

CURSO DE DOCTORADO

Alberto Martín Pernía



Introducción

EMC: (*Electromagnetic compatibility*) se define como la aptitud de un dispositivo, de un aparato o de un sistema para funcionar en su entorno electromagnético de forma satisfactoria, sin verse afectado en su funcionamiento (**inmunidad**) y sin producir él mismo perturbaciones electromagnéticas intolerables para todo lo que se encuentre en su entorno (**emisión**).

EMI: (electromagnetic interference) el tipo particular de perturbación del entorno electromagnético son las interferencias electromagnéticas.



Áreas típicas

- **Sistemas electrónicos programables con buses de comunicaciones digitales**
 - Generadores de interferencias y muy susceptibles a ellas.
- **Interferencias en la recepción de radio**
- **Perturbaciones generadas en la alimentación eléctrica**
 - Variaciones de tensión, fluctuaciones, distorsión de la forma de onda, sobretensiones.
- **Equipos electrónicos de potencia**
 - Fuentes conmutadas, inversores
- **Aparatos electroexplosivos**

Ejemplos de disfunciones



Sistemas de cierre centralizado, techo solar

- Se accionan al utilizar el teléfono móvil

Cajas registradoras

- En tiendas con moqueta y personal con vestidos de nylon, los terminales quedaban bloqueados o daban datos incorrectos.

Puertas electrónicas de garajes

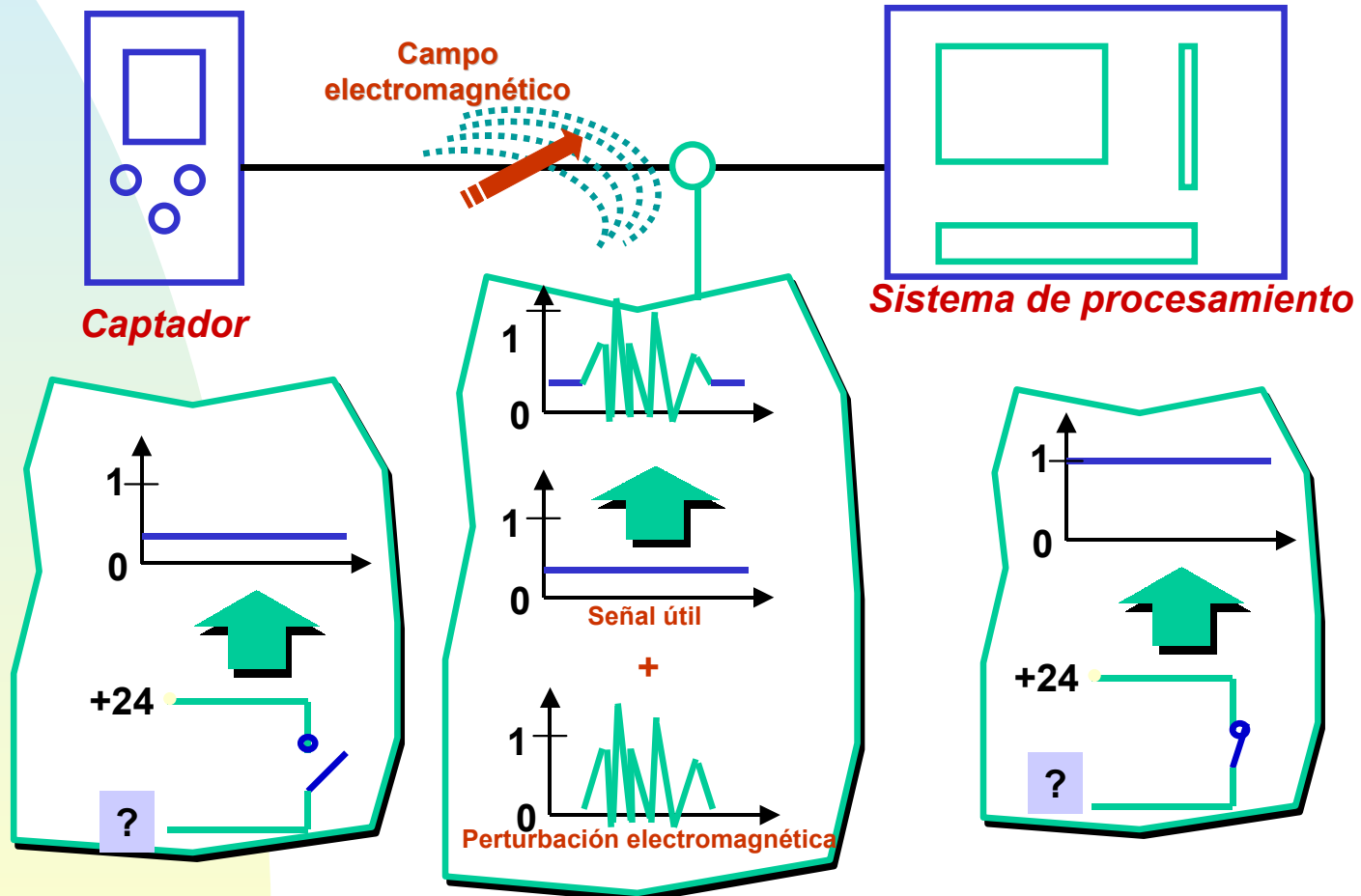
- se activan con encendedores piezo-eléctricos

Aparatos electrónicos de uso médico

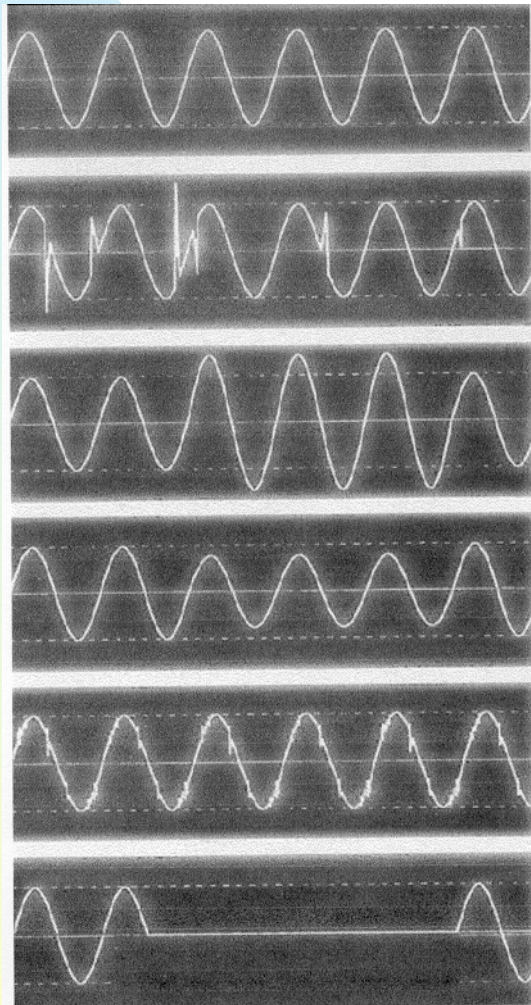
Radar de detección de misiles del HMS Sheffield

- en la guerra de las Malvinas el sistema de comunicaciones del barco bloqueó el radar que podía haber detectado el misil EXOCET de la fuerza aérea Argentina

Perturbaciones electromagnéticas:



Perturbaciones conducidas en sistemas eléctricos



Onda normal

Transitorios

Sobretensión

Huecos de tensión

Ruido de alta frecuencia

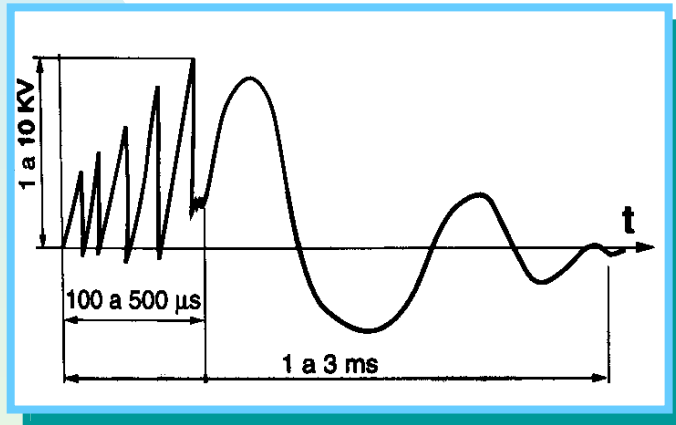
Interrupción breve

**Origen :Natural
Provocado**

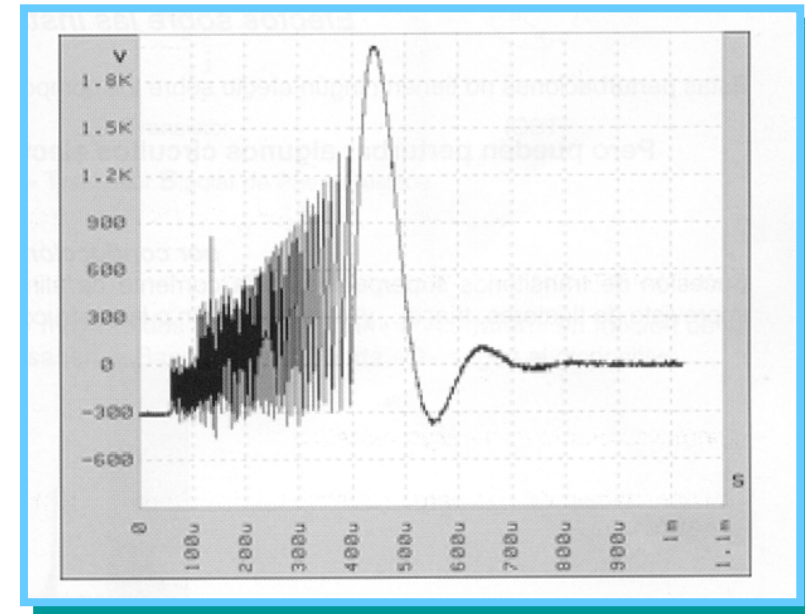
**Circuitos resonantes
Contactores
Arcos
Semiconductores
Imperfecciones de la red
Descargas atmosféricas**

