_x \hat{x} + -J_y \hat{y} + J_z \hat{z} \end{array} \right.
 \end{array}$$

5.- Monopolo vertical



$$Z_{IN}^{dip} = \frac{2V}{I} = 2Z_{IN}^{mon}$$

- El monopolo con $h = \lambda/4$, presenta un diagrama en $z > 0$ similar al dipolo con $h = \lambda/2$
- En $z < 0$ el plano metálico impide la radiación posterior

$$U_{mon}(\theta, \phi) = U_{dip}(\theta, \phi) \quad 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$$

$$P_{rad}^{mon} = \int_{4\pi} d\Omega = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} U_{mon}(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi = \frac{1}{2} P_{rad}^{dip}$$

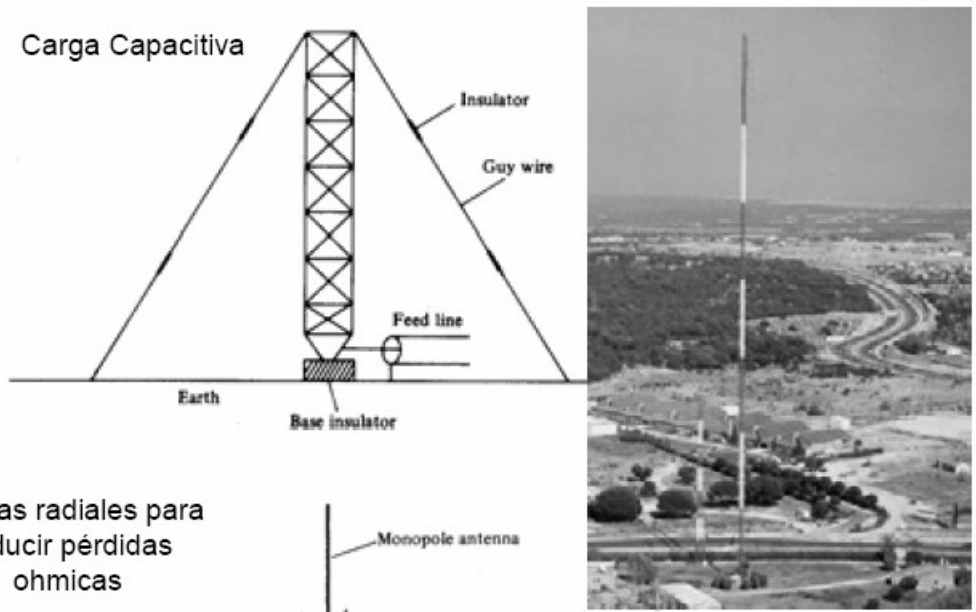
$$D_{mon}(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U_{mon}(\theta, \phi)}{P_{rad}^{mon}}$$

$$D_{dip}(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U_{dip}(\theta, \phi)}{P_{rad}^{dip}}$$

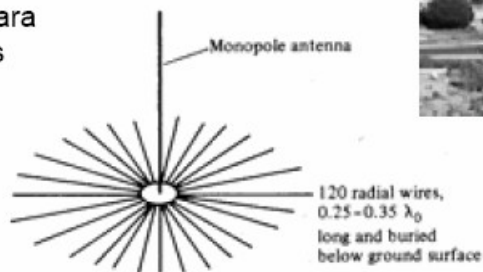
$$D_{mon}(\theta, \phi) = 2D_{dip}(\theta, \phi)$$

5.- Monopolo vertical

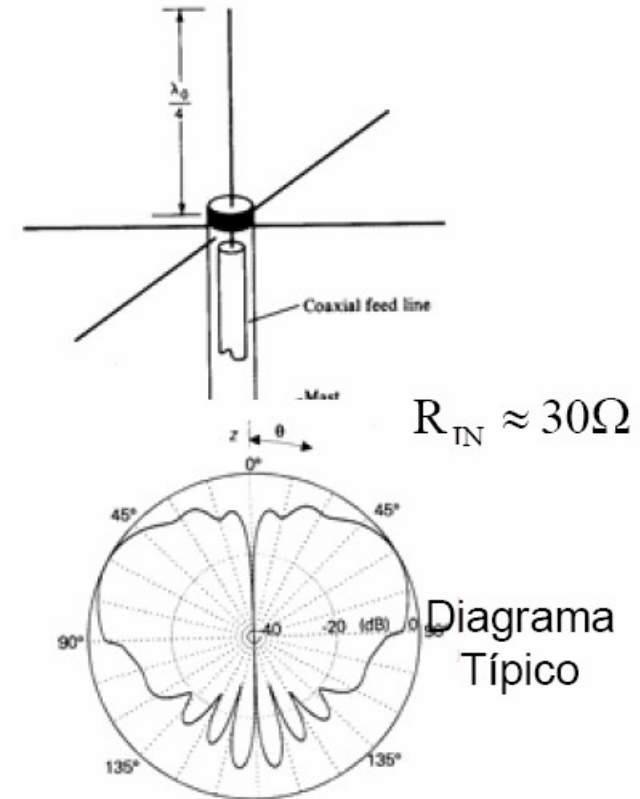
Monopulos de radiodifusión de Onda Media sobre tierra



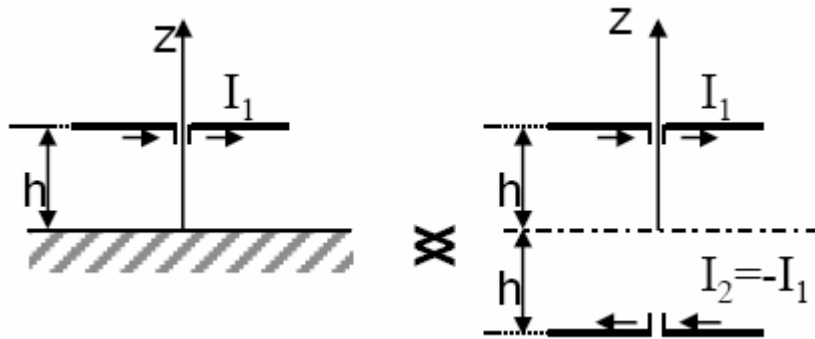
Varillas radiales para reducir pérdidas ohmicas



