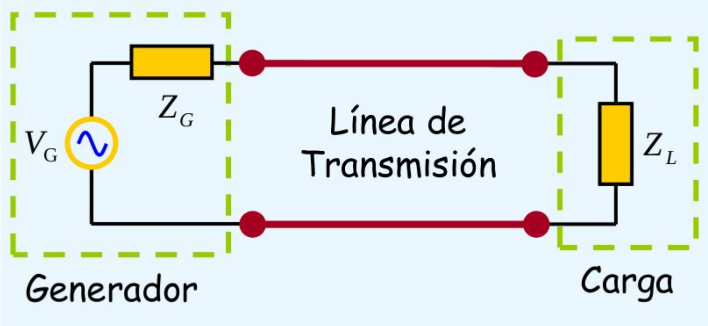
Conceptos de líneas, antenas y altas frecuencias

Laboratorio II

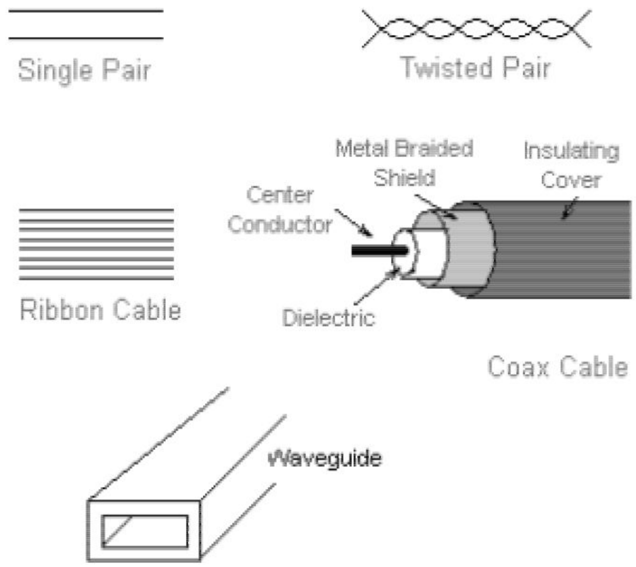
Horacio Arnaldi

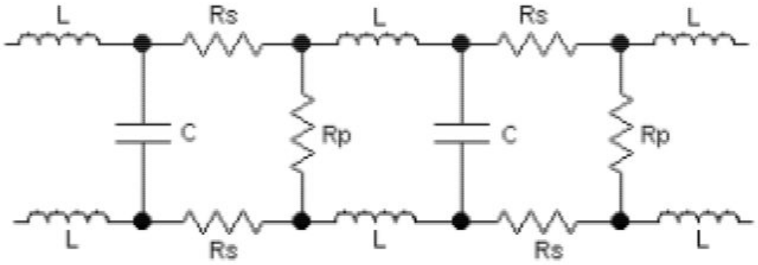
Líneas de Tx

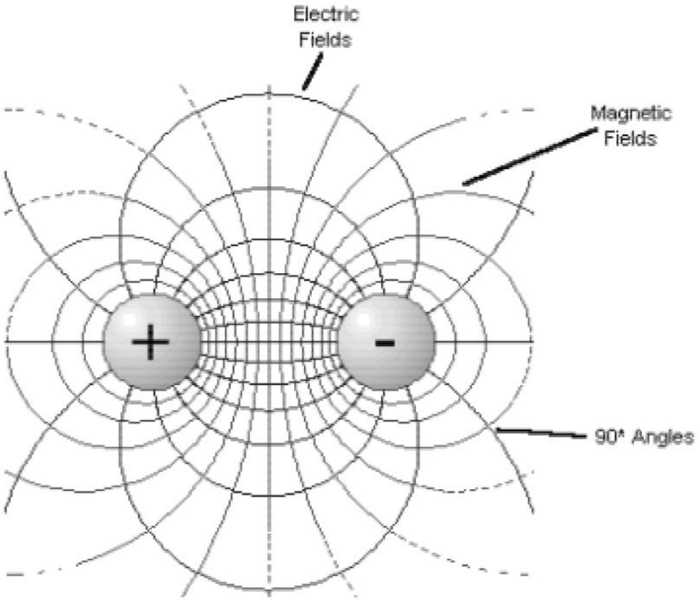
- Modelo general
- El circuito debe ser considerado como una línea de transmisión cuando una fuente transmite energía a una carga que se encuentra a cierta distancia.
- En otras palabras, cuando la distancia es mayor que aproximadamente 1/10 de la longitud de onda, el circuito se comporta más como una línea de transmisión.
- A frecuencias muy altas, esto puede estar en el rango de cm o incluso mm.



Líneas de Transmisión







Cable RG-58

$$Z = \sqrt{\frac{\text{Inductance}}{\text{Capacitance}}}$$

100pF / 1m, 250nH / 1m

Líneas de Tx: velocidad de la onda en el cable

- Cuando la señal de entrada viaja a lo largo del cable, los capacitores se cargan o descargan a través de inductores en serie
- Esto lleva un tiempo finito, por lo que da lugar a la "velocidad del cable" o "velocidad de la onda".
- Velocidad que es más lenta que la "velocidad de la luz en el aire"

Material	Dielectric Constant (k)	Wave Velocity (relative to C)
Vacuum	1.00000	1.00000 C
Air	1.0006	0.9997 C
Teflon	2.10	0.690 C
Polyethylene	2.27	0.664 C
Polystyrene	2.50	0.632 C
Polyvinyl Chloride (PVC)	3.30	0.550 C
Nylon	4.90	0.452 C

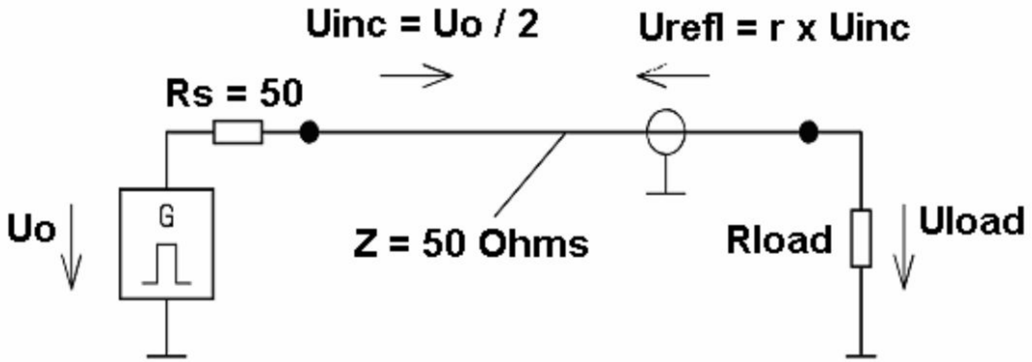
$$V_{cable} = \frac{V_{light}}{\sqrt{\varepsilon_r}}$$

Coeficiente de reflexión

$$r = \frac{U_{reflected}}{U_{incident}} = \frac{Z_{Load} - Z}{Z_{Load} + Z}$$

$$U_{reflected} = r \bullet U_{incident}$$

$$U_{Load} = U_{incident} + U_{reflected}$$



Coeficiente de reflexión

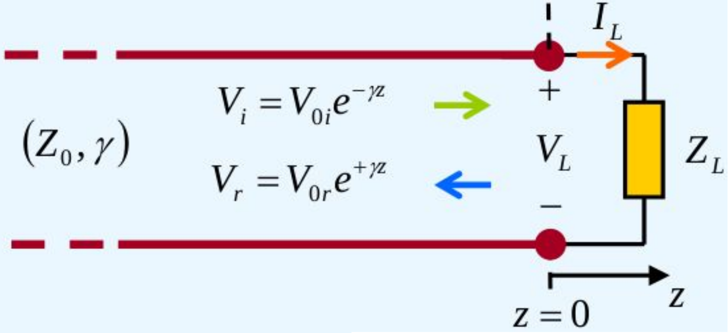
$$\beta = \omega\sqrt{LC} = 2\pi f\sqrt{LC} \quad \text{(radianes/unid. de longitud)}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta, \qquad \gamma = \frac{1}{Z_o}(R + j\omega L)$$

- Se considera una línea terminada en una carga Z_L

$$V(z) = V_{0i}e^{-\gamma z} + V_{0r}e^{+\gamma z}$$

$$I(z) = I_{0i}e^{-\gamma z} + I_{0r}e^{+\gamma z}$$



$$\left.\begin{aligned} V_L &= V_{0i} + V_{0r} \\ V_L &= \frac{Z_L}{Z_0}\left(V_{0i} - V_{0r}\right) \end{aligned}\right\} \quad V_{0i} + V_{0r} = \frac{Z_L}{Z_0}\left(V_{0i} - V_{0r}\right)$$

$$\boxed{\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}}$$

Coeficiente de reflexión

- Podemos expresar la tensión y corriente totales en la línea como:

$$V(z) = V_{0i}\left(e^{-\gamma z} + \Gamma_L e^{+\gamma z}\right) \qquad I(z) = \frac{V_{0i}}{Z_0}\left(e^{-\gamma z} - \Gamma_L e^{+\gamma z}\right)$$

- Cuando $\Gamma_L = 0$ no hay onda reflejada. Esta situación se da cuando $Z_L = Z_0$ y se dice que la línea está terminada en una <u>carga adaptada</u>.

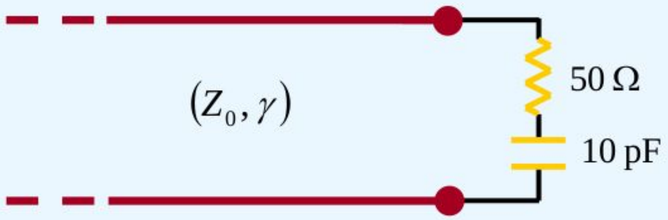
- El general, el coeficiente de reflexión es una cantidad compleja.

Coeficiente de reflexión: ejemplo

- Ejemplo 1: Una línea de transmisión de impedancia característica 100 Ohm está terminada en una impedancia de carga formada por una resistencia de 50 Ohm en serie con una capacidad de 10 pF. Calcular el coeficiente de reflexión en la carga a la frecuencia de 100 MHz.