Interferencias típicas

Conmutación de un circuito inductivo por contactos secos



Tensión en los bornes de un contacto después de un corte de corrientes inductivas



Oscilograma obtenido tras la apertura de un contactor de 9A sin limitación de cresta

Pulsos posicionados de forma irregular o intermitente sobre la onda de tensión:

1. Sistemas de control de luces intermitentes
2. Termostatos
3. Contactores
4. Elementos de conex.-desconex. ...

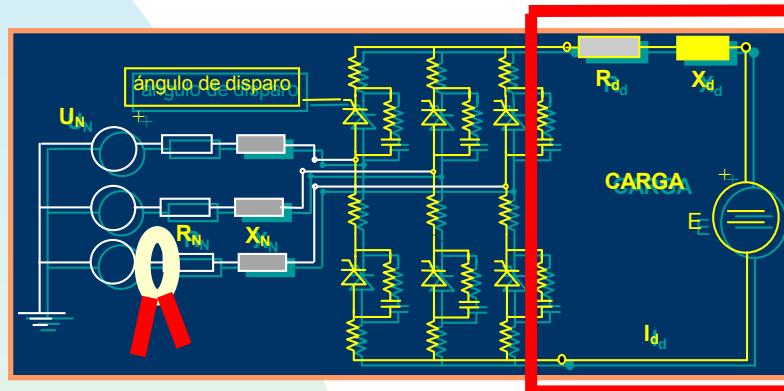
Espectro de frecuencia de las perturbaciones emitidas comprendido entre algunos kHz y varios MHz

Conducción

Radiación

Interferencias típicas

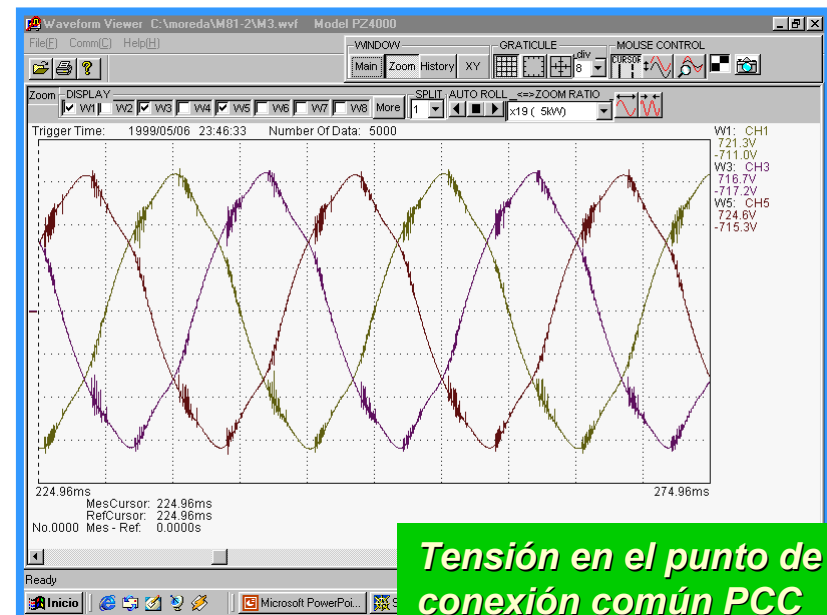
Conmutación de un circuito inductivo por semiconductores



Esquemas simplificado de un accionamiento para un motor de corriente continua



Corriente demandada por el accionamiento



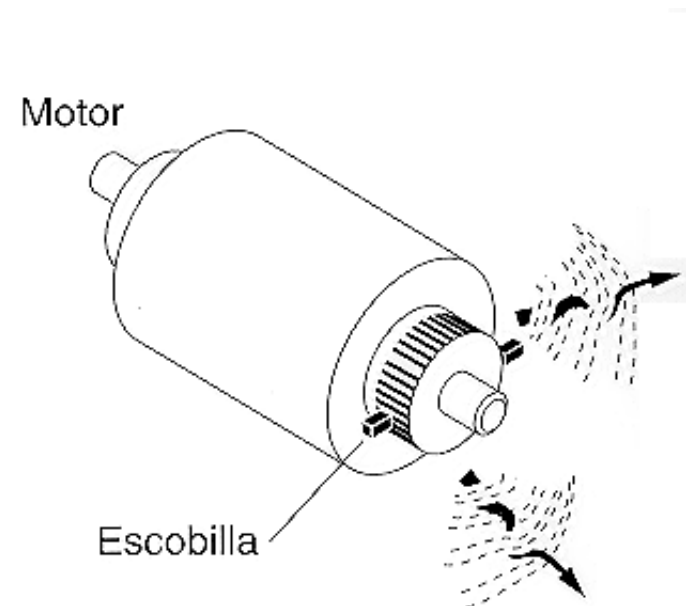
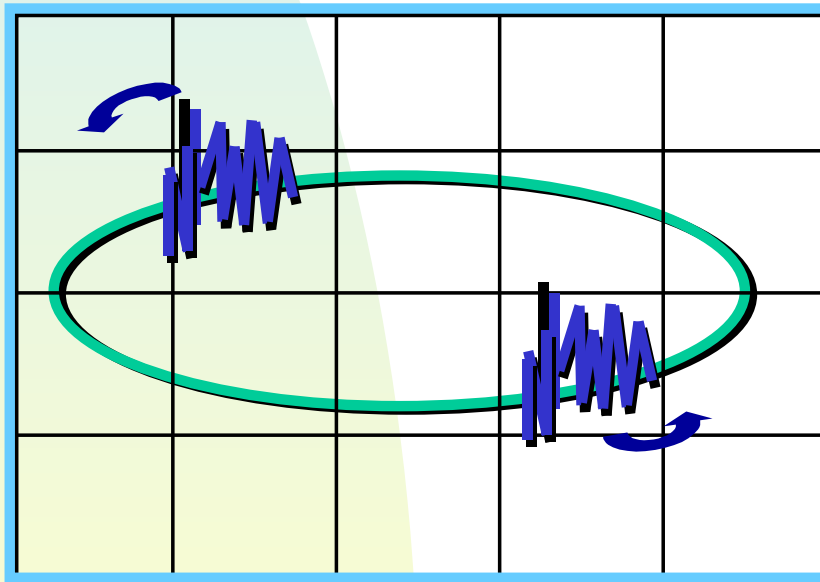
Tensión en el punto de conexión común PCC

Interferencias típicas

Motores eléctricos



Los motores con escobillas y colector generan perturbaciones de tipo “transitorio” con frentes rápidos (dv/dt elevada) que se producen en la fase de conmutación de las escobillas



Interferencias típicas



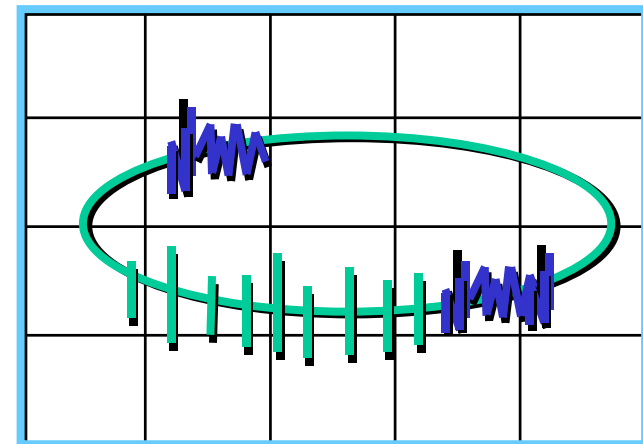
Circuitos de control de lámparas fluorescentes y balastos electrónicos

Fuentes de alumbrado que funcionan según el principio de un arco eléctrico que se enciende y se apaga alternativamente

*Perturbaciones en un espectro de frecuencias muy amplio:
0 -100 kHz - 5 MHz*

Dos nubes principales de pulsos, separadas por pulsos individuales uniformemente repartidos