Monopolo sobre plano conductor simulado con varillas



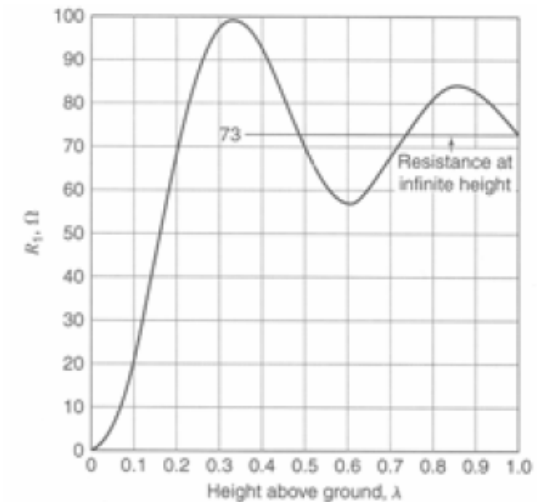
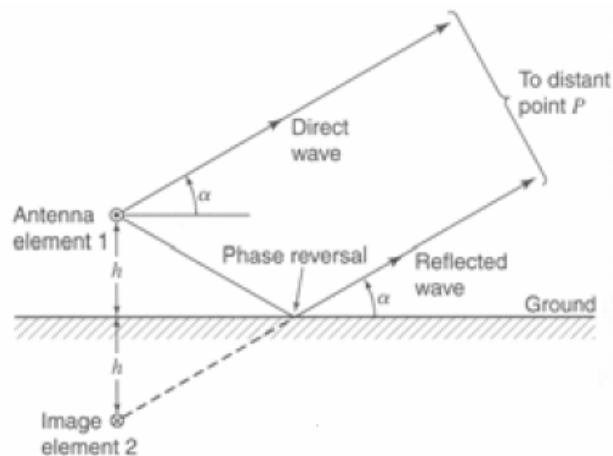
6.- Dipolo horizontal sobre plano conductor



- La impedancia debe ser estudiada teniendo en cuenta el acoplo mutuo entre el dipolo y su imagen.

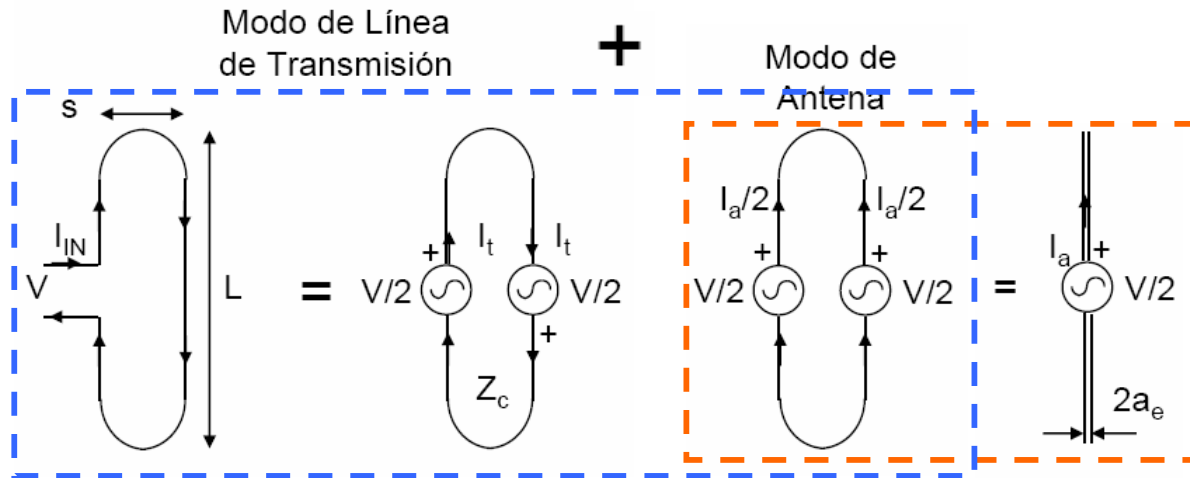
$$Z_{IN} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2}{I_1} = Z_{11} - Z_{12}$$

- Si $h \ll \lambda$ el campo radiado es pequeño $\leftrightarrow R_{in} \downarrow \downarrow$
- Si $h = \lambda/4$ el campo se refuerza en dirección +z.



7.- Dipolo doblado

- Se forma por dos dipolos paralelos unidos en sus extremos (doblados) y alimentados en el centro de uno de ellos.
- Análisis → Modo línea de transmisión + Modo de antena



- Permite aumentar la impedancia y el ancho de banda, ya que, la parte inductiva que introduce Z_t elimina la parte imaginaria de la impedancia del dipolo

$$Z_t = \frac{V/2}{I_t} = jZ_c \tan\left(k_0 \frac{L}{2}\right)$$

$$Z_c = 120 \ln\left(\frac{s}{a}\right) \quad s \gg a$$

$$a_e = \sqrt{s \cdot a}$$

$$Z_a = Z_{dip(L, a_e)} = \frac{V/2}{I_a}$$

$$I_{IN} = I_t + \frac{I_a}{2} = V \left(\frac{1}{2Z_t} + \frac{1}{4Z_a} \right)$$

$$Z_{IN} = \frac{V}{I_{IN}} = \frac{4Z_t Z_a}{Z_t + 2Z_a}$$

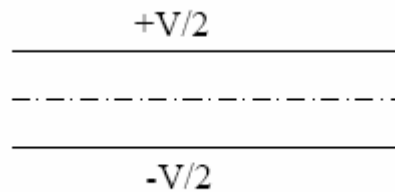
Para un dipolo resonante $\leftrightarrow L \approx \lambda/2$

$$Z_{IN} = 4Z_a \approx 4 \cdot 73 = 292 \Omega$$

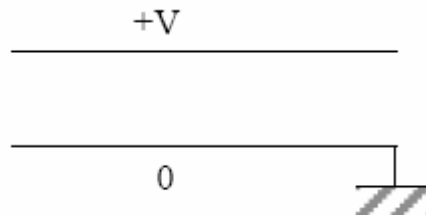
8.- Alimentación de dipolos. Balunes

- Los dipolos (estructuras simétricas) suelen alimentarse con estructuras no simétricas o no balanceadas como el cable coaxial, la línea microstrip.
- Se generan asimetrías en la corriente de excitación del dipolo.
- Los balunes son estructuras que transforman líneas balanceadas (diipolo) a no balanceadas (coaxial). **Balanced to unbalanced**