Ulaby 6ª Ej. 2-3

Solución:



- La impedancia de carga vale

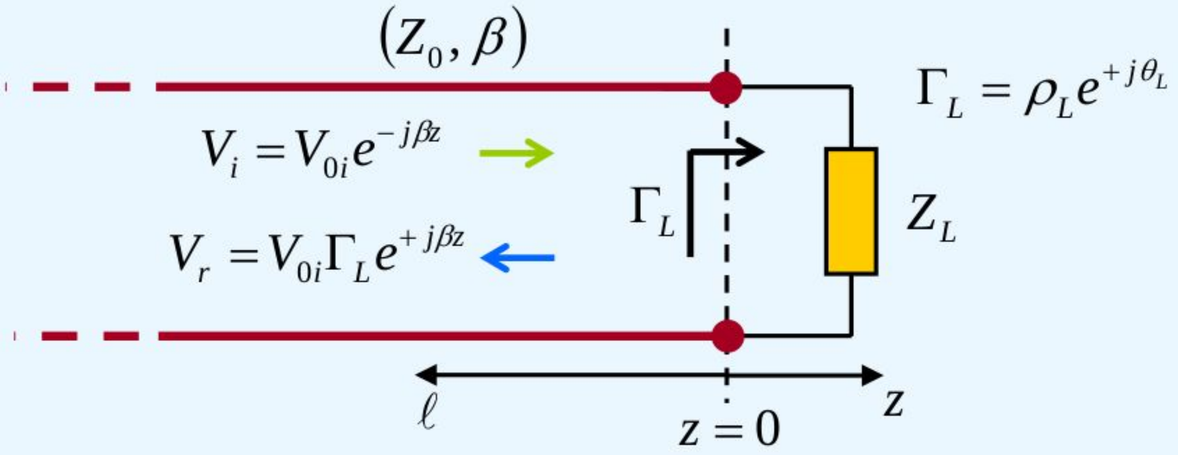
$$Z_L = Z_R + Z_c = R + \frac{1}{j\omega C} = 50 - \frac{j}{2\pi \times 10^8 \times 10^{-11}} = (50 - j159.2)\,\Omega$$

- El coef de refl. resulta

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{50 - j159.2 - 100}{50 - j159.2 + 100} = \frac{-50 - j159.2}{150 - j159.2} = 0.37 \text{ - } j0.67 = 0.76 e^{-j60.7^\circ}$$

Ondas estacionarias

- Consideramos una línea sin pérdidas terminada en una impedancia Z_L:



- La tensión total en la línea es el resultado de la interferencia (suma) de la onda incidente con la reflejada:

$$V(z) = V_i + V_r \qquad \Rightarrow \qquad V(z) = V_{0i}\left(e^{-j\beta z} + \Gamma_L e^{+j\beta z}\right)$$

- Como consecuencia de la interferencia se produce una onda estacionaria. Para estudiar sus propiedades debemos obtener $|V(z)|$

Ondas estacionarias

$$V(z) = V_{0i}\left(e^{-j\beta z} + \Gamma_L e^{+j\beta z}\right) \quad \Rightarrow \quad |V(z)| = \left|V_{0i} e^{-j\beta z}\right| \left|1 + \rho_L e^{+j(2\beta z + \theta_L)}\right|$$

- Teniendo en cuenta que

$$|e^{-j\beta z}| = 1 \quad \text{y} \quad e^{+j(2\beta z + \theta_L)} = \cos(2\beta z + \theta_L) + j\sin(2\beta z + \theta_L)$$

- Resulta $|V(z)| = |V_{0i}| \left[(1 + \rho_L \cos(2\beta z + \theta_L))^2 + \rho_L^2 \sin^2(2\beta z + \theta_L)\right]^{\frac{1}{2}}$

- Operando

$$|V(z)| = |V_{0i}| \left[1 + 2\rho_L \cos(2\beta z + \theta_L) + \rho_L^2\right]^{\frac{1}{2}}$$

- Haciendo en cambio $z = -\ell$

$$\boxed{|V(\ell)| = |V_{0i}| \left[1 + 2\rho_L \cos(2\beta\ell - \theta_L) + \rho_L^2\right]^{\frac{1}{2}}}$$

- La función |V(z)| (o |V(l)|) se denomina patrón de onda estacionaria de tensión.

Ondas estacionarias

- Propiedades del patrón de onda estacionaria

- |V(z)| es una función periódica de periodo $\lambda/2$ ya que

$$\cos(2\beta z + \theta_L) = \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda/2} z + \theta_L\right)$$

- Los máximos de tensión ocurren cuando $\cos(2\beta z + \theta_L) = +1$ y valen:

$$|V(z)|_{\max} = |V_{0i}|\,(1 + \rho_L)$$

- Los mínimos de tensión ocurren cuando $\cos(2\beta z + \theta_L) = -1$ y valen:

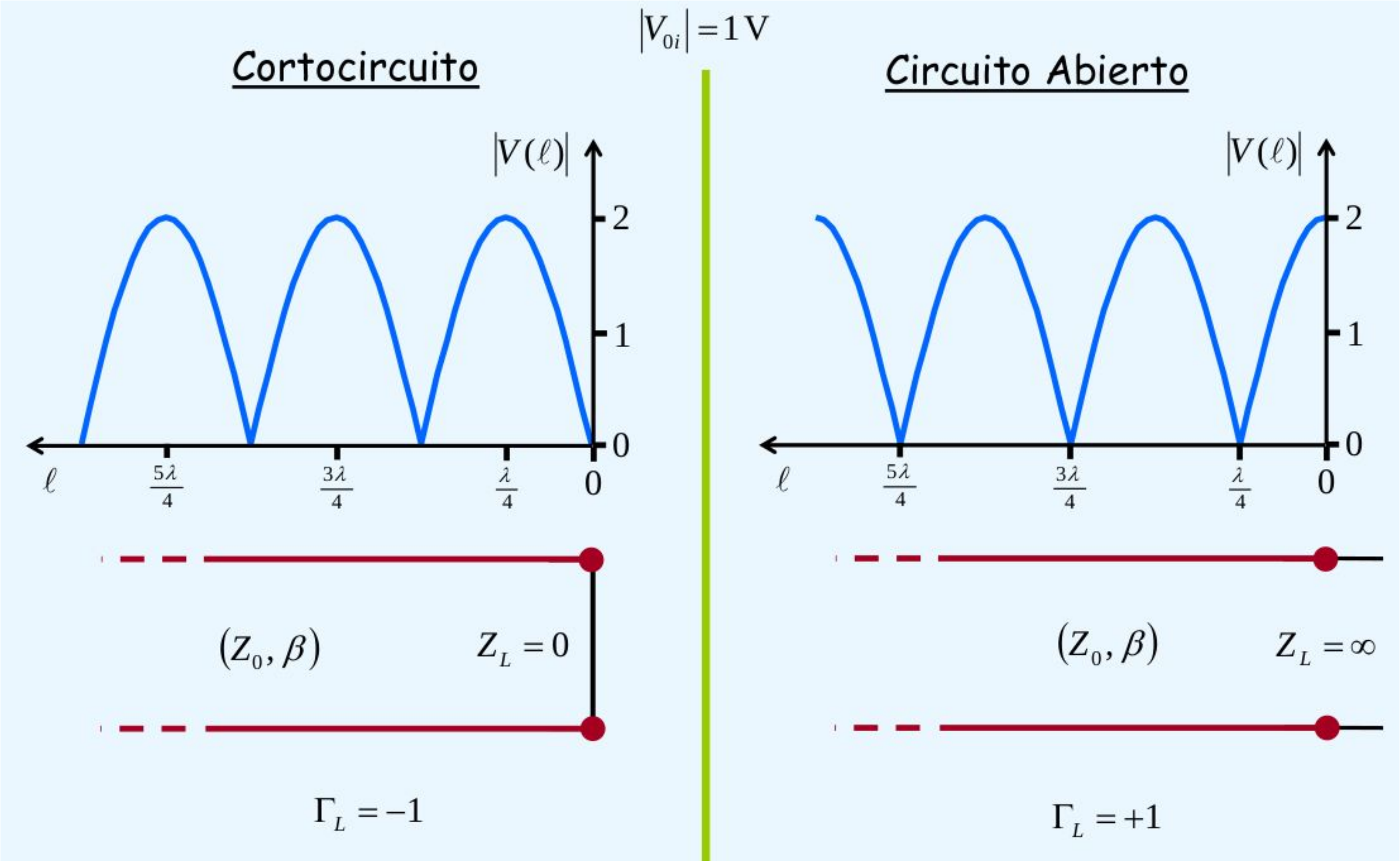
$$|V(z)|_{\max} = |V_{0i}|\,(1 - \rho_L)$$

- La distancia entre 2 máximos (o 2 mínimos) consecutivos es $\lambda/2$

- La distancia entre un máximo y un mínimo consecutivos es $\lambda/4$

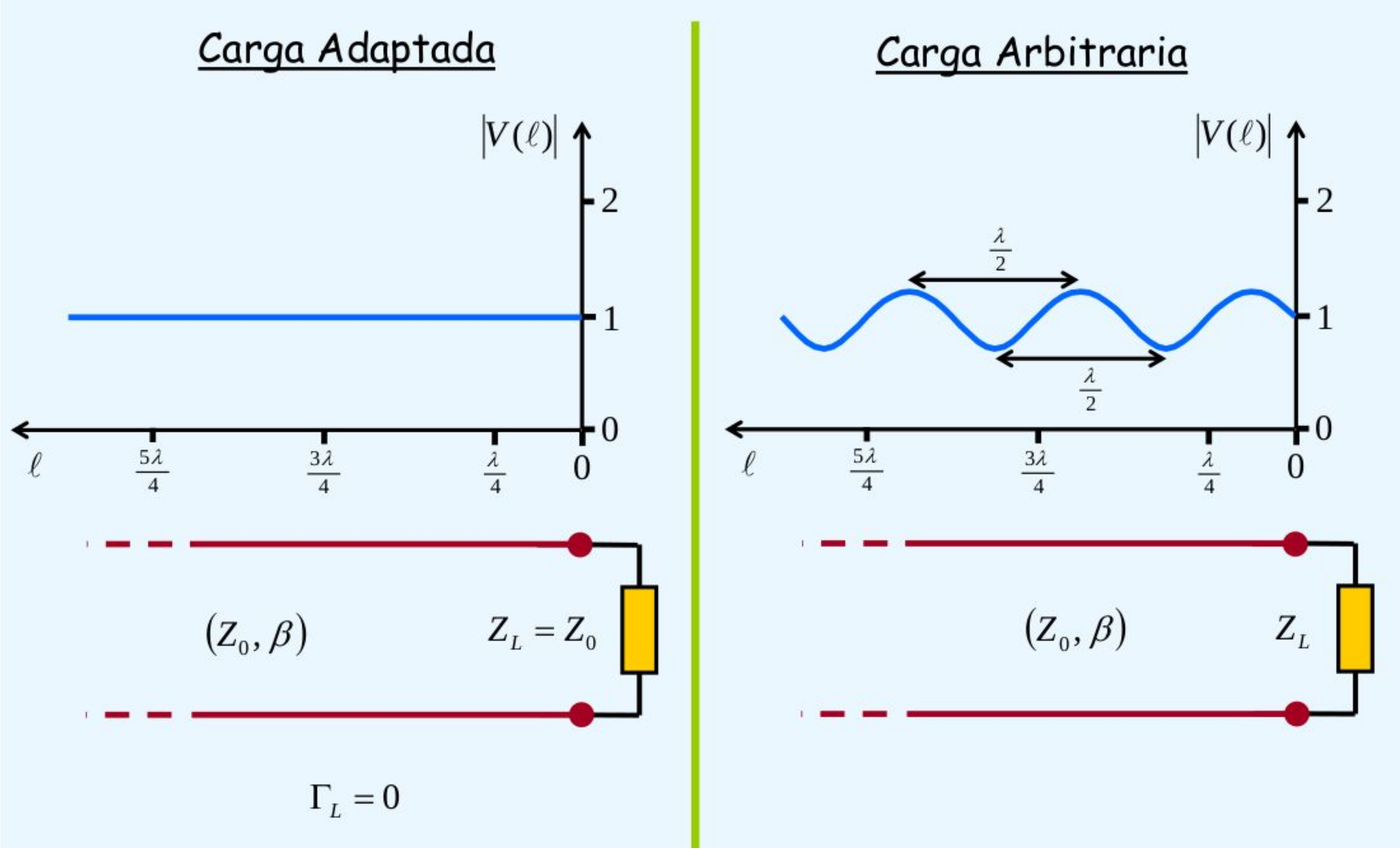
Ondas estacionarias

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$



Ondas estacionarias

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$



Ondas estacionarias

- Definimos la Razón de Onda Estacionaria ROE (también S o VSWR) como el cociente entre las tensiones máxima y mínima del patrón de onda estacionaria en tensión.