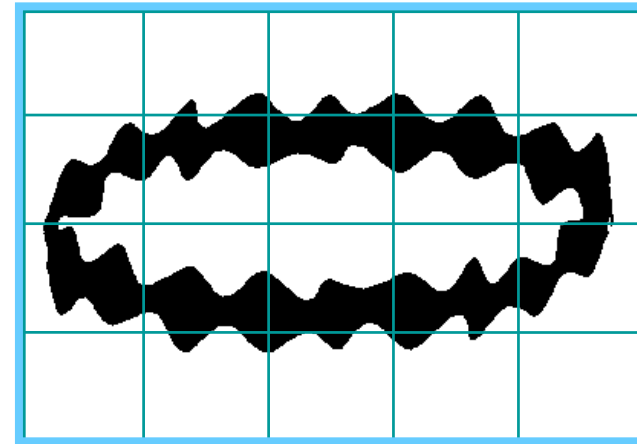
Pulsos procedentes de los circuitos de control de lámparas fluorescentes



Interferencias típicas

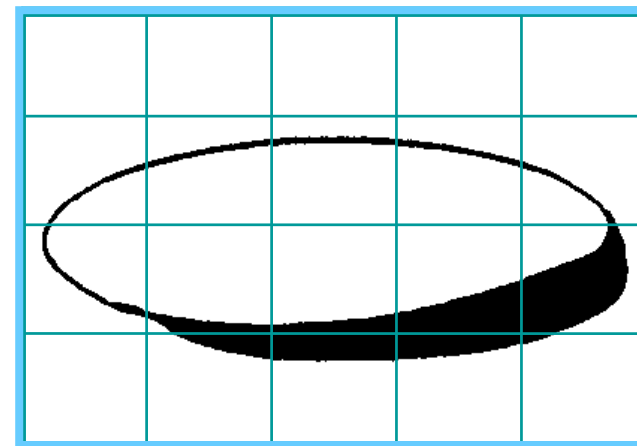
Emisor de radio

Ondas senoidales de alta frecuencia modulada



Amplificadores u osciladores industriales de alta potencia

Ondas senoidales no moduladas





Acoplamiento a través de la red de tierras

Acoplamiento a través de los conductores que forman parte de la instalación

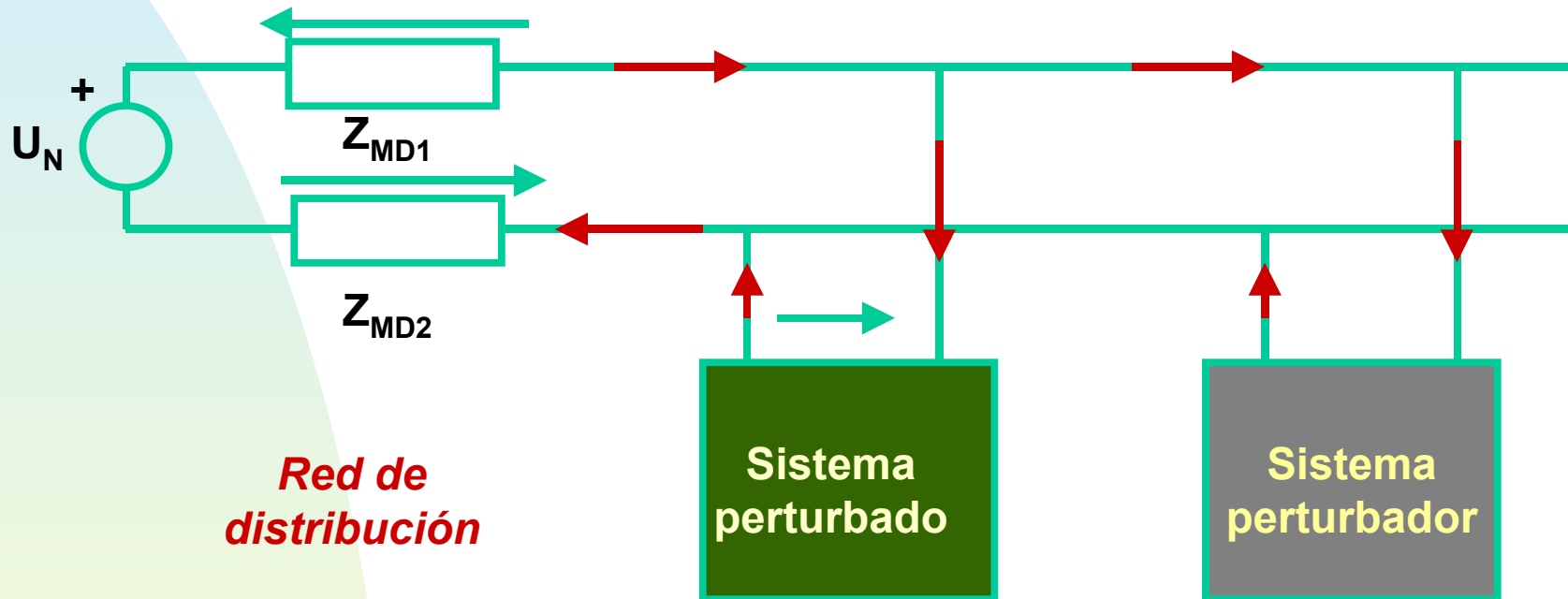
Las perturbaciones conducidas se transmiten a través de los conductores

- red de distribución,
- cables de control,
- cables de transmisión de datos,
- cables de protección (PE-PEN),
- tierra,
- capacidades parásitas

Acoplamiento mediante un medio físico sólido

Acoplamiento por conducción

Acoplamiento en modo diferencial



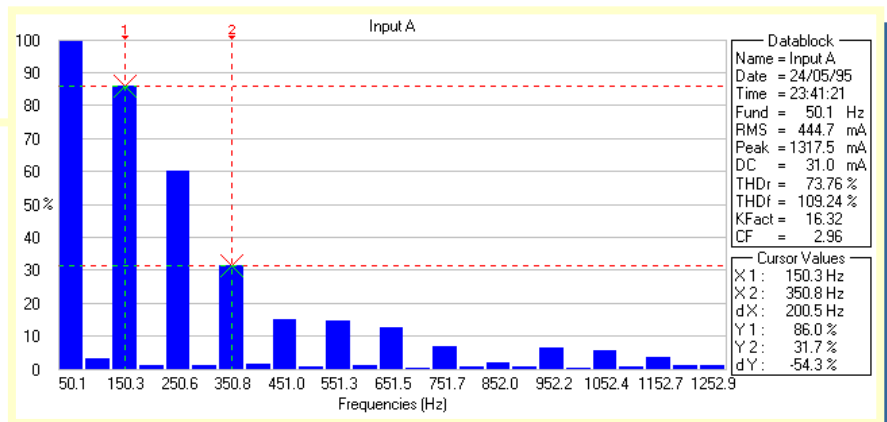
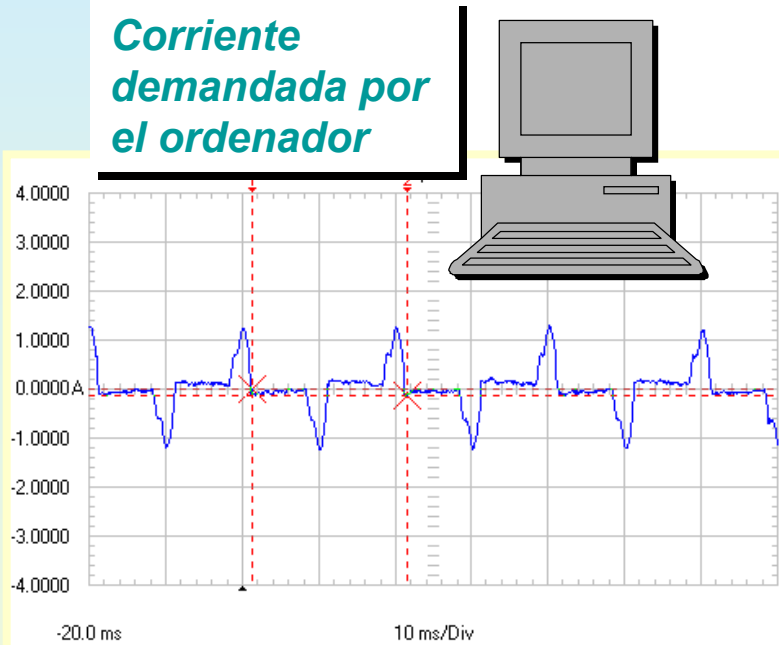
*Este tipo de perturbación se reduce mediante la correcta elección de las **impedancias de línea** de los diferentes circuitos y/o la **utilización de filtros***