Líneas equilibradas



Líneas no equilibradas



Línea bifilar



Línea bifilar apantallada



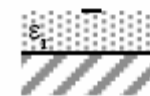
Línea coplanar



Cable coaxial



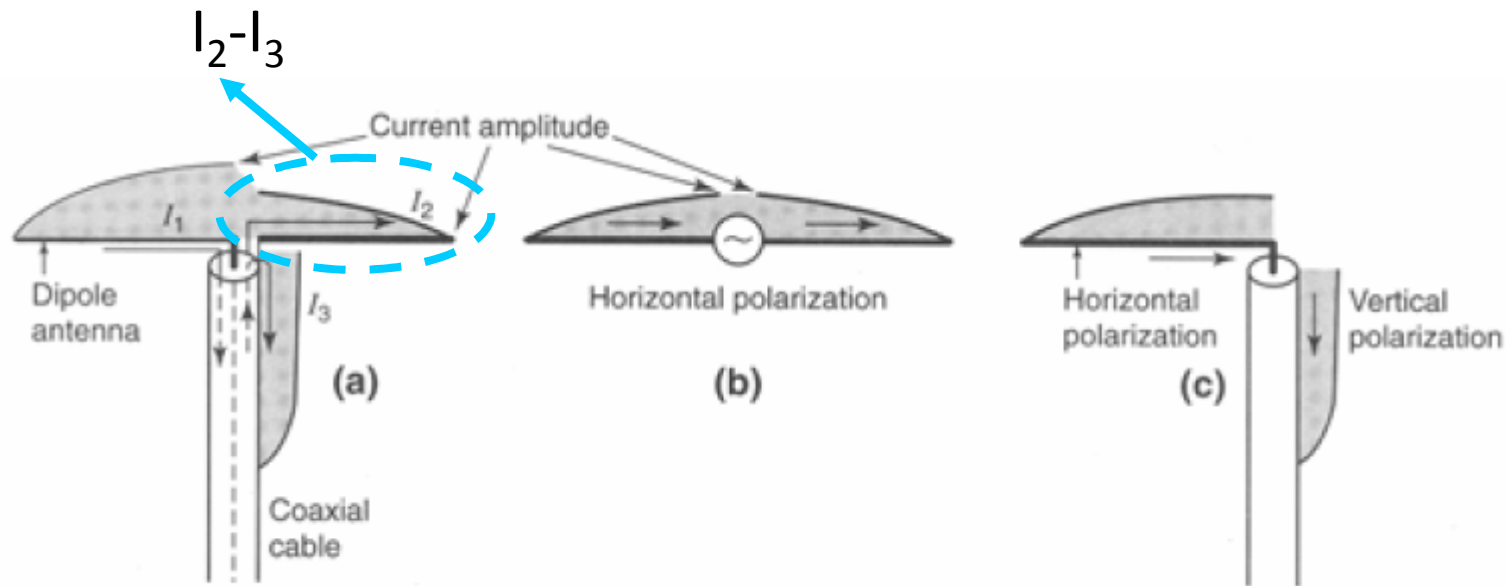
Línea microstrip



Línea stripline



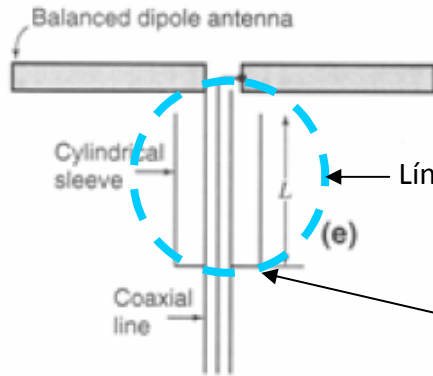
8.- Alimentación de dipolos. Balunes



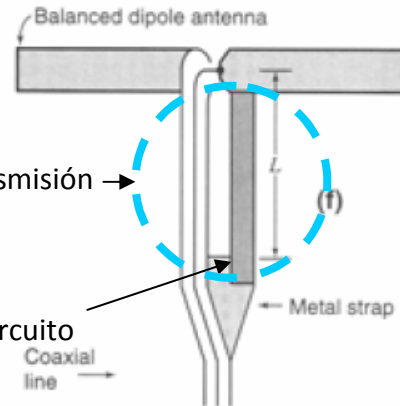
- Al ser el coaxial una línea no equilibrada, aparece una corriente I_3 por la parte externa del conductor exterior.
- La corriente en uno de los brazos se reduce con respecto a la del otro.
- La corriente I_3 tiene horizontalación vertical y produce una radiación contrapolar indeseada

8.- Alimentación de dipolos. Balunes

Balun Bazooka o Sleeve

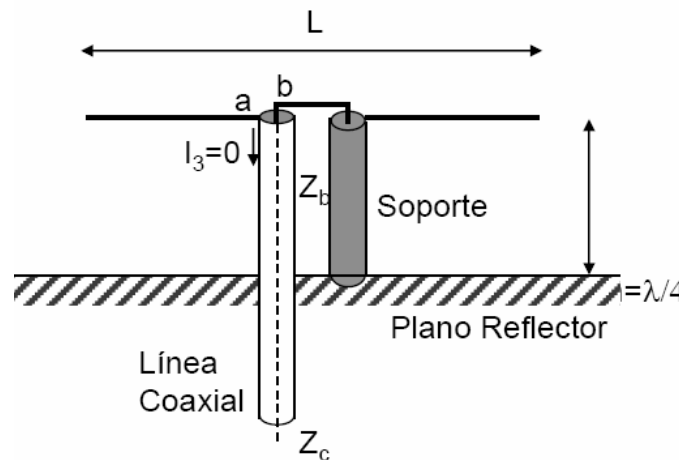
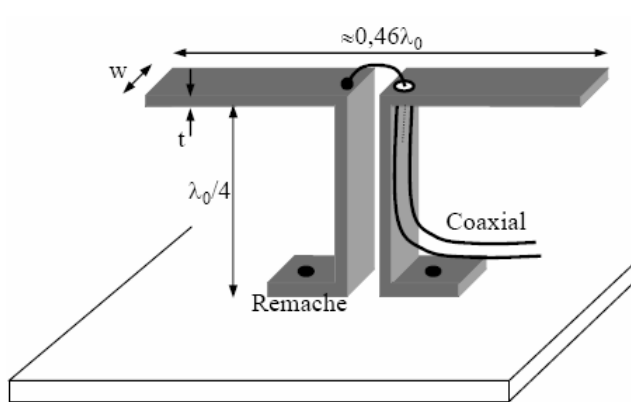


Balun Partido

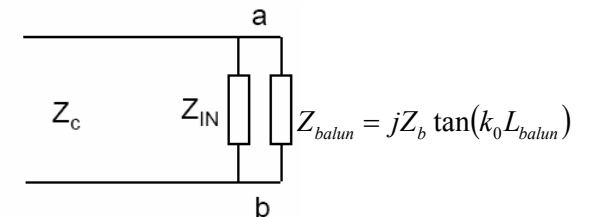


- Se introduce una línea de transmisión formada por el conductor exterior del coaxial y otro elemento metálico externo.
- La línea de transmisión se acaba en cortocircuito a una longitud $L_{balun} = \lambda/4$
- El cortocircuito es una abierto en el borde del dipolo. Dicho abierto impide que I_3 fluya por el conductor exterior del coaxial.