$$\boxed{\mathrm{ROE} = \frac{|V(z)|_{\max}}{|V(z)|_{\min}} = \frac{1+\rho_L}{1-\rho_L}}$$

- Veamos algunos ejemplos:

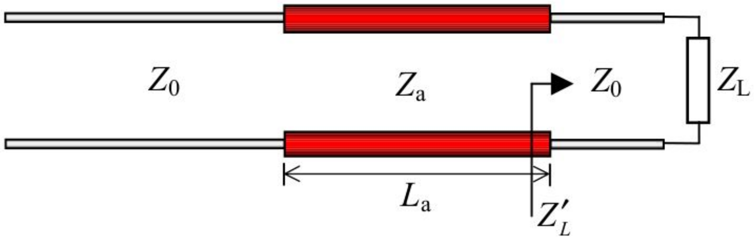
  - Carga adaptada. $\rho_L = 0 \;\rightarrow\; \mathrm{ROE} = 1$

  - Corto circuito y circuito abierto. $\rho_L = 1 \;\rightarrow\; \mathrm{ROE} = \infty$

  - Carga pasiva de valor arbitrario. $\rho_L = [0,1] \;\rightarrow\; \mathrm{ROE} = [1, \infty)$

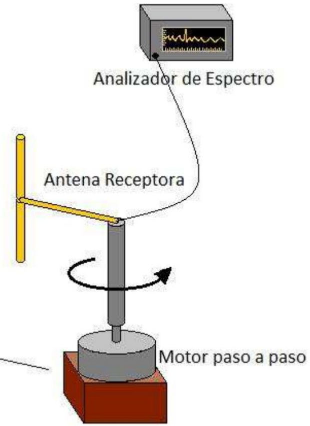
Adaptación de impedancias

Transformador de cuarto de onda

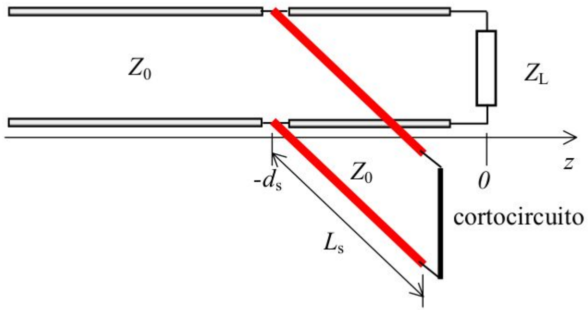


- Se coloca entre la línea y la carga y cumple las ecuaciones:

$$L_a = \lambda_a / 4 \qquad Z_a = \sqrt{Z_0 Z'_L}$$



Stub



- Es un trozo de la misma línea que se coloca en paralelo con la carga a una distancia definida

$$d_s = \frac{\lambda}{2\pi} tan^{-1}\left(\sqrt{Z_L / Z_0}\right)$$

$$L_s = \frac{\lambda}{2\pi} tan^{-1}\left(\frac{2\sqrt{Z_L Z_0}}{Z_L - Z_0}\right)$$

Carta de Smith

La impedancia de onda relativa a la impedancia característica puede escribirse:

$$\frac{Z(z)}{Z_0}=\frac{e^{-ikz}+\rho_L\,e^{ikz}}{e^{-ikz}-\rho_L\,e^{ikz}}=\frac{1+\rho_L\,e^{i2kz}}{1-\rho_L\,e^{i2kz}}=\frac{1+|\rho_L|\,e^{i(2kz+\varphi)}}{1-|\rho_L|\,e^{i(2kz+\varphi)}}$$

Esta ecuación es del tipo: $z=\dfrac{1+w}{1-w}$ donde $z=r+i\,x$ y $w=u+iv$.

Tal ecuación se conoce como una **transformación bilineal** (se puede demostrar fácilmente que $w=\dfrac{z-1}{z+1}$) y se caracteriza porque las líneas de r constante o las líneas de x constante resultan circunferencias en el plano w. Como $|\rho_L|\leq 1$ el diagrama completo se halla dentro del círculo de radio unitario. Podemos demostrar que la forma de las curvas de de r constante o x constante son circunferencias:

Partimos de: $$r+ix=\frac{1+u+iv}{1-u-iv}=\frac{(1+u+iv)(1-u+iv)}{(1-u)^2+v^2}=\frac{1-u^2-v^2+i\,2\,v}{(1-u)^2+v^2}$$

Luego: $$r=\frac{1-u^2-v^2}{(1-u)^2+v^2}\qquad x=\frac{2\,v}{(1-u)^2+v^2}$$

de donde: $$r=\frac{1-u^2-v^2}{(1-u)^2+v^2}\quad\Rightarrow\quad(1+r)\,u^2-2\,r\,u+(1+r)v^2=1-r$$

completamos cuadrados: $$u^2-2\frac{r}{1+r}u+\left(\frac{r}{1+r}\right)^2+v^2=\frac{1-r}{1+r}+\left(\frac{r}{1+r}\right)^2$$

y finalmente: $$[u-r/(1+r)]^2+v^2=1/(1+r)^2$$

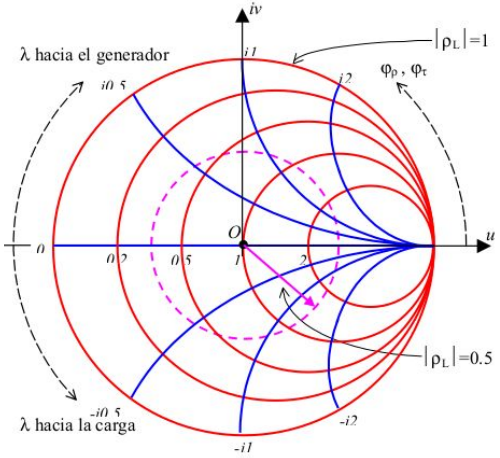
de donde se ve que las líneas de r constante son circunferencias de radio $1/(1+r)$ y centradas en el punto $r/(1+r)$.

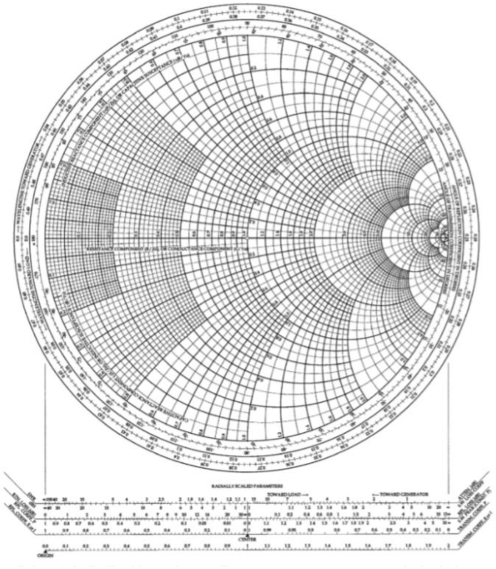
Se ve también que el círculo para $r=0$ tiene la ecuación $u^2+v^2=1$ y coincide con el círculo exterior de la carta y que el círculo para $r\to\infty$ tiene la ecuación $[u-1]^2+v^2=0$ y coincide con el punto $(1,0)$.

Análogamente, de la ecuación para x:

$$x=\frac{2\,v}{(1-u)^2+v^2}\quad\Rightarrow\quad(1-u)^2+v^2-2\frac{v}{x}=0\quad\Rightarrow\quad(1-u)^2+v^2-2\frac{v}{x}+\frac{1}{x^2}=\frac{1}{x^2}$$

y finalmente: $$[u-1]^2+[v-1/x]^2=1/x^2$$





Antenas

- La antena debe transferir la máxima cantidad de energía desde el cable o guía-onda procedente del transmisor hacia la dirección donde se encontrará la estación receptora correspondiente.
- Para ello, la impedancia característica de la antena debe acoplarse a la impedancia del cable o guía-onda a la cual está conectada.
- Principio de reciprocidad: establece que el comportamiento de la antena en transmisión es idéntico al comportamiento de la antena en recepción

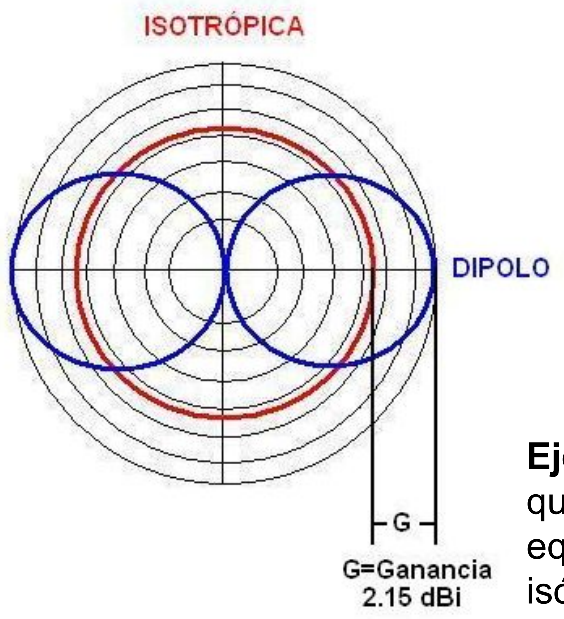
Características de las antenas

Entre las principales características de las antenas podemos encontrar:

- **Ganancia de la antena**
- **Diagrama de radiación o patrón de radiación**
- **Ancho del haz**
- **Impedancia de entrada**
- **Polarización**
- Otras características, entre las cuales se encuentra el cociente entre la ganancia del lóbulo principal y el lóbulo trasero o "Front to back ratio", la Pérdida de retorno y el Ancho de banda