Acoplamientos por conducción

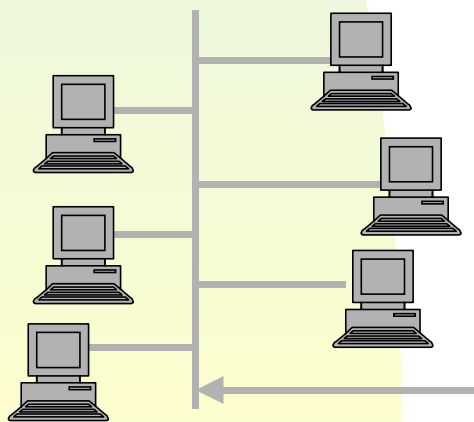


Equipos electrónicos monofásicos

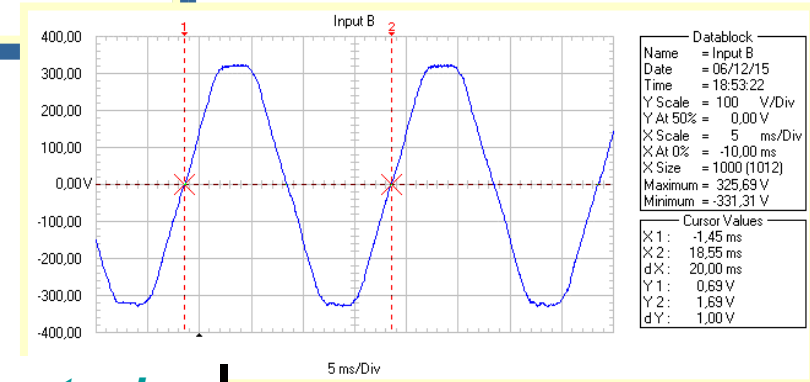
Corriente demandada por el ordenador



X1	= 21.6 ms
dX	= 20.3 ms
Y1	= -0.0125 A
Y2	= -0.1425 A
dY	= -0.1300 A

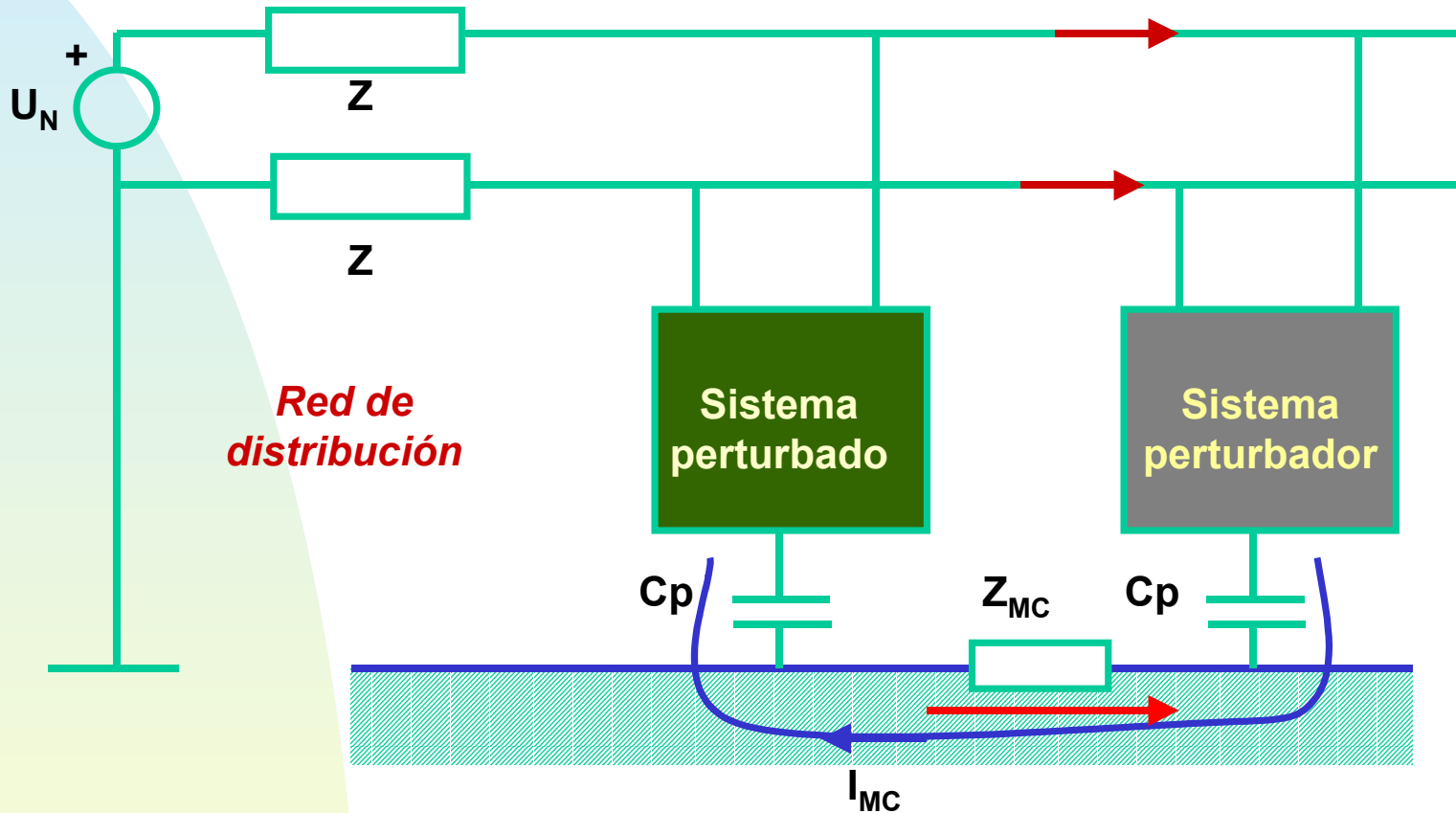


Tensión en el punto de conexión común PCC



Acoplamientos por conducción

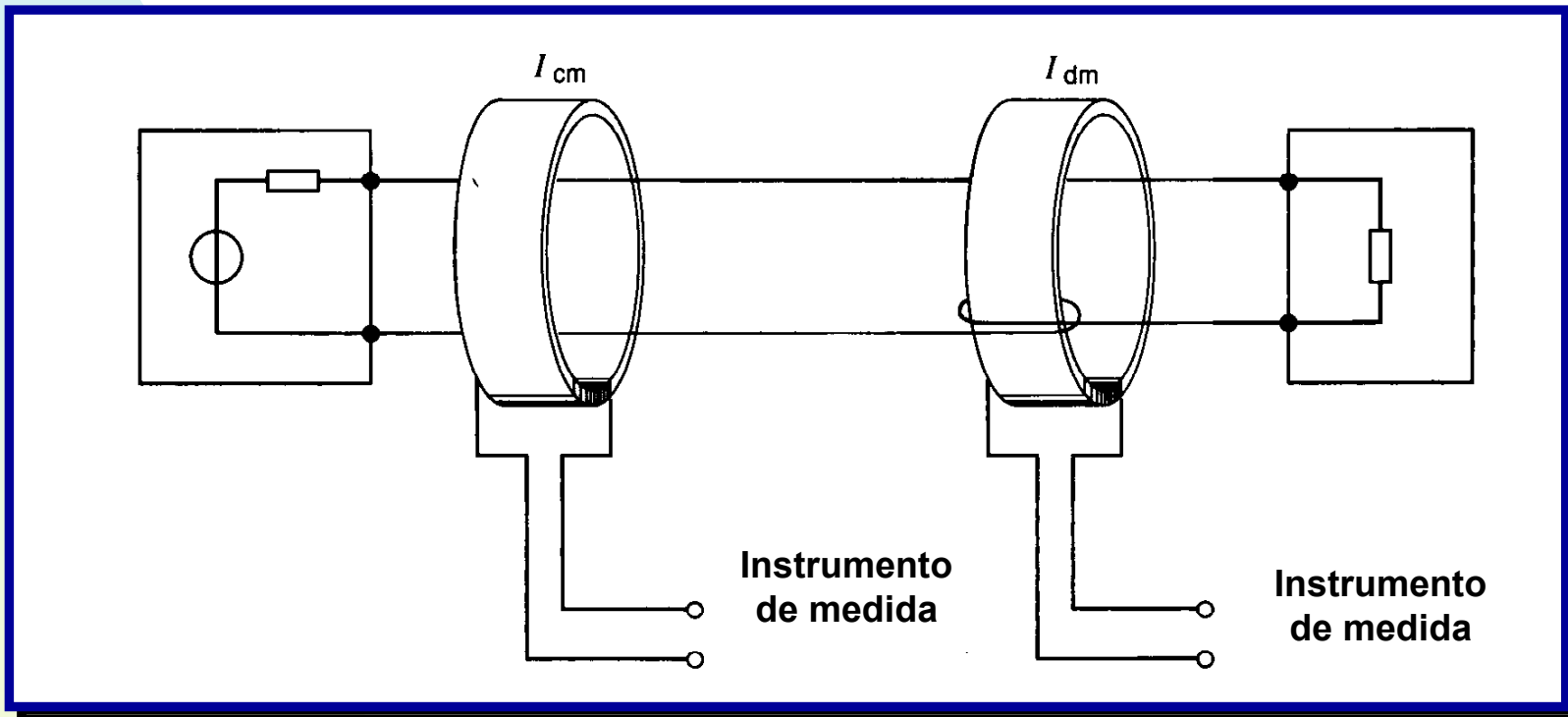
Acoplamiento en modo común



Corriente de modo común que circula por la red de tierra a través de las capacidades parásitas