Balun real para dipolo horizontal frente a plano conductor



Circuito equivalente



$$Z_{IN} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2}{I_1} = Z_{11} - Z_{12}$$

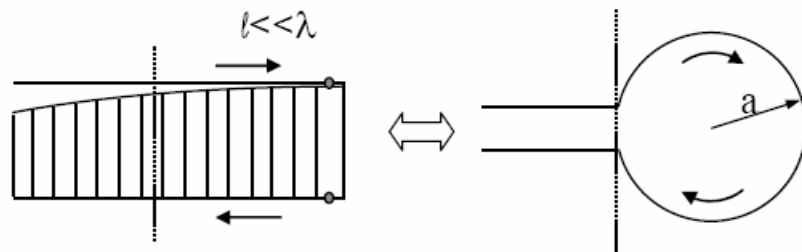
$$\text{Para } L_{balun} = \lambda/4 \rightarrow Z_{balun} = \infty \rightarrow I_3 = 0$$

9.- Antenas de cuadro

- Tienen forma de espira, y dependiendo de su tamaño, su distribución de corriente será o no uniforme.
- Su perímetro circular se aproxima por una línea de transmisión terminada en cortocircuito

Distribución de corriente según tamaño

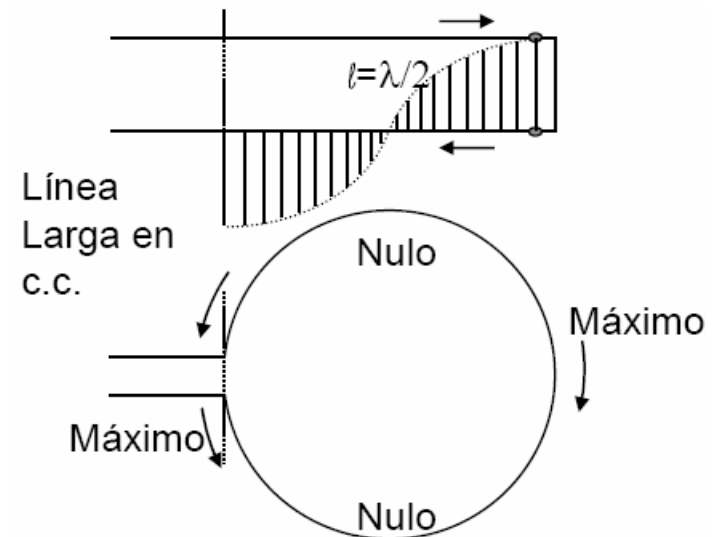
Espira eléctricamente pequeña



$$2\pi a \approx 2l$$

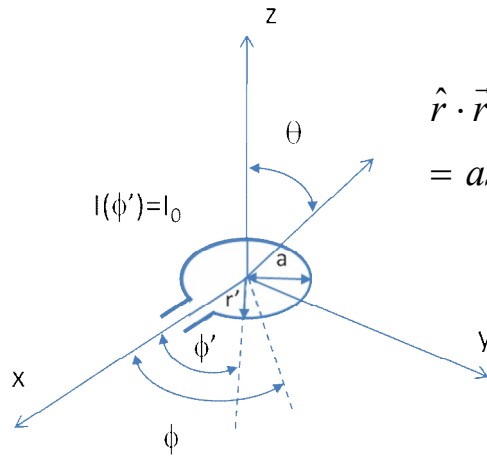
- Corriente uniforme.
- Diagrama útil.
- Rendimiento bajo

Espira eléctricamente grande



- Corriente no uniforme.
- Diagrama multilobulado poco útil.
- Rendimiento alto

9.- Antenas de cuadro. Corriente uniforme



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

$$= a \text{sen } \theta \cos (\phi - \phi')$$

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \int_{L'} I(\vec{r}') e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}'} d\vec{l}' =$$

$$\frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \int_0^{2\pi} I_0 \underbrace{(-\text{sen } \phi' \hat{x} + \cos \phi' \hat{y})}_{\hat{\phi}'}} e^{jk_0 a \text{sen } \theta \cos (\phi - \phi')} a \cdot d\phi'$$

$$A_\theta = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} I_0 a \cos \theta \left[\underbrace{\cos \phi \int_0^{2\pi} -\text{sen } \phi' e^{jk_0 a \text{sen } \theta \cos (\phi - \phi')} d\phi'}_{I_x} + \underbrace{\text{sen } \phi \int_0^{2\pi} \cos \phi' e^{jk_0 a \text{sen } \theta \cos (\phi - \phi')} d\phi'}_{I_y} \right]$$

$$A_\phi = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} I_0 a \left[\underbrace{-\text{sen } \phi \int_0^{2\pi} -\text{sen } \phi' e^{jk_0 a \text{sen } \theta \cos (\phi - \phi')} d\phi'}_{I_x} + \underbrace{\cos \phi \int_0^{2\pi} \cos \phi' e^{jk_0 a \text{sen } \theta \cos (\phi - \phi')} d\phi'}_{I_y} \right]$$

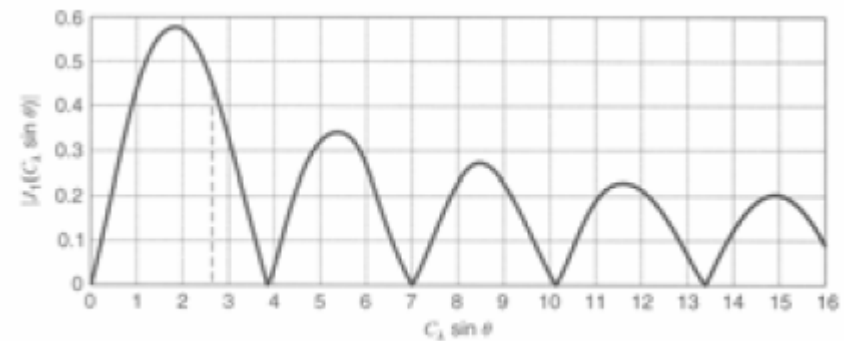
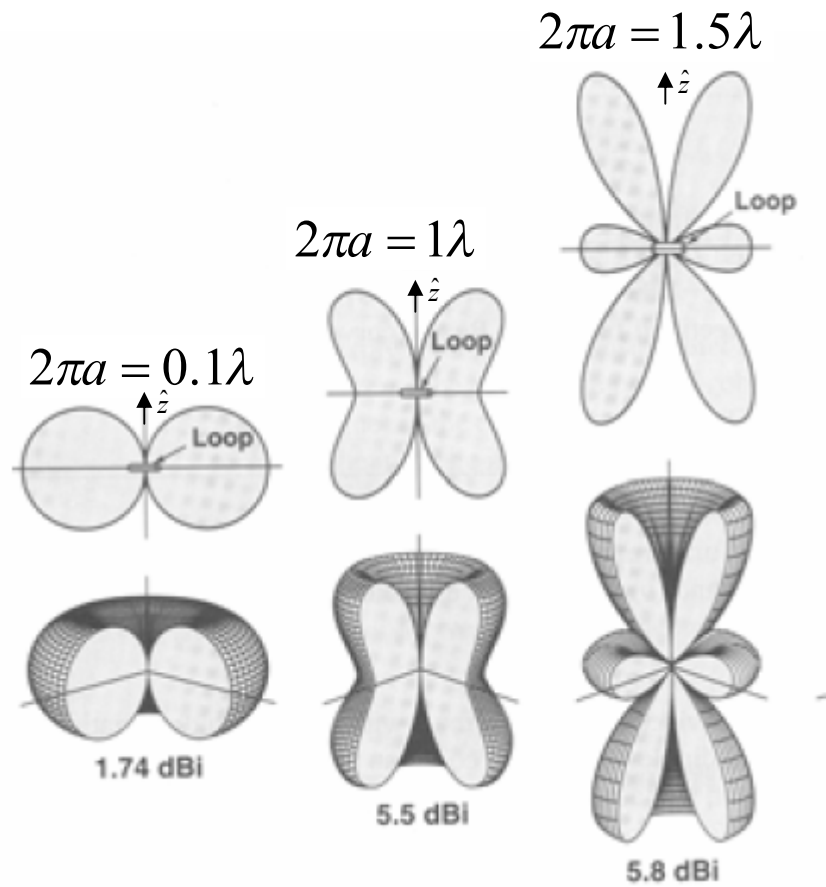
$$A_\theta = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} I_0 a \cos \theta \int_0^{2\pi} \text{sen} (\phi - \phi') e^{jk_0 a \text{sen } \theta \cos (\phi - \phi')} d\phi' = 0$$