Ganancia

Antena isotrópica: Es la que irradia (o recibe) desde todas las direcciones con la misma intensidad



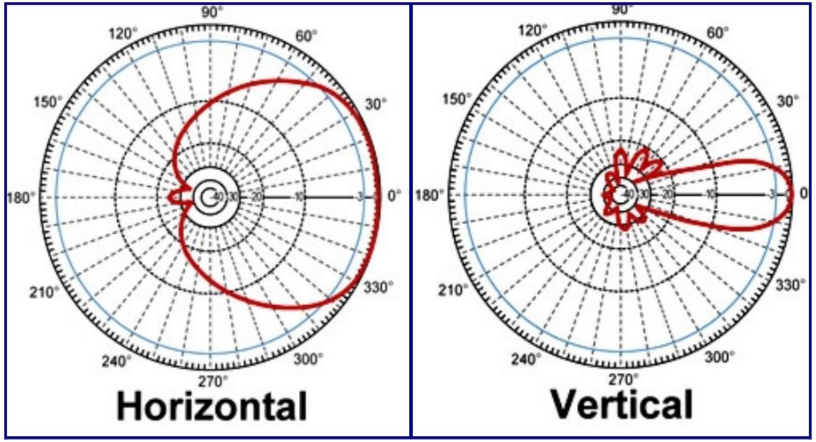
- Definimos a la **ganancia** de una antena dada como el cociente entre la cantidad de energía irradiada en la dirección preferencial y la que irradiaría una antena isotrópica alimentada por el mismo transmisor.
- Este número lo expresamos en decibelios con relación a la isotrópica y por ende se denota en dBi

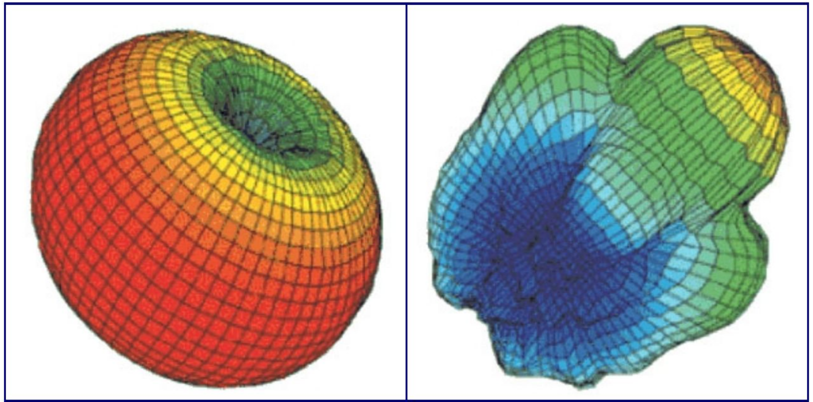
Ejemplo: Si una antena tiene un ganancia de 3 dBi en cierta dirección, quiere decir que la potencia transmitida o recibida en esa dirección es equivalente a la potencia que será transmitida o recibida por una antena isótropica que usa el doble de la potencia en el radiotransmisor.

$G_{dBd} = G_{dBi} - 2.15$

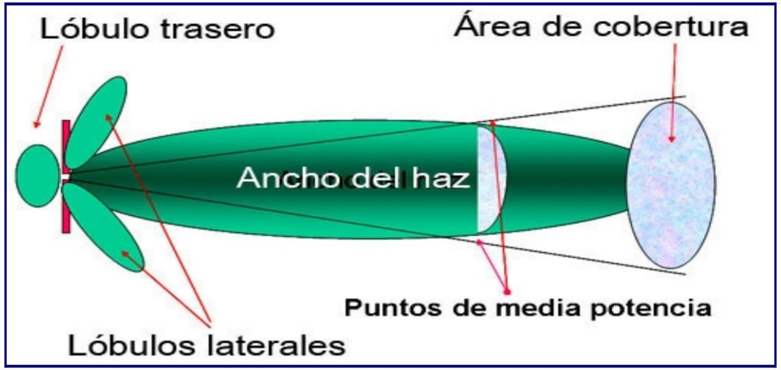
La ganancia de una antena es el producto de la **directividad** (determinada exclusivamente por factores geométricos) y la **eficiencia de la antena**, que depende del material de la que está construída y de las imperfecciones de manufactura

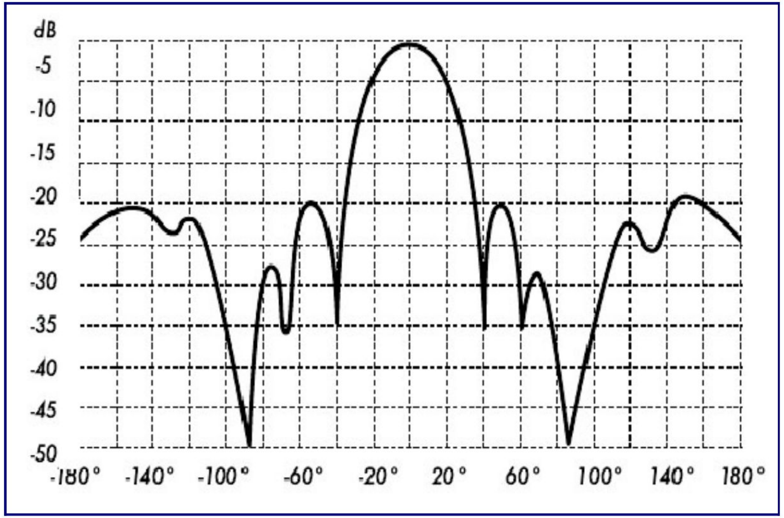
Diagrama de radiación



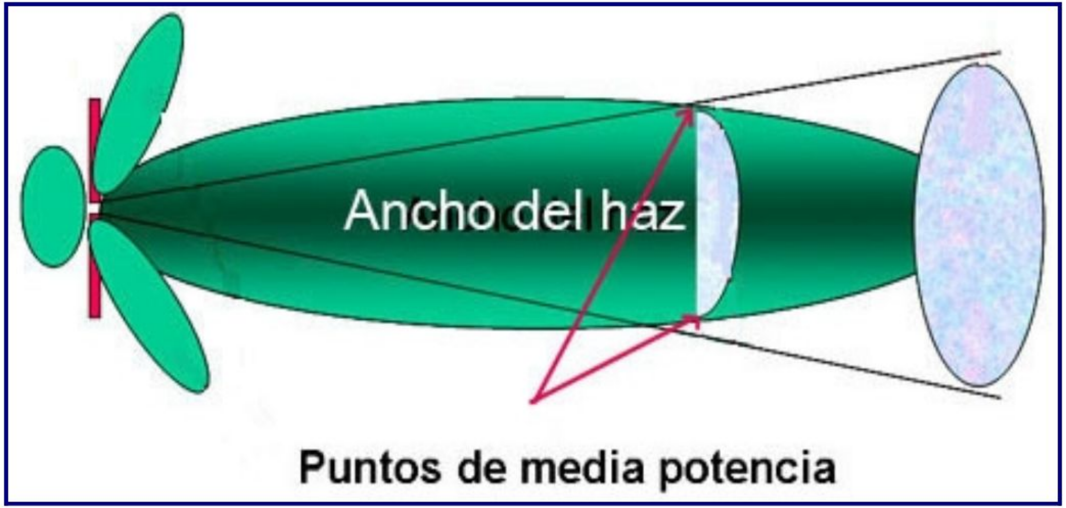


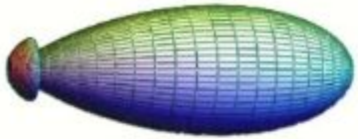
a) Un Dipolo	b) Antena de bocina (horn) estándar