Acoplamientos por conducción

Medida de corriente en modo común y en modo diferencial





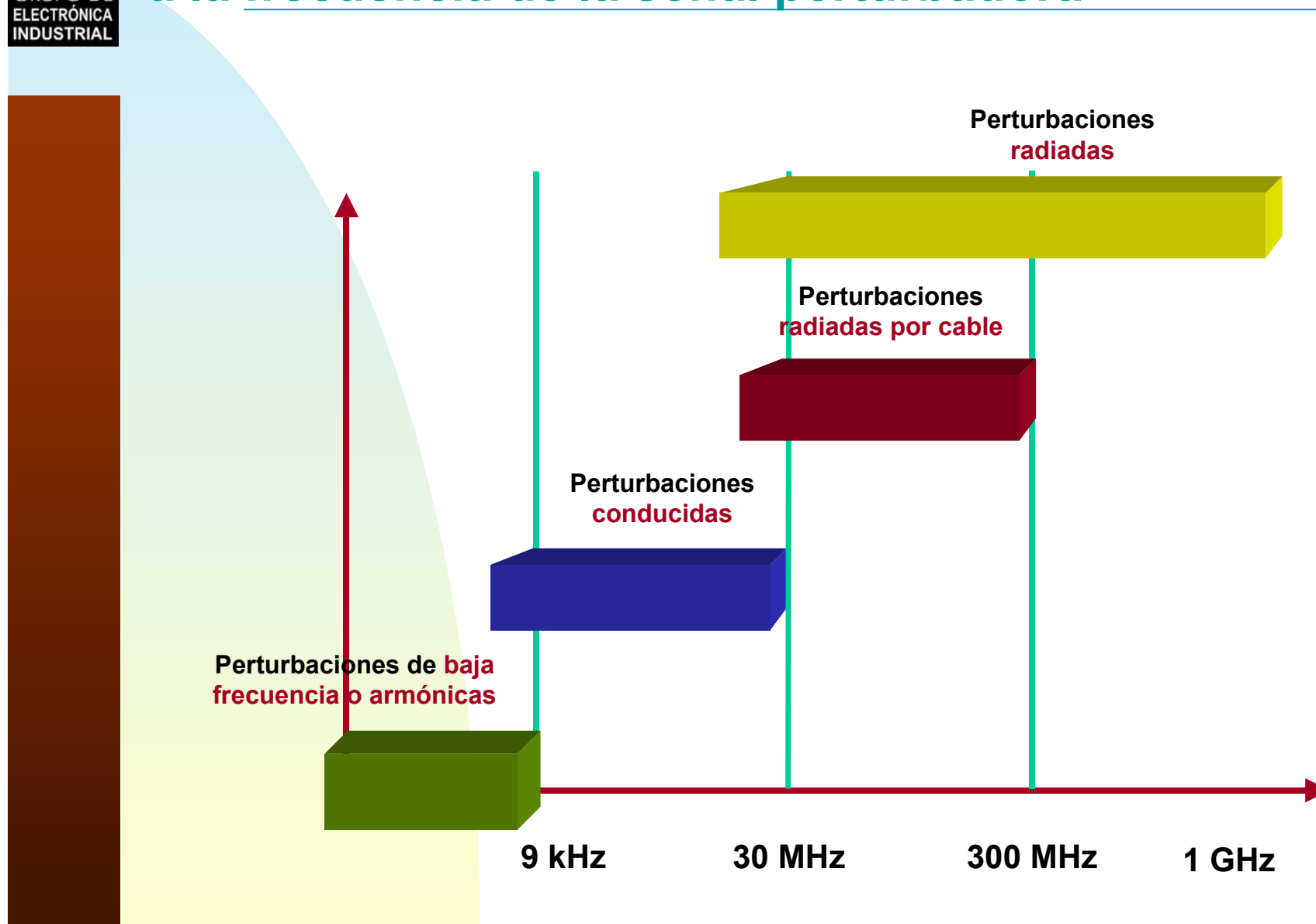
Acoplamientos por radiación

Acoplamiento inductivo

Acoplamiento capacitivo

El acoplamiento tiene lugar mediante la existencia de **campos electromagnéticos** creados por el emisor y recogidos por el receptor susceptible que se encuentra en su entorno

Clasificación de las perturbaciones atendiendo a la frecuencia de la señal perturbadora



Aproximación circuital (variación temporal lenta)

$$\vec{J} \gg \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$



Ec. De Maxwell

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

$$\text{div } \vec{D} = \rho$$

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$

$$\text{div } \vec{B} = 0$$

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E}$$

Ec. Constitutivas
del medio

$$\vec{D} = \epsilon \cdot \vec{E}$$

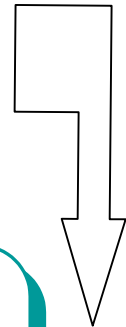
$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H}$$

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E}$$

+ Condiciones de contorno

Solución de:

$$\vec{D}, \vec{E}, \vec{B}, \vec{H}$$



Aproximación circuital (variación temporal lenta)

$$\vec{J} \gg \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$



Electrostática

$$\int \text{div} \vec{E} \cdot d\mathbf{v} = \iint_S \vec{E} \cdot d\vec{s} \quad \text{T. de Gauss}$$

$$\text{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0 \quad \Rightarrow \quad \vec{E} = -\text{grad} V \quad \left| \quad \Rightarrow dV = \vec{E} \cdot d\vec{l} \Rightarrow V = \int \vec{E} \cdot d\vec{l} \right.$$

$$dV = \text{grad} V \cdot d\mathbf{l}$$

$$C = \frac{Q}{V} = \frac{\int_v \rho \cdot d\mathbf{v}}{\int \vec{E} \cdot d\vec{l}} = \frac{\epsilon \cdot \int \text{div} \vec{E} \cdot d\mathbf{v}}{\int \vec{E} \cdot d\vec{l}} = \frac{\epsilon \iiint_s \vec{E} \cdot d\vec{s}}{\int \vec{E} \cdot d\vec{l}}$$

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad \Rightarrow \quad V = \int \frac{\vec{J}}{\sigma} \cdot d\vec{l} = I \cdot \int \frac{d\vec{l}}{S \cdot \sigma} = R \cdot I \quad \text{Ley de Ohm}$$

Aproximación circuital (variación temporal lenta)

$$\vec{J} \gg \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$



Magnetostática

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$

$$\text{div } \vec{B} = 0$$

$$\text{rot } \vec{B} = \mu \cdot \vec{J} \quad \Rightarrow \quad \iint_s \text{rot } \vec{B} \cdot d\vec{s} = \iint_s \mu \cdot \vec{J}$$

Tma. de Stokes

||

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu \cdot I$$

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = I$$

Ley de Ampere

$$L = \frac{\Phi}{I} = \frac{\mu \cdot \iint_s \vec{H} \cdot d\vec{s}}{\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l}}$$

Inductancia

Aproximación circuital (variación temporal lenta)

$$\vec{J} \gg \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$



Campos variables

$$\oiint \text{rot } \vec{E} \cdot d\vec{s} = \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = V \quad \text{T. de Stokes}$$

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \Rightarrow V = \iint_s \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{s}$$

$$V = -\frac{\partial \Phi}{\partial t} \quad \text{Ley de Faraday}$$

$$\text{div } \vec{B} = 0 \Rightarrow \vec{B} = \text{rot } \vec{A}$$

$$\vec{E} = -\text{grad } V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$$

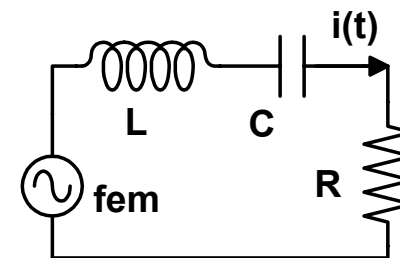
$$\Phi = \iint \vec{B} \cdot d\vec{s}$$

$$\text{fem} = -\frac{\partial (\mathbf{L} \cdot \mathbf{I})}{\partial t} = -\mathbf{L} \cdot \frac{\partial \mathbf{I}}{\partial t}$$

$$\vec{E}_{\text{gen}} = \frac{\vec{J}}{\sigma} + \text{grad } V + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$$

$$\oint \vec{E}_{\text{gen}} \cdot d\vec{l} = \oint \frac{\vec{J}}{\sigma} \cdot d\vec{l} + \oint \text{grad } V \cdot d\vec{l} + \oint \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \cdot d\vec{l}$$

$$\text{fem} = i(t) \cdot R + \frac{1}{C} \int i(t) \cdot dt + L \cdot \frac{\partial i(t)}{\partial t}$$



2ª Ley de Kirchoff

Aproximación circuital (elementos concentrados)