$$A_\phi = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} I_0 a \int_0^{2\pi} \cos (\phi - \phi') e^{jk_0 a \text{sen } \theta \cos (\phi - \phi')} d\phi' = j \frac{\mu_0}{2r} e^{-jk_0 r} I_0 a \cdot J_1(k_0 a \text{sen } \theta)$$

$$\vec{E} = -j\omega A_\phi \hat{\phi} = \pi \frac{\eta_0}{\lambda} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} I_0 a \cdot J_1(k_0 a \text{sen } \theta) \hat{\phi}$$

Función de Bessel de
1^{er} orden

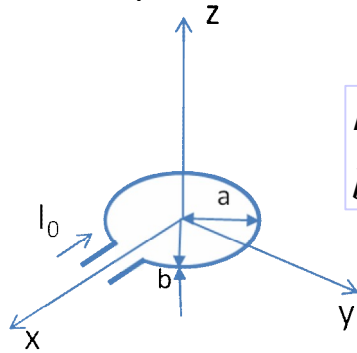
9.- Antenas de cuadro. *Corriente uniforme*



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

9.- Antenas de cuadro. Cuadro eléctricamente pequeño

- Aproximación de cuadro pequeño:



$$k_0 a \ll 1$$

$$b \ll \lambda$$



$$J_1(k_0 a \sin \theta) \approx \frac{1}{2} k_0 a \sin \theta$$



$$\vec{E} = \pi \frac{\eta_0}{\lambda^2} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} I_0 A \sin \theta \hat{\phi}$$

$$A = \pi a^2 \leftrightarrow \text{Area del cuadro}$$

$$f(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{MAX}} = \left| \frac{E(\theta)}{E_{MAX}} \right|^2 = \sin^2 \theta \quad \leftrightarrow \text{Como el dipolo corto}$$



$$P_{rad} = \int_{4\pi} U(\theta, \phi) d\Omega = \frac{Z_0}{12\pi} |I_0|^2 (A k_0^2)^2$$

$$D_0 = \frac{3}{2}$$

$$R_{rad} = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = 20(A k_0^2)^2$$

¡Mucho menor que la del dipolo de longitud $2\pi a$!

$$R_{perd} = \frac{2P_{perd}}{|I_0|^2} = \frac{2 \cdot \frac{1}{2} R_s \int_L |\vec{H}|_{\rho=b}^2 dl}{|I_0|^2} = \frac{2\pi a}{2\pi b} R_s = \frac{a}{b} R_s$$

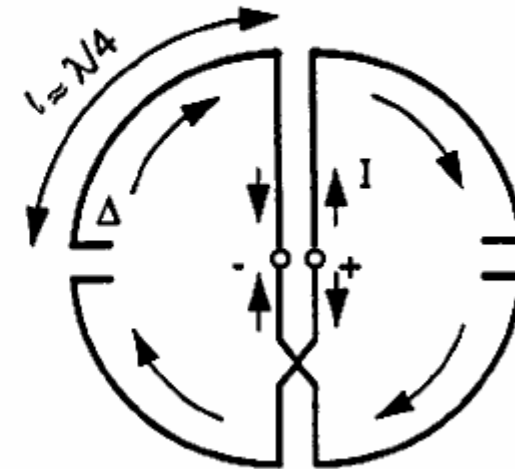
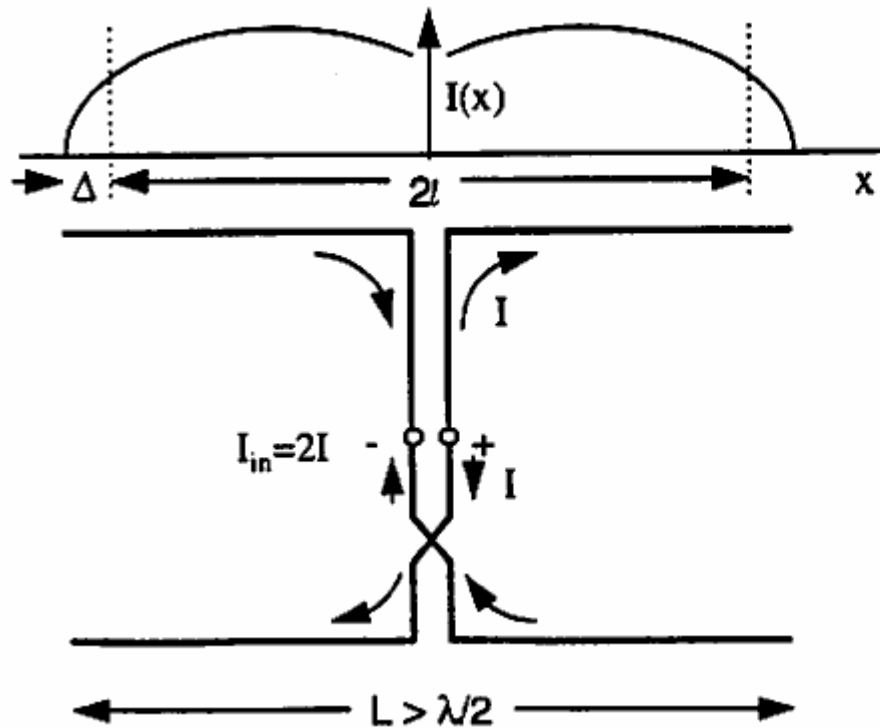
$$R_s = \frac{E_z}{H_\phi} \Big|_{\rho=a} = \frac{1}{\sigma \cdot \delta_s} = \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}}$$

$$\eta_{rad} = \frac{R_{rad}}{R_{perd} + R_{rad}} \leftrightarrow$$

- Valores típicos de 10^{-4} . Se usan solo en aplicaciones de recepción de baja frecuencia
- En la práctica se usan enrollando n espiras, para aumentar la resistencia de radiación

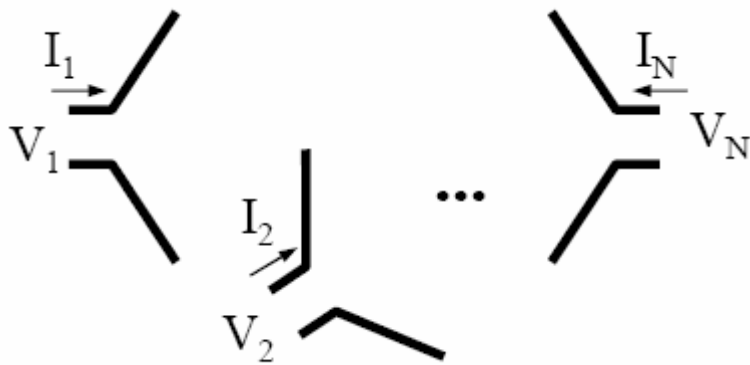
9.- Antenas de cuadro. *Cuadro de Alford*

- Cuadro especial de longitud de circunferencia aproximadamente λ recorrido por una corriente prácticamente constante.
- Rendimiento próximo a 1, y $R_{IN} \approx R_{rad} \approx 50 \Omega$.