Ancho del haz y directividad

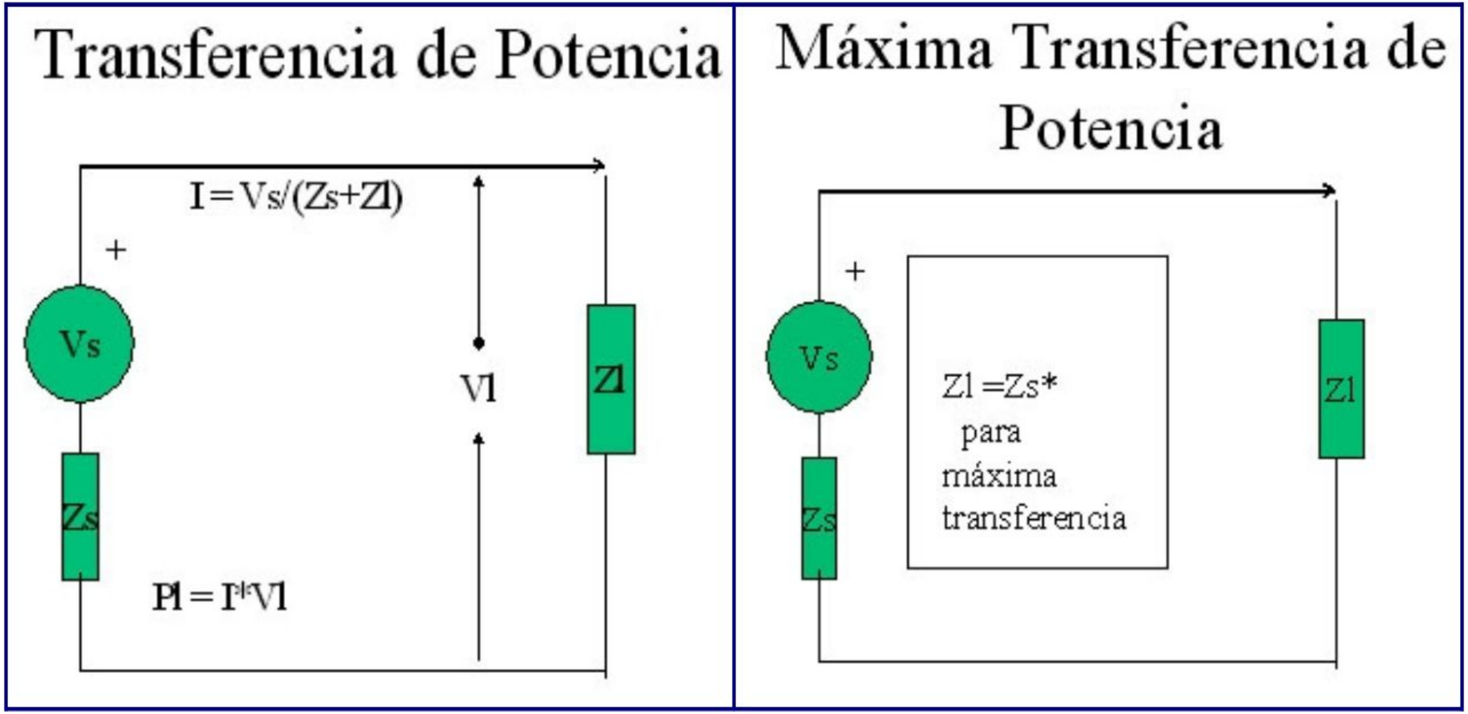




$$D = \frac{4\pi}{\Omega_e} = \frac{4\pi}{\theta_1\theta_2}$$

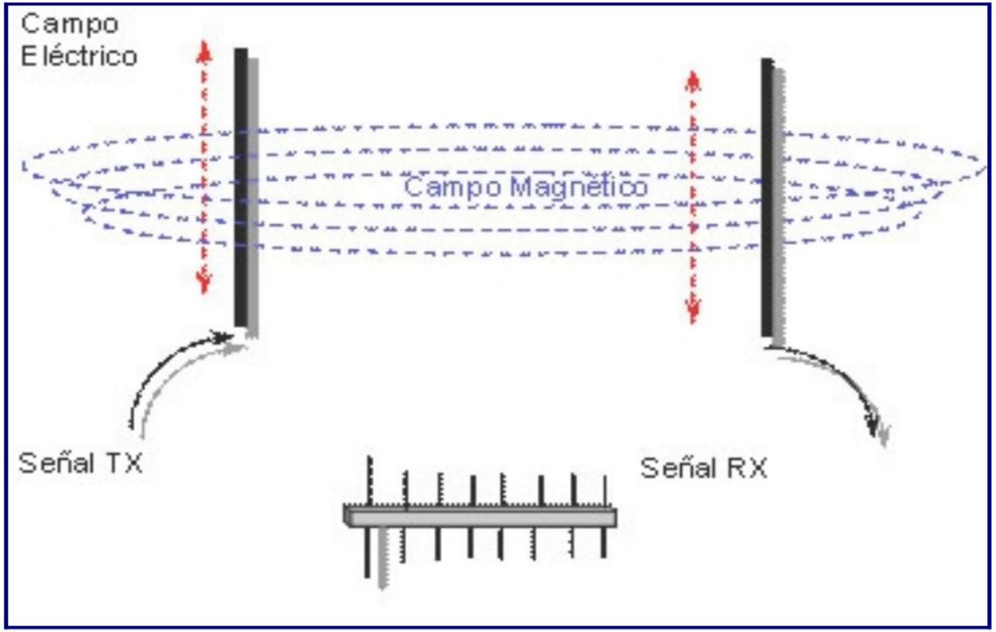
La **Directividad** se puede calcular de forma aproximada a partir de los anchos del haz del diagrama de radición

Impedancia



Transferencia de Potencia
I=Vs/(Zs+Zl)
+
Vs
Vl
Zl
Zs
Pl = I*Vl
Máxima Transferencia de Potencia
+
Vs
Zl =Zs*
para
máxima
transferencia
Zl
Zs

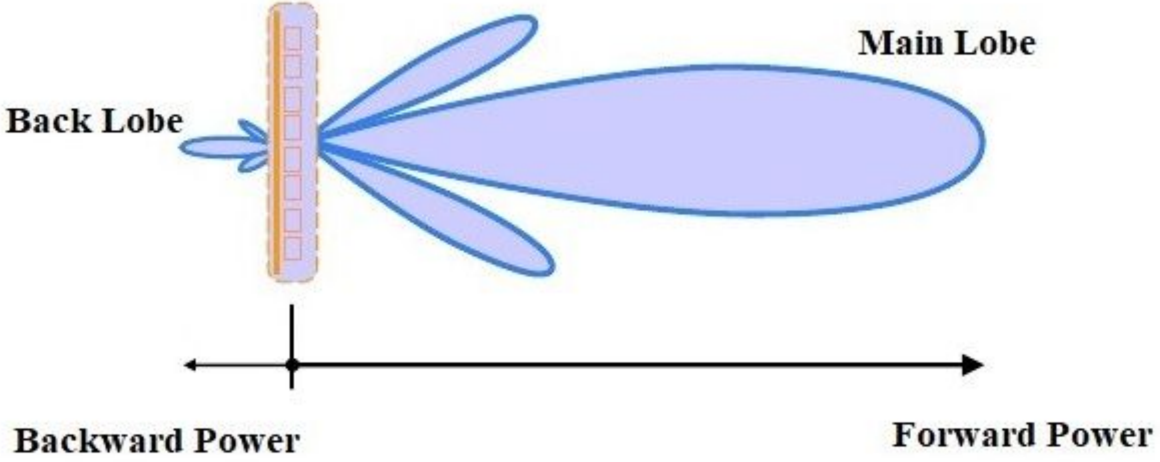
Polarización de la antena



- La polarización de una antena corresponde a la dirección del campo eléctrico emitido por una antena.
- Esta polarización puede ser: Vertical, Horizontal y Elíptica, Circular (Hacia la derecha o hacia la izquierda)

Otras características de las antenas

- Cociente entre la ganancia del lóbulo principal y el lóbulo trasero
- Pérdida de retorno
- Ancho de banda



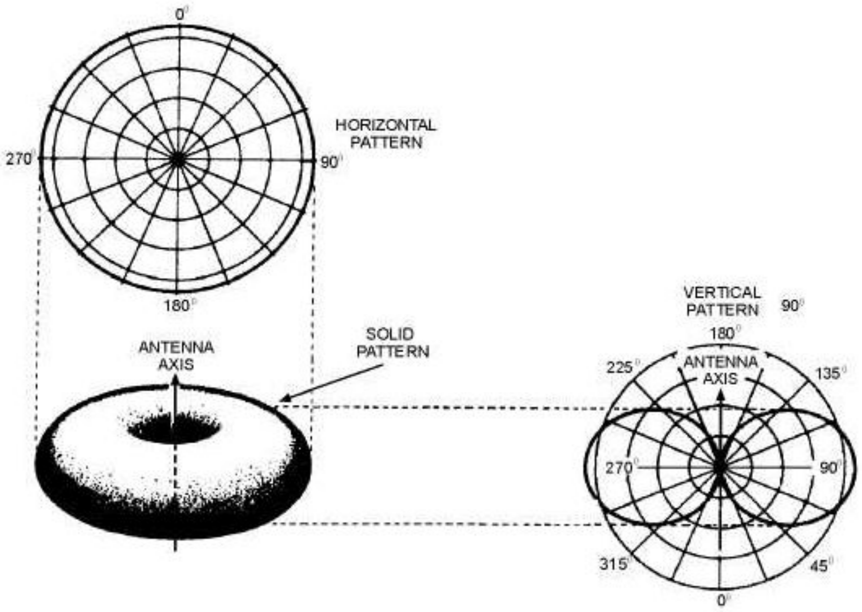
Tipos de antenas

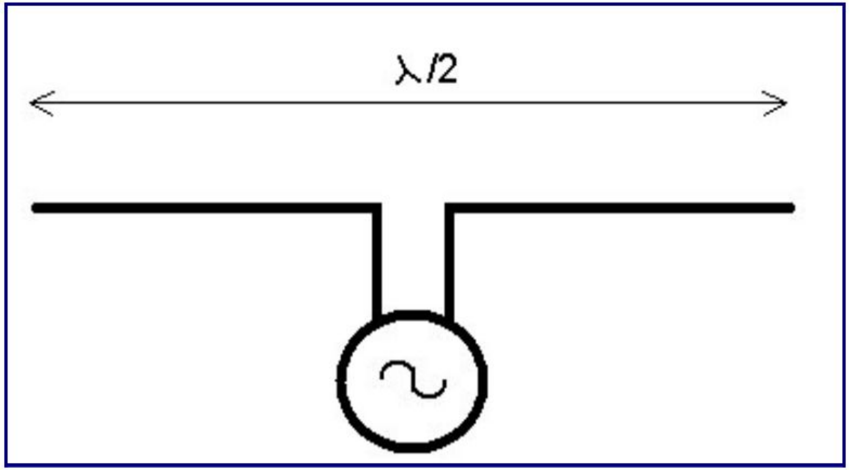
Una clasificación de las antenas puede basarse en:

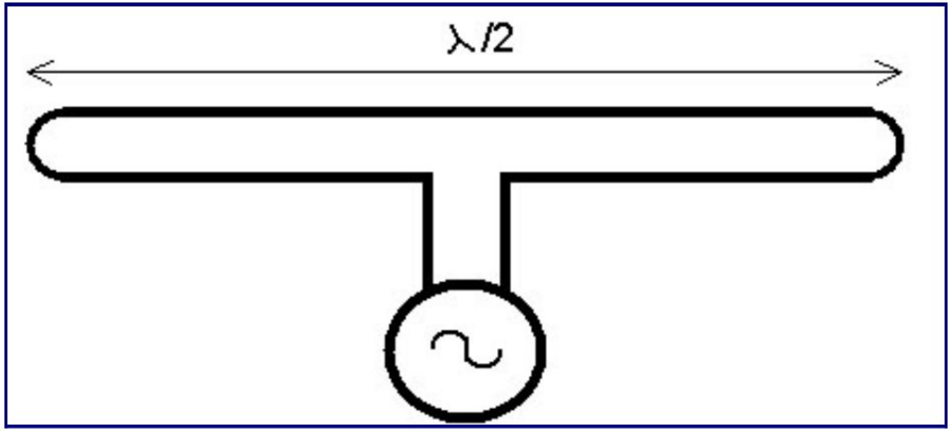
- **Frecuencia y tamaño**
- **Directividad**
- **Construcción física**
- **Tipo de aplicación**