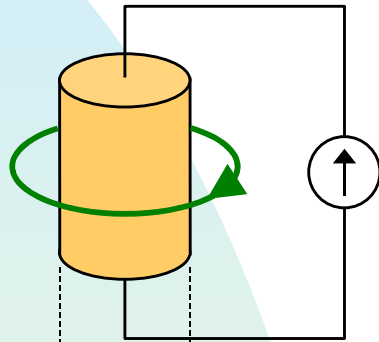


Resistencia $\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \Rightarrow R = \frac{v(t)}{i(t)}$

Capacidad $C = \frac{Q}{V} = \frac{\int i(t) \cdot dt}{v(t)}$

Inductancia $L = \frac{\Phi}{I} = \frac{\int v(t) \cdot dt}{i(t)}$

COMPONENTES PASIVOS: CONDUCTORES

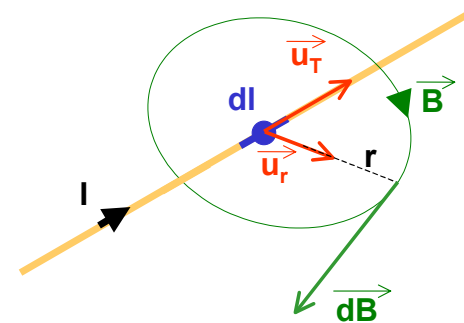


Ley de Biot-Savart: Campo creado por un elemento de corriente

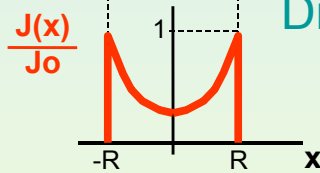
$$d\vec{B} = \frac{\mu \cdot I}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{\vec{u}_T \times \vec{u}_r}{r^2} \cdot dl$$

Ley de Ampere

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum i$$



Distribución de corriente en el interior de un conductor



$$J(x) = J_0 \cdot e^{-x/\delta}$$

J_0 : densidad de corriente en la superficie

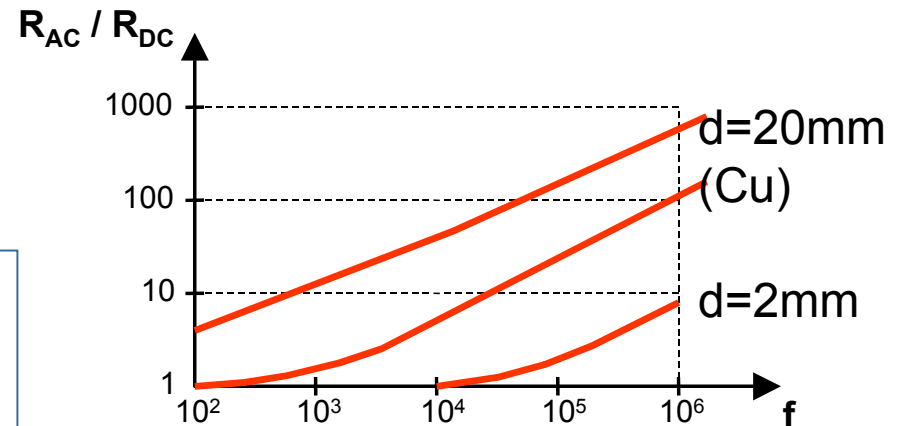
$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}}$$

δ : profundidad skin

Aproximación de Meike y Gundlach

$R_{AC}/R_{DC} = 1$ si $\Phi < 3\delta$

$R_{AC}/R_{DC} = d/4\delta + 0.25$ si $\Phi > 3\delta$





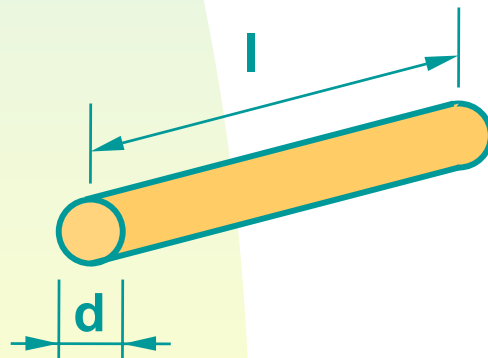
COMPONENTES PASIVOS: *CONDUCTORES*

La presencia del campo magnético externo se asocia a una **inductancia L**
El campo eléctrico debido a las cargas presentes en el conductor se asocia a una **capacidad C**

Ambas dependen de la:

- forma, sección del conductor
- configuración (lazo de corriente)
- los alrededores del circuito

Pueden tratarse como **LÍNEAS DE TRANSMISIÓN**

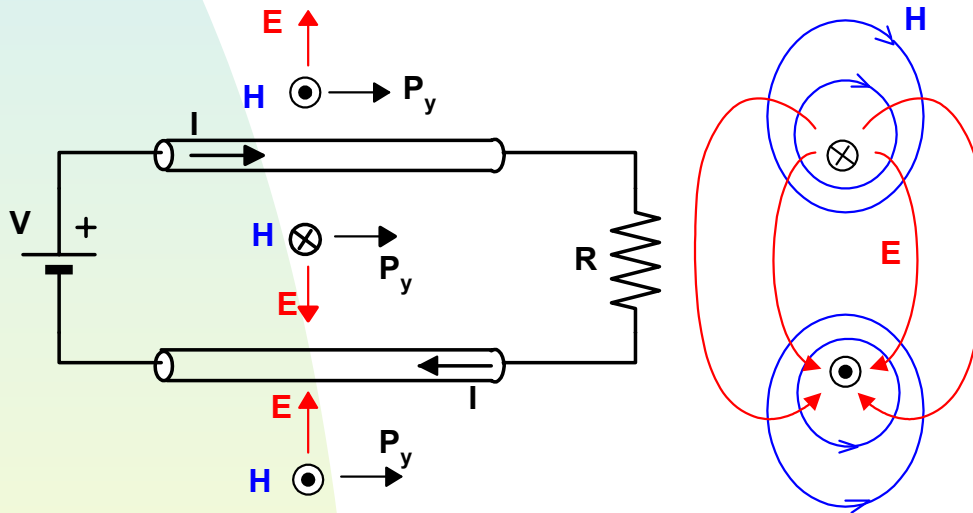


$$L = \frac{\mu \cdot l}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\ln \left(\frac{4 \cdot l}{d} \right) - 1 \right] \quad [\text{H}]$$

COMPONENTES PASIVOS: CONDUCTORES



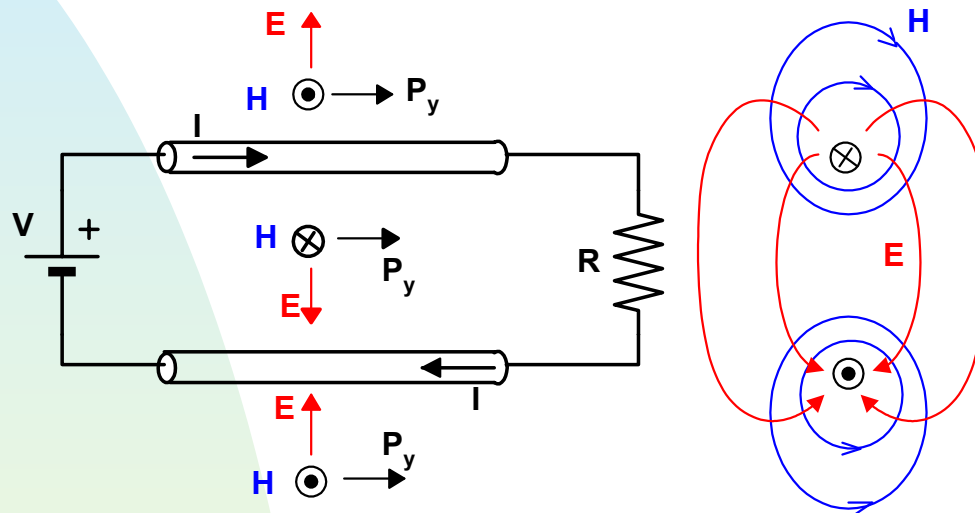
$$L = \frac{\mu \cdot l}{\pi} \left[\ln\left(\frac{2 \cdot D}{d}\right) - \frac{D}{l} \right] \quad [\text{H}]$$



La potencia electromagnética que fluye se calcula:

$$P = \iint \mathbf{P}_y \cdot d\mathbf{S} \quad \text{siendo} \quad \mathbf{P}_y = \vec{\mathbf{E}} \times \vec{\mathbf{H}}$$

COMPONENTES PASIVOS: *CONDUCTORES*



$$\mathbf{P}_y = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$$

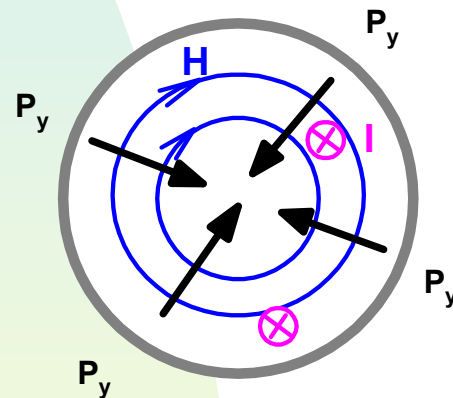
En el exterior de los conductores \mathbf{H} y \mathbf{E} son perpendiculares
La dirección de propagación de \mathbf{P}_y es de la fuente a la carga.