10.- Acoplamiento mutuo entre antenas

- El campo acoplado entre antenas próximas entre sí, se denomina acoplo mútuo.
- El acoplo es importante considerarlo en agrupaciones de antenas o arrays, en las que se produce un funcionamiento combinado de las mismas.
- También es importante ver la alteración de las propiedades de impedancia y radiación en antenas de funcionamiento no combinado, pero próximas entre sí.
- Tanto desde el punto de vista de **radiación** (cálculo de las corrientes de alimentación) como desde el punto de vista **circuital** (impedancia de cada antena) el conjunto se comporta como una **multipolo de N puertas**



$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{pmatrix}$$

- **Impedancia activa del elemento i** (impedancia que presenta a su línea de alimentación)



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

10.- Acoplamiento mutuo entre antenas

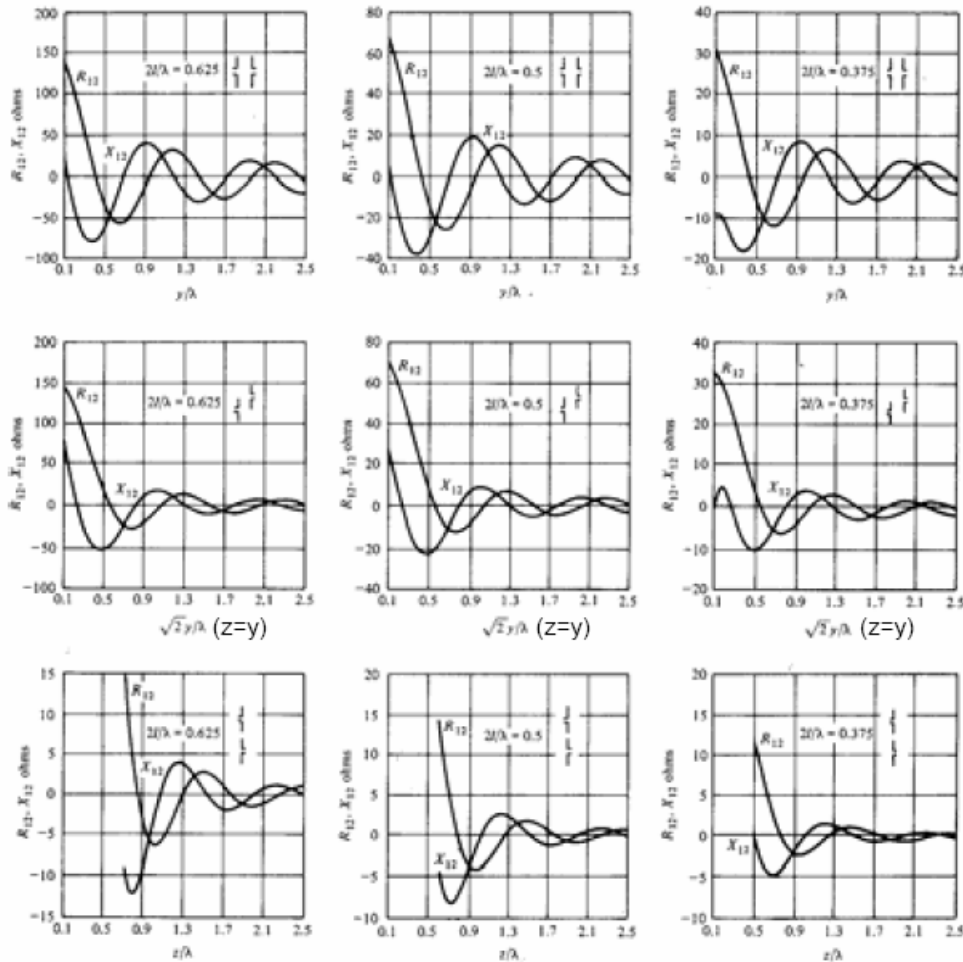
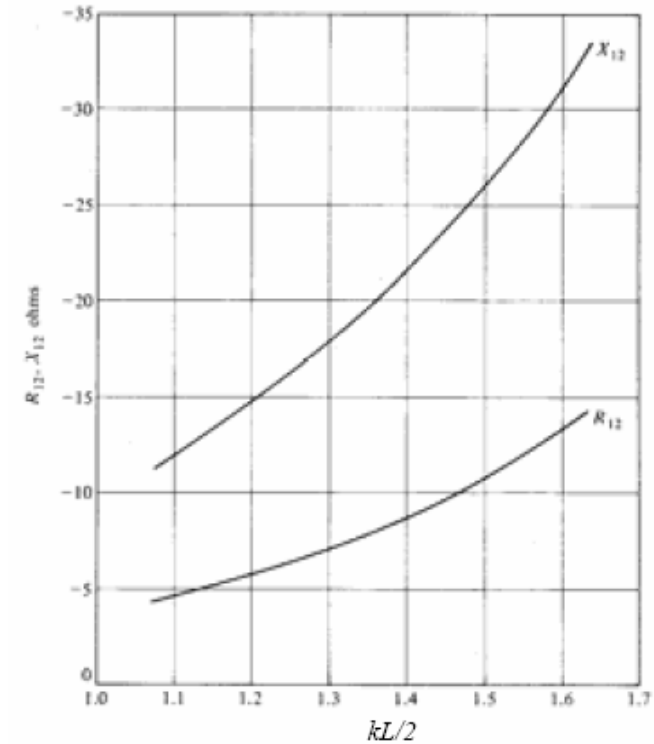