Dipolo de media onda

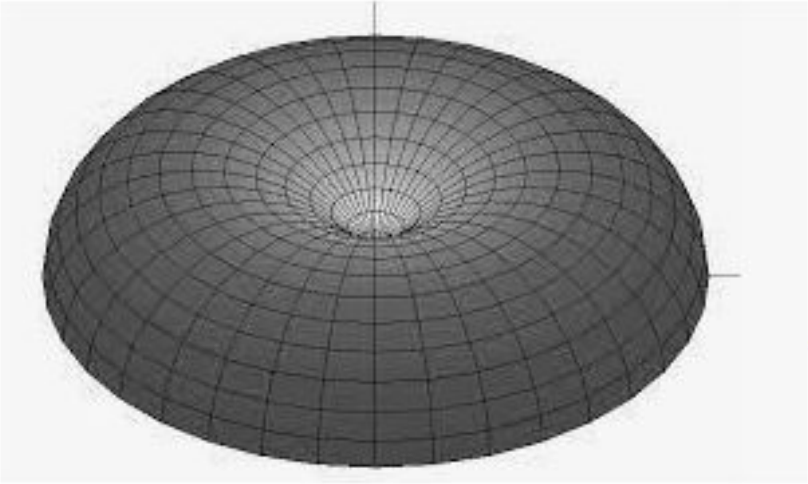
- Impedancia 73 Ohmios

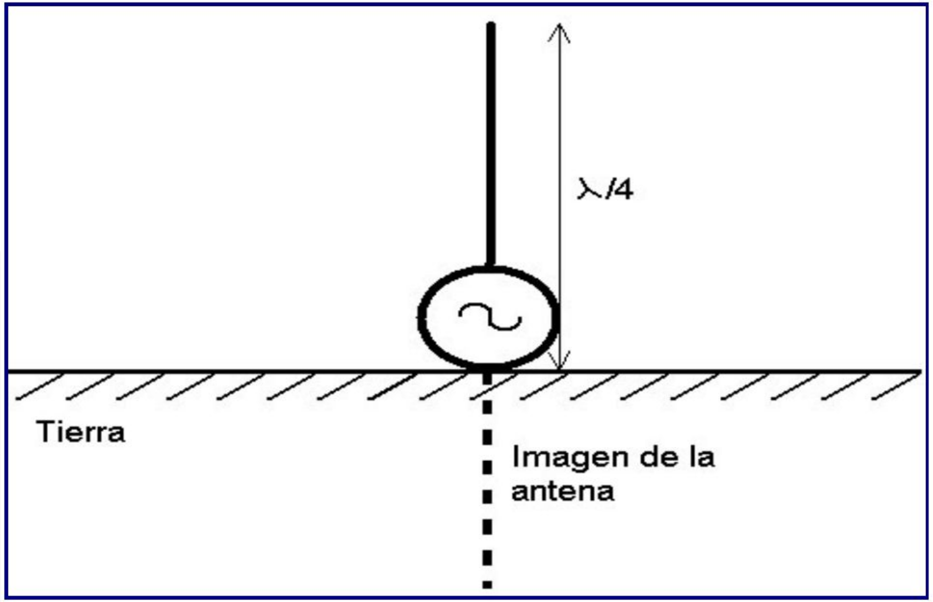




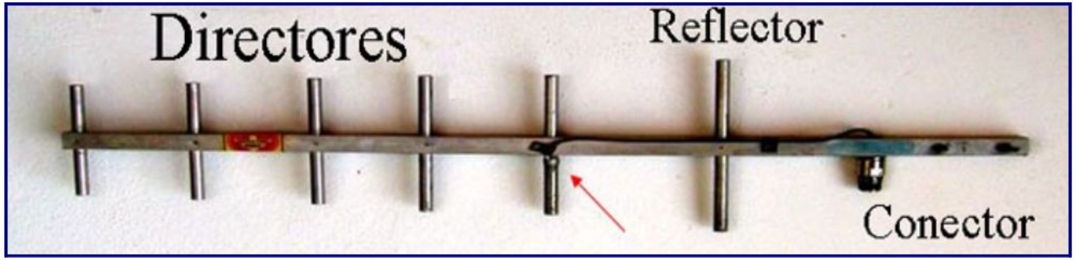


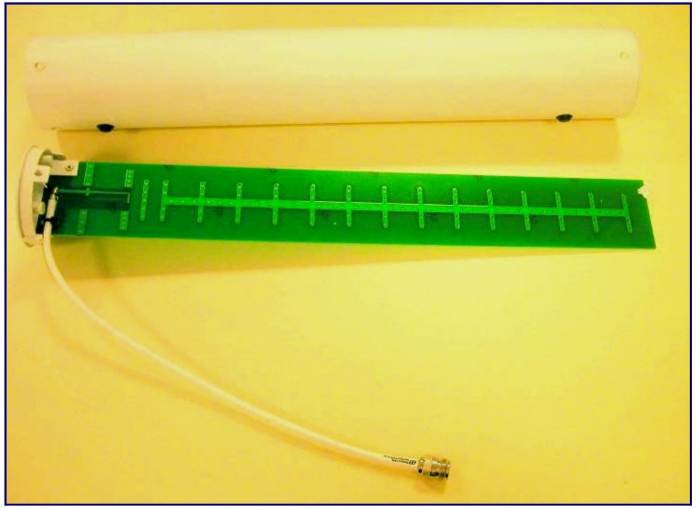
Monopolo

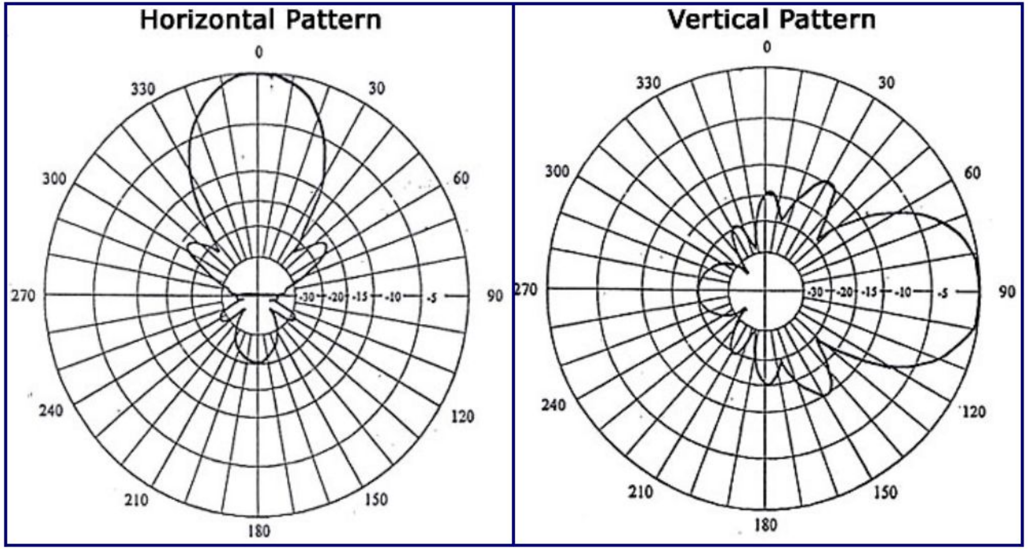




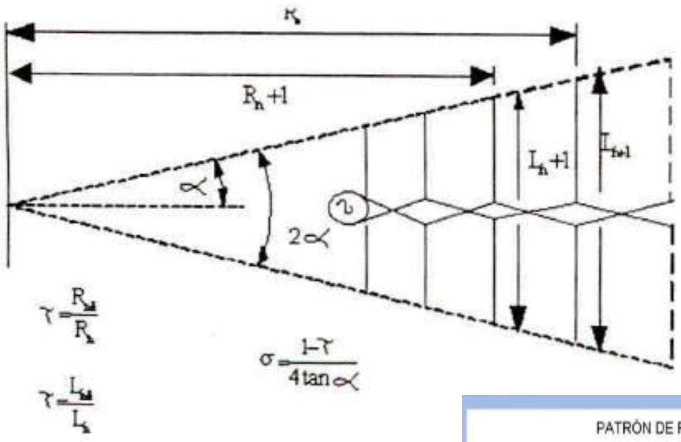
Yagi-Uda

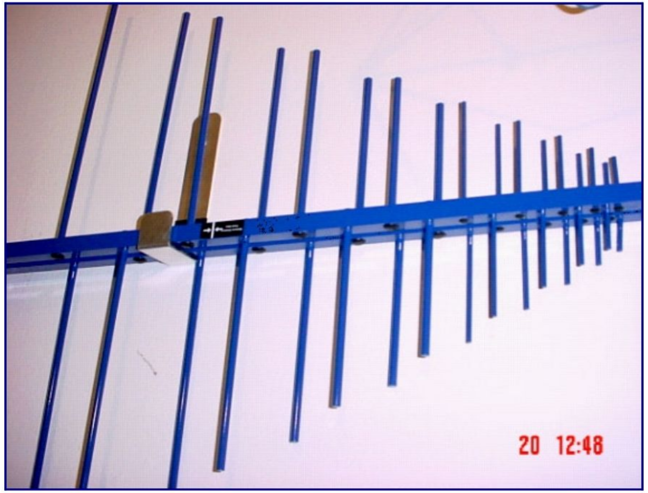

Directores
Reflector
Conector

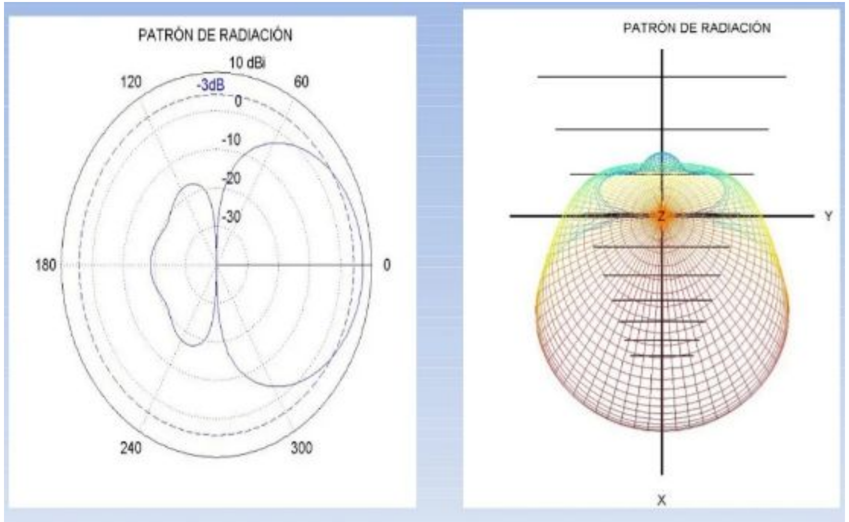



Horizontal Pattern
0
30
60
90
120
150
180
210
240
270
300
330
-30
-20
-15
-10
-5
Vertical Pattern
0
30
60
90
120
150
180
210
240
270
300
330
-30
-20
-15
-10
-5