La energía se transmite por el aire hacia la carga. El conductor solo sirve de guía para el transporte.



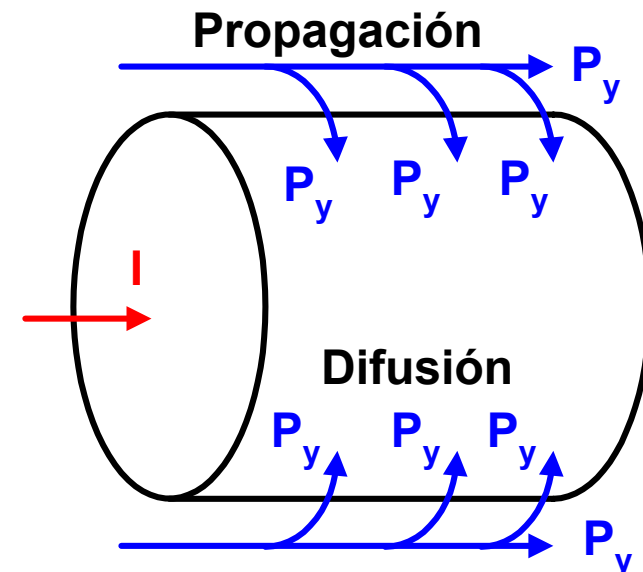
Difusión en conductores

En el interior de los conductores la energía electromagnética (P_y) se transmite hacia el centro



Si $\sigma \rightarrow \infty$, $E \rightarrow 0$ luego $P_y \rightarrow 0$

Un buen conductor debe evitar la penetración del campo E en su interior





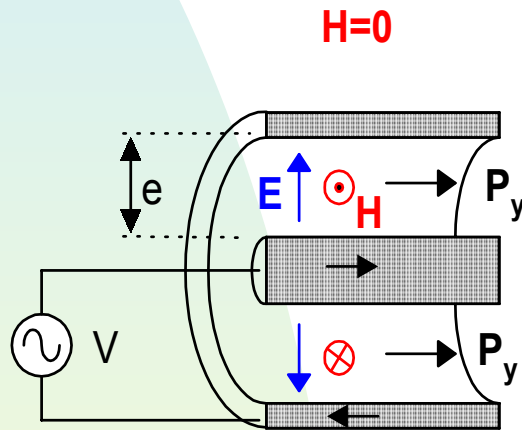
Propagación en cables coaxiales

El campo H en el exterior del cable coaxial es cero al no tener corriente neta

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = I = 0$$

El campo en el interior será:

$$\mathbf{H} = \frac{\mathbf{I}}{2 \cdot \mathbf{r} \cdot \pi} \quad \mathbf{E} = \frac{\mathbf{V}}{\mathbf{e}}$$



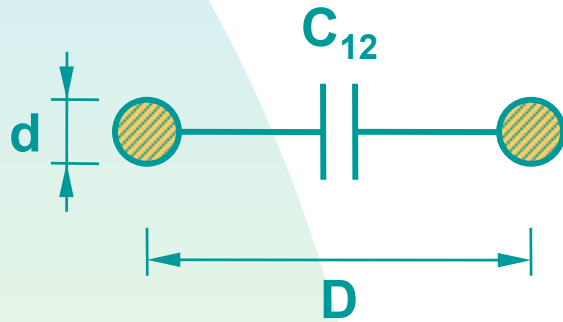
$$\mathbf{P}_y = \mathbf{E} \times \mathbf{H} = \frac{\mathbf{V}}{\mathbf{e}} \cdot \frac{\mathbf{I}}{2 \cdot \pi \cdot \mathbf{r}} \quad \mathbf{P} = \iint \mathbf{P}_y \cdot d\mathbf{S} = \mathbf{P}_y \cdot \mathbf{S} = \mathbf{P}_y \cdot (\mathbf{e} \cdot 2 \cdot \pi \cdot \mathbf{r})$$

$$\mathbf{P} = \left(\frac{\mathbf{V}}{\mathbf{e}} \frac{\mathbf{I}}{2 \pi \mathbf{r}} \right) (\mathbf{e} 2 \pi \mathbf{r}) = \mathbf{V} \cdot \mathbf{I}$$

COMPONENTES PASIVOS: CONDUCTORES



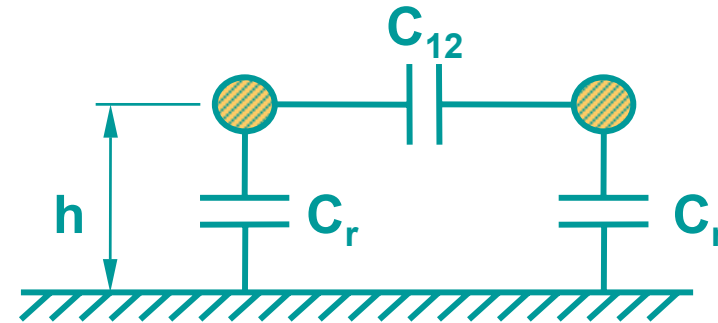
Impedancia externa: Capacidad



$$C_{12} = \frac{\pi \cdot \epsilon \cdot l}{\ln\left(\frac{2 \cdot D}{d}\right)}$$

Impedancia característica

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$$



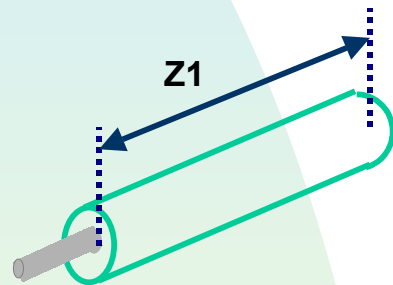
$$C_r = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon \cdot l}{\ln\left[\frac{4 \cdot h}{d} \cdot \left(\left(\frac{2 \cdot h}{D}\right)^2 + 1\right)^{\frac{1}{2}}\right]}$$

$$2 \cdot \pi \cdot \epsilon \cdot l \cdot \ln\left[\left(\frac{2 \cdot h}{D}\right)^2 + 1\right]^{\frac{1}{2}}$$

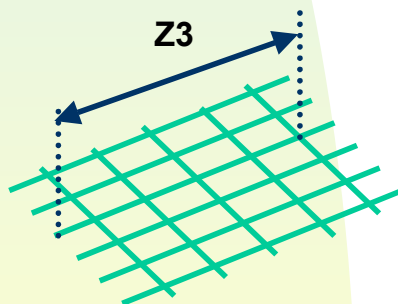
$$C_{12} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon \cdot l \cdot \ln\left[\left(\frac{2 \cdot h}{D}\right)^2 + 1\right]^{\frac{1}{2}}}{\ln\left[\frac{4 \cdot h}{d} \cdot \left(\left(\frac{2 \cdot h}{D}\right)^2 + 1\right)^{\frac{1}{2}}\right] \cdot \ln\left[\frac{4 \cdot h}{d} \cdot \left(\left(\frac{2 \cdot h}{D}\right)^2 + 1\right)^{-\frac{1}{2}}\right]}$$



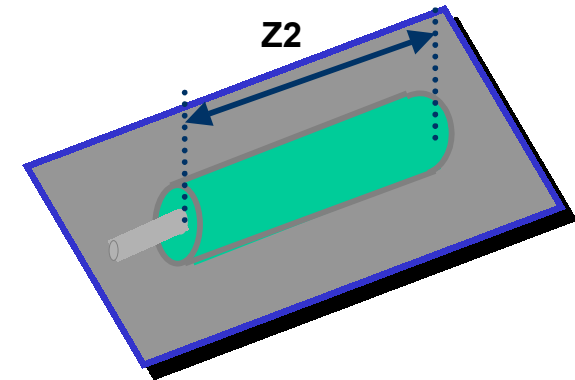
Impedancia por unidad de longitud según el tipo de conductor



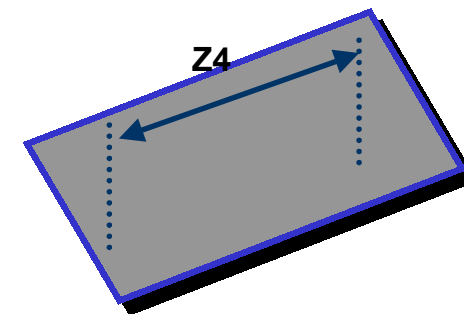
Cable desnudo



Malla metálica con contacto en todos los cruces



Cable sujeto a una superficie metálica



Plano metálico

Para una misma longitud:
 $Z1 > Z2 > Z3 > Z4$

COMPONENTES PASIVOS: CONDUCTORES



Velocidad de propagación

El material aislante es el canal de propagación de la energía electromagnética. La velocidad de propagación será:

$$v = \frac{d}{t} \quad P[W] = \frac{(E_{\text{mag}} + E_{\text{elec}})}{t} = \mathbf{E \cdot H \cdot (e \cdot 2 \cdot \pi \cdot r)}$$