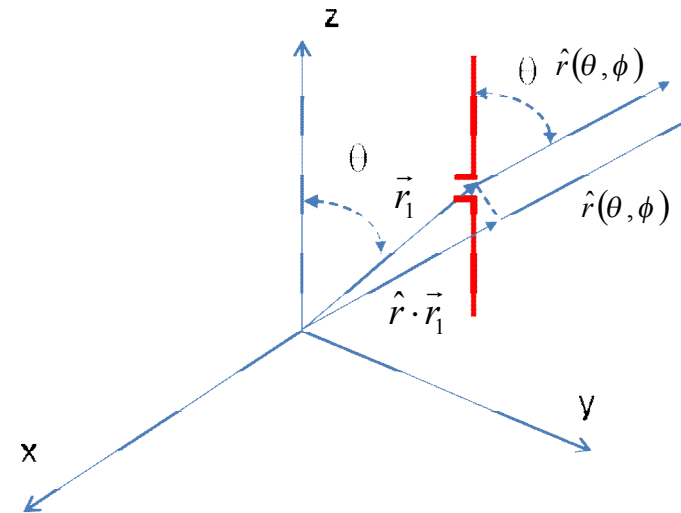
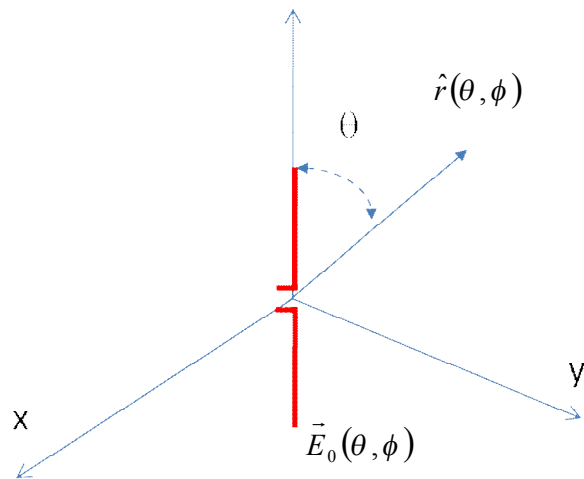
Fig. 7.24 The Mutual Impedance Between Two Identical Slender Center-Fed Cylindrical Dipoles versus Their Separation Along Various Paths; Rectangular Plots



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

11.- Traslación de antenas

- Los campos radiados por una antena trasladada se relacionan con los creados por dicha antena situada en el origen de coordenadas, más el fasor que indica el adelanto o retraso de fase de la onda radiada según la dirección considerada
- Esta propiedad se utiliza a la hora de calcular el diagrama de radiación de agrupaciones de antenas o arrays

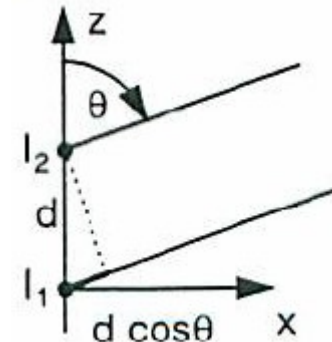
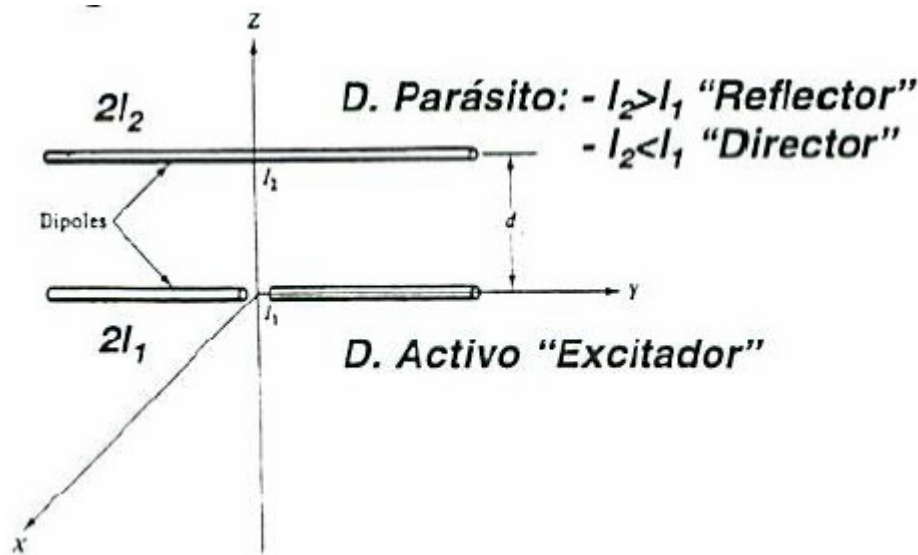


$$\vec{E}(\theta, \phi) = \vec{E}_0(\theta, \phi) \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_1}$$

12.- Antenas Yagi

- Son antenas construidas con dipolos paralelos, en las que solo se alimenta uno (excitador) de forma directa. Los demás dipolos (parásitos) se alimentan a través del acoplo mútuo con el excitador, y sus terminales están cortocircuitados.

Antena Yagi de 2 elementos



$$\left. \begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ 0 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{aligned} \right\}$$

$$\frac{I_2}{I_1} = -\frac{Z_{12}}{Z_{22}}$$

$$Z_{IN} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22}}$$

$$\vec{E}(\theta, \phi) = \vec{E}_0(\theta, \phi) + \vec{E}_0(\theta, \phi) = \left(I_1 + \frac{I_2}{I_1} e^{jk_0 d \cos \theta} \right) \vec{E}_{dip}(\theta, \phi)$$

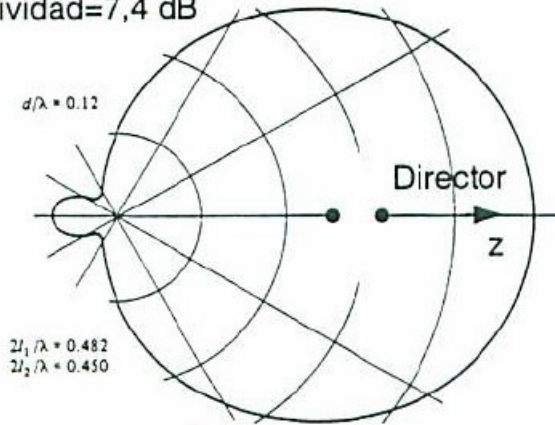
12.- Antenas Yagi

En el plano YZ, cada dipolo presenta un diagrama del tipo:



En el plano XZ, según el tamaño del parásito, la agrupación presenta un diagrama distinto

Directividad=7,4 dB



$$\vec{E}_{dip}(\theta, \phi = 0) = cte$$

$$F(\theta, \phi = 0) = \left(I_1 + \frac{I_2}{I_1} e^{jk_0 d \cos \theta} \right)$$

Directividad=7 dB

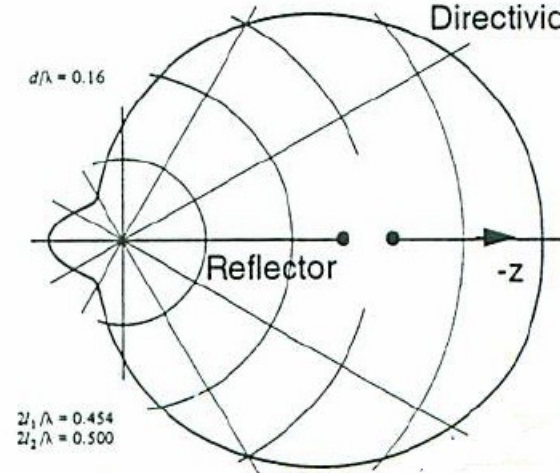
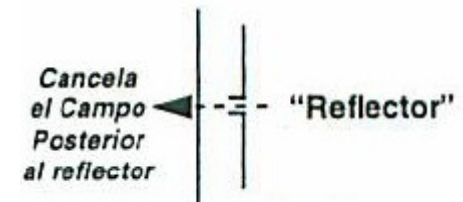
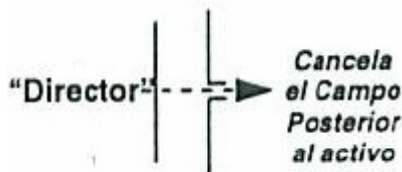