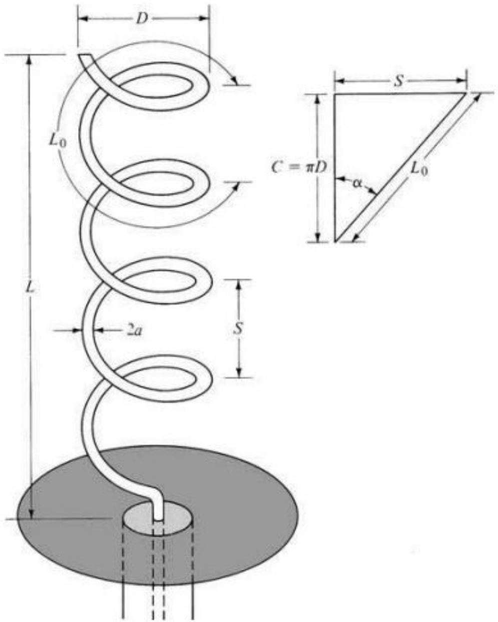
Log-Periódica

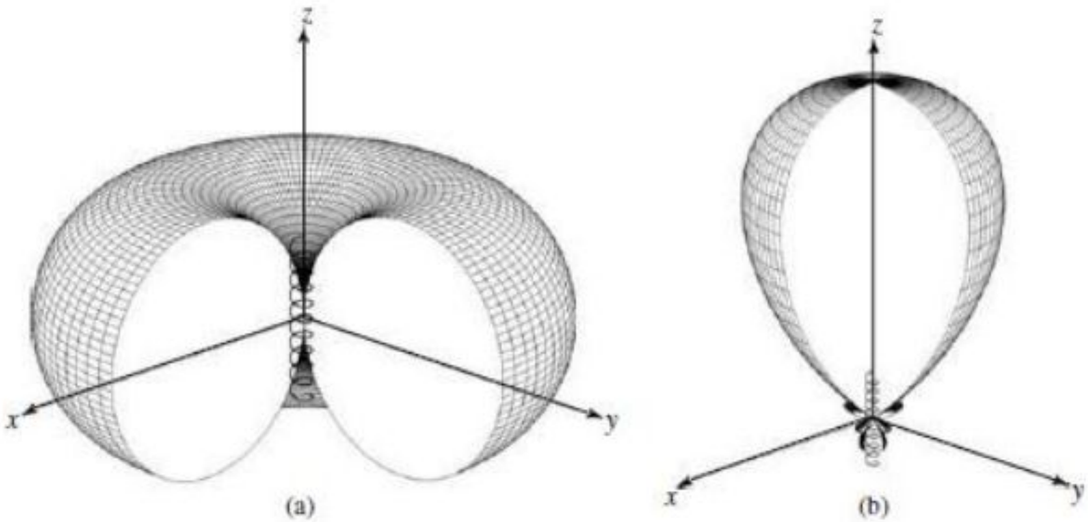




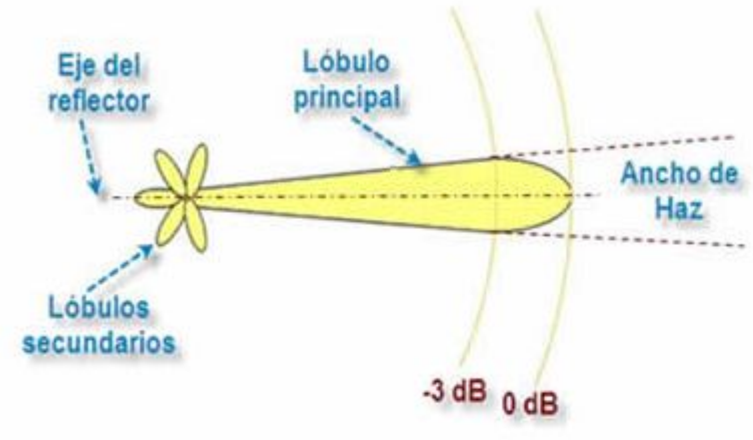


Helicoidal





Reflector parabólico



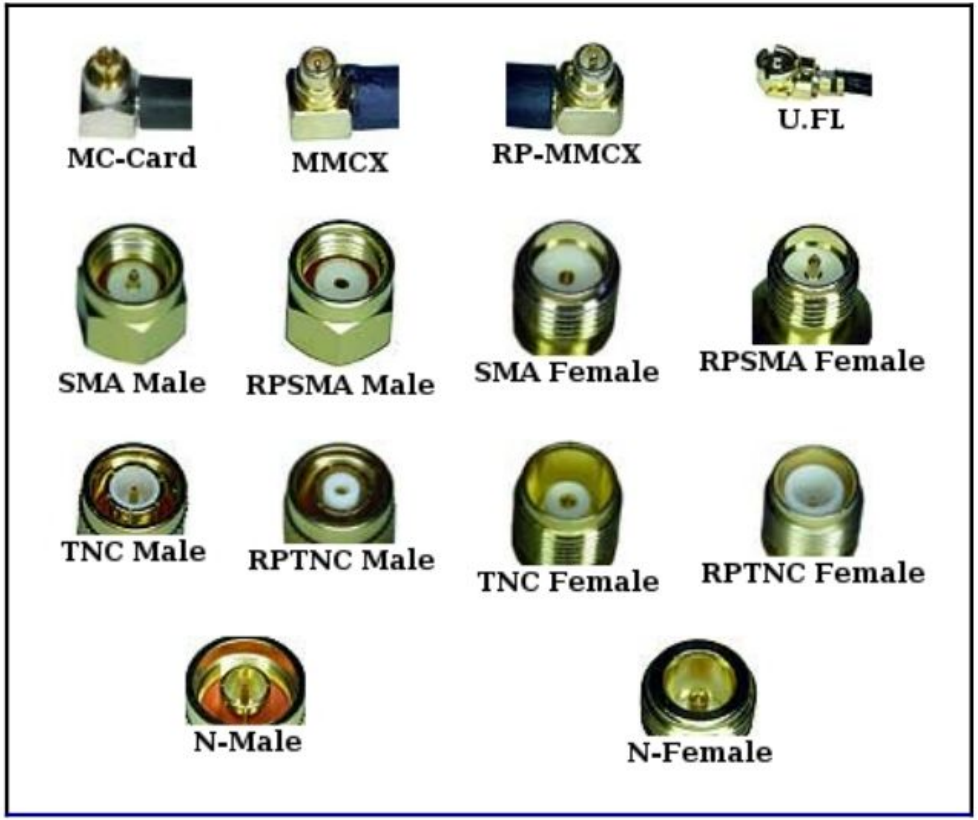
Conectores

Tipo: se refiere a la forma genérica del conector.

Género: puede ser macho (Male) o hembra (Female)

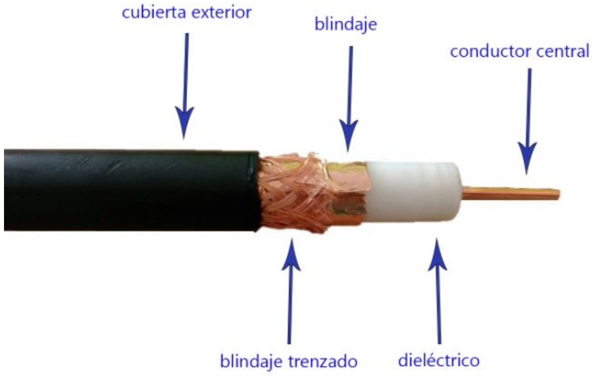
Polaridad: normal o invertida (RP)

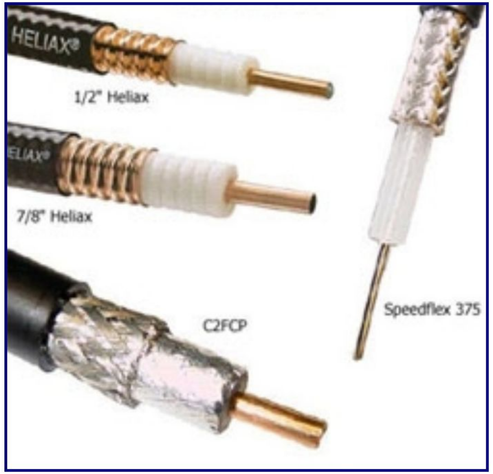
Rosca: Normal o invertida (RT)



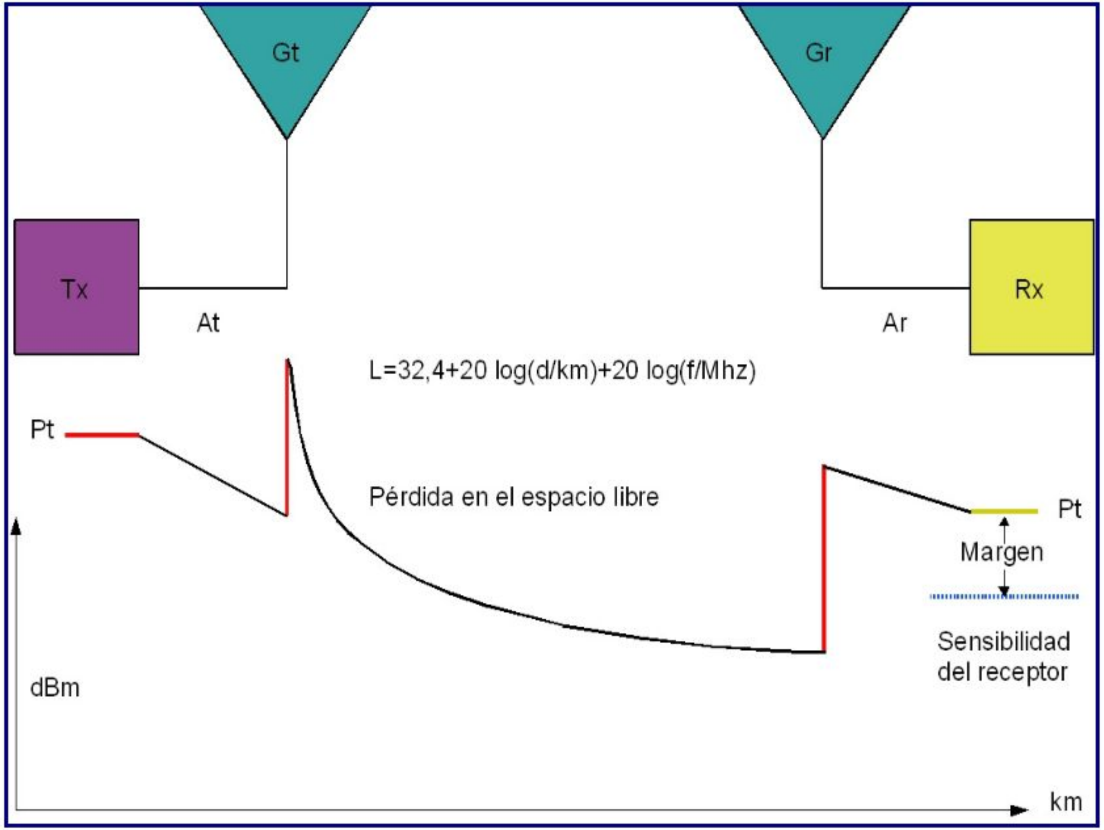
Cables

Tipo de cable	Pérdida por metro a 2,4GHz
RG 8	0,33 Decibeles
LMR 400	0,22 Decibeles
Heliax 3/8"	0,176 Decibeles
LMR 600	0,17 Decibeles
Heliax ½"	0,12 Decibeles



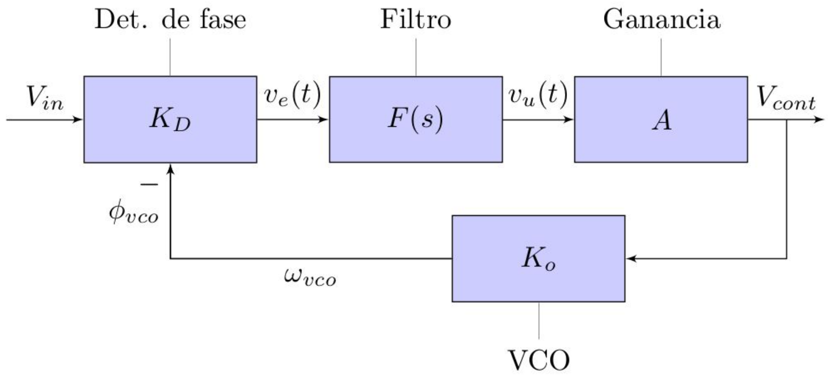


Pérdidas de trayectoria



Lazos enganchados en fase (Phase locked loop (PLL))

- Arquitectura de un PLL



- Es un sistema de control realimentado

Función Transferencia

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)}$$

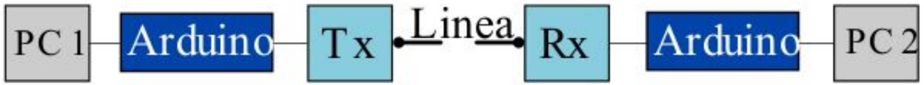
- Es un circuito que sincroniza la frecuencia y la fase de una señal de salida (generada por un oscilador) con una señal de referencia o entrada
- En el estado sincronizado (a menudo llamado bloqueado), el error de fase entre la señal de salida del oscilador y la señal de referencia es cero o permanece constante.
- Si se acumula un error de fase, un mecanismo de control actúa sobre el oscilador de tal manera que el error de fase se reduce nuevamente al mínimo.
- En dicho sistema de control de retroalimentación, la fase de la señal de salida está realmente bloqueada en la fase de la señal de referencia.