TABLE 8.6 Relative current versus spacing for two parallel dipoles, one driven, one parasitic: $2l_1/\lambda = 0.475$

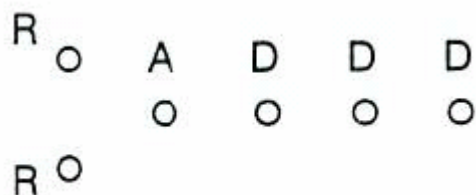
d/λ	$I_2/I_1 = -Z_{12}/Z_{22}$		
	$2l_2/\lambda = 0.450$	$2l_2/\lambda = 0.475$	$2l_2/\lambda = 0.500$
0.10	0.800 -152.45°	0.806 180.01°	0.673 158.67°
0.15	0.728 -163.35°	0.731 168.34°	0.607 146.15°
0.20	0.659 -175.90°	0.661 155.37°	0.548 132.79°
0.25	0.597 170.50°	0.598 141.51°	0.496 118.67°
0.30	0.542 156.12°	0.544 126.97°	0.452 103.96°
0.35	0.495 141.16°	0.497 111.90°	0.413 88.78°
0.40	0.454 125.71°	0.455 96.39°	0.379 73.21°
0.45	0.418 109.89°	0.420 80.53°	0.349 57.31°
0.50	0.386 93.78°	0.388 64.39°	0.323 41.13°



12.- Antenas Yagi

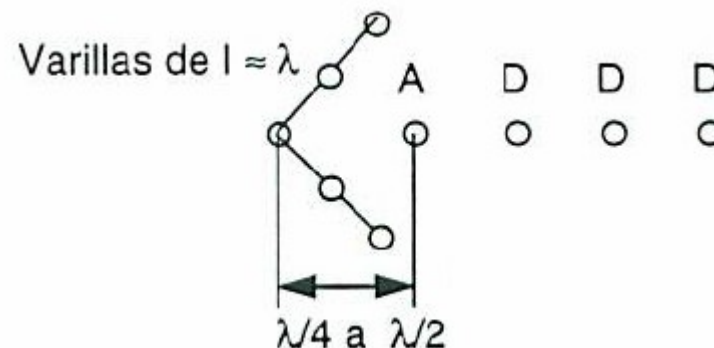
- El acoplamiento mutuo entre los elementos del reflector y los directores más próximos hacen que la impedancia del activo disminuya con respecto de los teóricos 73Ω .
- Como elemento activo se utiliza con frecuencia un dipolo doblado, ya que, permite aumentar la impedancia de entrada y el ancho de banda.

Yagi de doble reflector



Yagi UHF excitada por un dipolo plegado con reflector simple

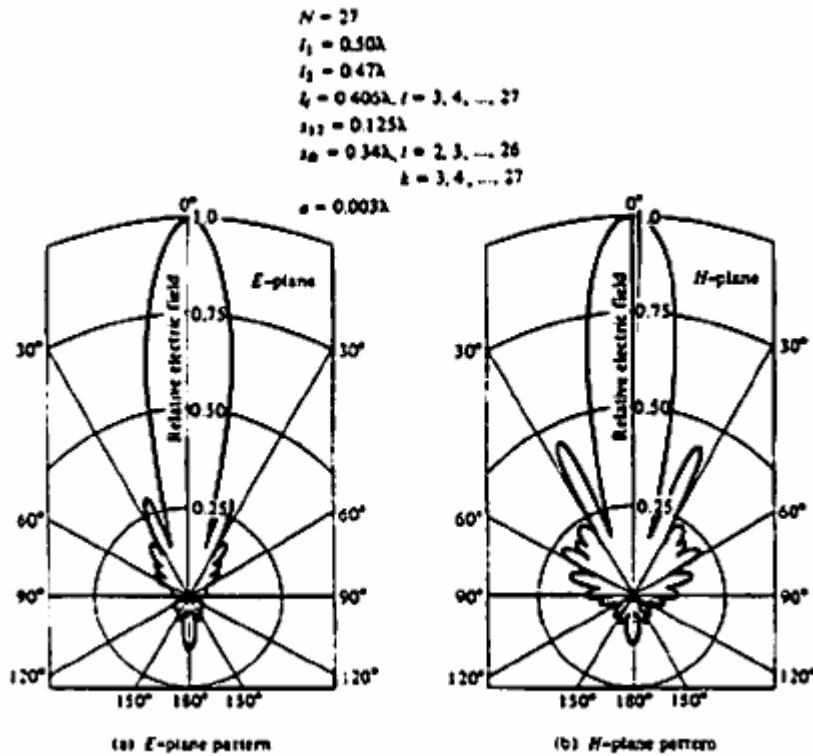
Yagi de reflector diédrico (menor radiación trasera)



Yagi UHF excitada por un dipolo plegado con reflector diédrico

12.- Antenas Yagi

Ejemplos de diseño para número de elementos alto



$2a/\lambda =$

Table 9.6 OPTIMIZED LENGTHS OF PARASITIC ELEMENTS FOR YAGI-UDA ANTENNAS OF SIX DIFFERENT LENGTHS

LENGTH OF REFLECTOR (l_1/λ)	LENGTH OF YAGI-UDA (IN WAVELENGTHS)					
	0.4	0.8	1.20	2.2	3.2	4.2
l_2	0.482	0.482	0.482	0.482	0.482	0.475
l_3	0.424	0.428	0.428	0.432	0.428	0.424
l_4		0.424	0.420	0.415	0.420	0.424
l_5		0.428	0.420	0.407	0.407	0.420
l_6			0.428	0.398	0.398	0.407
l_7				0.390	0.394	0.403
l_8				0.390	0.390	0.398
l_9				0.390	0.386	0.394
l_{10}				0.390	0.386	0.390
l_{11}				0.398	0.386	0.390
l_{12}				0.407	0.386	0.390
l_{13}					0.386	0.390
l_{14}					0.386	0.390
l_{15}					0.386	0.390
l_{16}					0.386	0.390
l_{17}					0.386	0.390
SPACING BETWEEN DIRECTORS (s_k/λ)	0.20	0.20	0.25	0.20	0.20	0.308
GAIN RELATIVE TO HALF-WAVE DIPOLE (dB)	7.1	9.2	10.2	12.25	13.4	14.2
DESIGN CURVE (SEE FIGURE 9.17)	(A)	(B)	(B)	(C)	(B)	(D)

SOURCE: Peter P. Vitzbicke, *Yagi Antenna Design*, NBS Technical Note 688, December 1963.

D =

$D_0 = 2,16 + D$ dBi