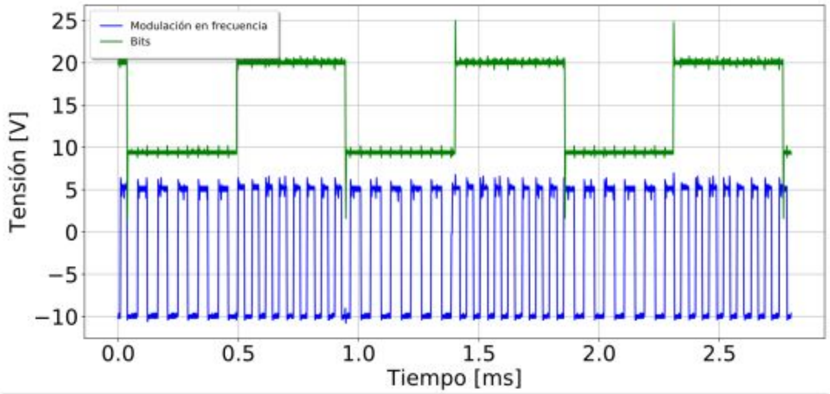
PLL: usos

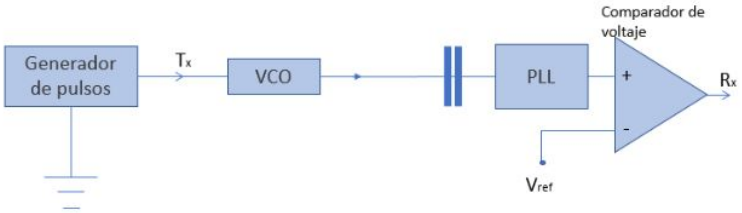
Los PLL se usan básicamente para:

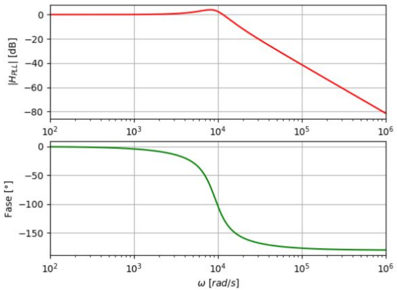
- Generadores de portadoras para emisión con modulación de ángulo o no.
- Generación de osciladores locales en recepción.
- Sintetizadores de frecuencia.
- Demoduladores de señales moduladas en ángulo.
- Recuperación de impulsos de reloj en transmisiones digitales.
- Circuitos de sincronismo para barrido horizontal y vertical en receptores de televisión.
- Recepción de señales satelitales de satélites no geoestacionarios.

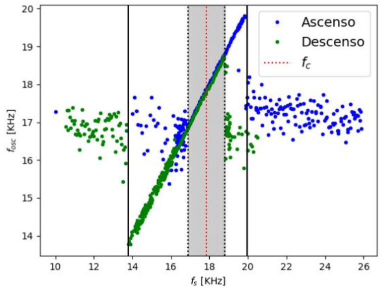
Sistema de Tx de datos digitales

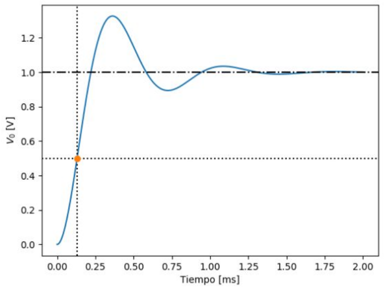




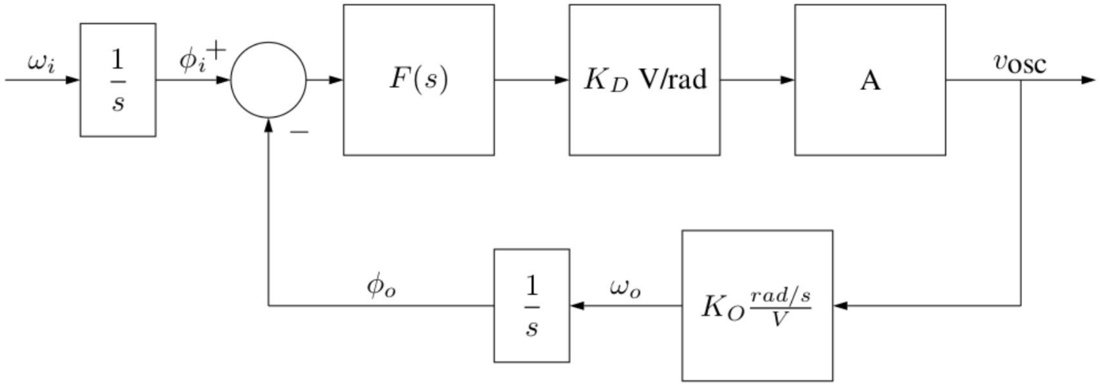








PLL linealizado



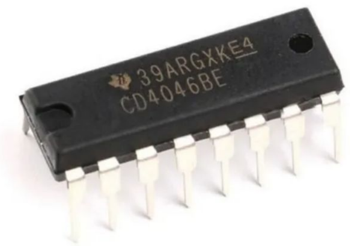
$$\frac{V_{osc}(s)}{\Omega_i(s)} = \frac{K_D A F(s)}{s + K_D A F(s) K_o}$$

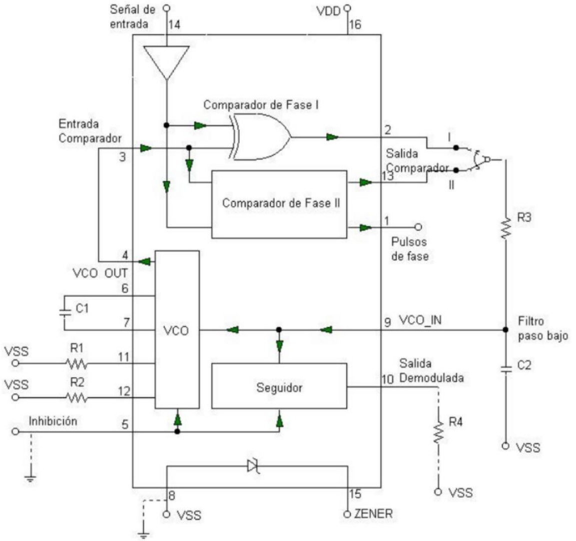
$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}}$$

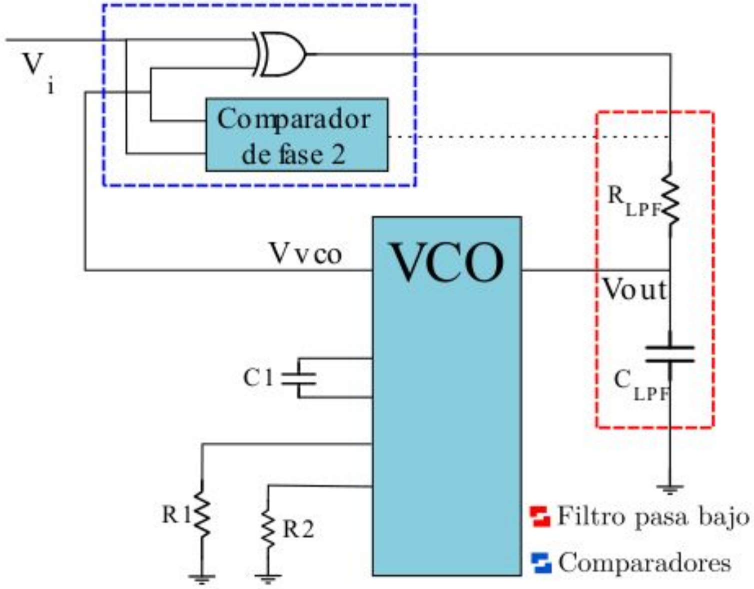
$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)}$$

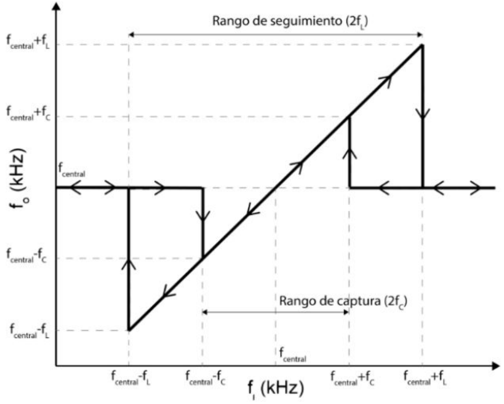
$$\frac{V_{osc}(s)}{\Omega_i(s)} = \frac{K_D A}{s(1 + \frac{s}{\omega_c}) + K_D A K_o}$$

El CD4046


39ARGXKE4
CD4046BE


Señal de entrada
14
VDD
16
Comparador de Fase I
Entrada Comparador
3
2
Salida Comparador
I
II
13
Comparador de Fase II
1
Pulsos de fase
R3
4
VCO OUT
6
C1
7
VCO
9
VCO_IN
Filtro paso bajo
VSS
R1
11
VSS
R2
12
Seguidor
Salida Demodulada
10
C2
R4
Inhibición
5
VSS
VSS
8
VSS
15
ZENER


V i
Comparador de fase 2
R LPF
V vco
VCO
Vout
C1
C LPF
R1
R2
Filtro pasa bajo
Comparadores


Rango de seguimiento (2f L)
f central+f L
f central+f C
f central
f central-f C
f central-f L
f o (kHz)
Rango de captura (2f C)
f central
f central-f L
f central-f C
f i (kHz)
f central+f C
f central+f L