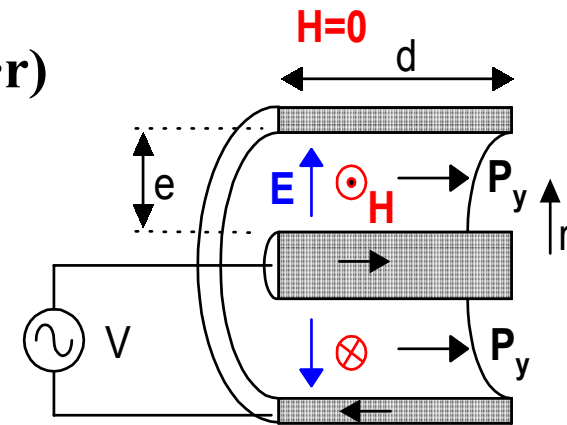
$$v = \frac{d}{t} = d \cdot \frac{P}{E_{\text{mag}} + E_{\text{elec}}} = \frac{\mathbf{E \cdot H \cdot e \cdot (2 \cdot \pi \cdot r)}}{E_{\text{mag}} + E_{\text{elec}}}$$

$$E_{\text{mag}} = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H^2 \cdot e \cdot d \cdot (2 \pi \cdot r)$$

$$E_{\text{elec}} = \frac{1}{2} \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot E^2 \cdot e \cdot d \cdot (2 \pi \cdot r)$$

$$v = \frac{1}{\left(\frac{1}{2} \epsilon \frac{E}{H} \right) + \left(\frac{1}{2} \mu \frac{H}{E} \right)}$$

Velocidad de propagación



**Impedancia del campo
electromagnético E/H [Ω]**

COMPONENTES PASIVOS: CONDUCTORES



Velocidad de propagación

$E/H = (\mu/\epsilon)^{1/2}$ Impedancia de onda [Ω],
depende del medio

Si $E_{\text{mag}} = E_{\text{elec}}$

En el vacío $E/H = (\mu_0/\epsilon_0)^{1/2} = 4\pi \cdot 10^{-7} / (8.85 \cdot 10^{-12}) = 377 \Omega$

$V = 300\,000 \text{ Km/s}$

Si $E_{\text{mag}} < E_{\text{elec}}$

La impedancia $Z = E/H$ es elevada

$V = 2 \cdot E / (\epsilon \cdot E) \ll 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$

$H \rightarrow 0 \Rightarrow v \rightarrow 0$

Si $E_{\text{mag}} > E_{\text{elec}}$

La impedancia $Z = E/H$ es baja

$V = 2 \cdot E / (\mu \cdot H) \ll 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$

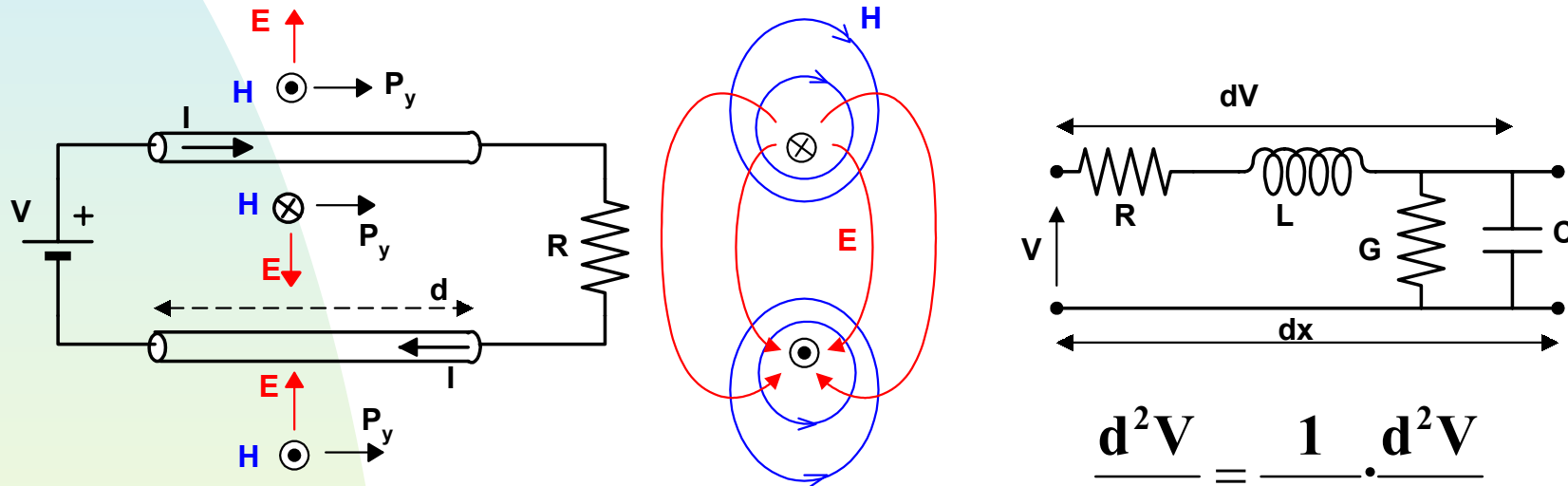
$E \rightarrow 0 \Rightarrow v \rightarrow 0$

$$v = \frac{1}{\left(\frac{1}{2} \epsilon \frac{E}{H}\right) + \left(\frac{1}{2} \mu \frac{H}{E}\right)}$$

Velocidad de propagación



Línea bifilar. Análisis como línea de transmisión:



$$\frac{d^2V}{dt^2} = \frac{1}{L \cdot C} \cdot \frac{d^2V}{dx^2}$$

Velocidad de propagación

$$v = \sqrt{L \cdot C} \quad [\text{m/s}]$$

Impedancia de línea

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad [\Omega]$$



Resumen

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot d \cdot F$$

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{d}{F}$$

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = F \cdot \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r}}$$

$$\sqrt{L \cdot C} = d \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r}$$

E:

depende de la geometría transversal

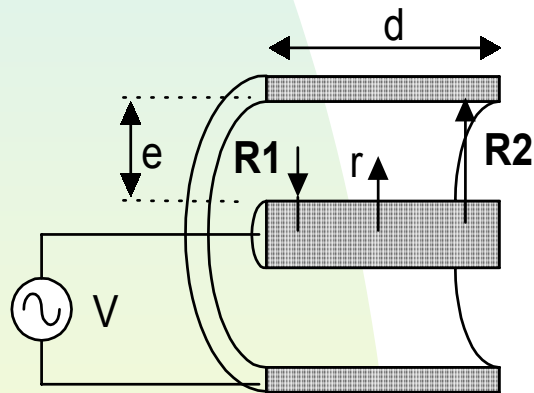
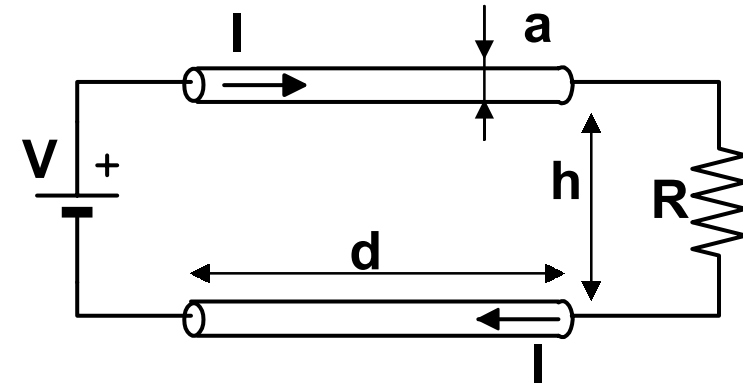
Z y $(L \cdot C)^{1/2}$:

depende del material (μ, ε)
y de la geometría transversal (F)
NO depende de la longitud (d)



Línea bifilar

$$F = \frac{1}{\pi} \cdot \text{Log} \left(\frac{2 \cdot h}{a} \right)$$

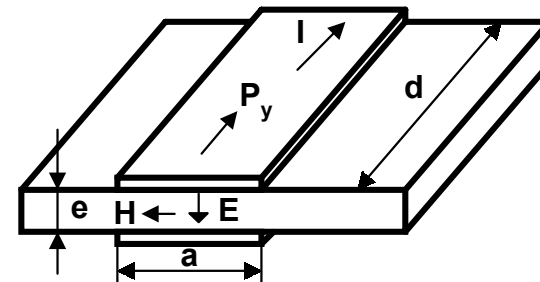


Cable coaxial

$$F = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \text{Log} \left(\frac{R2}{R1} \right)$$

Conductores planos

$$F = \frac{e}{a}$$



COMPONENTES PASIVOS: *CONDUCTORES*

Impedancia
de onda $E/H=377\Omega$



Ejemplo

Línea bifilar 16A/220V

$$d=20\text{m}$$

$$a=2\text{mm}$$

$$h=10\text{mm}$$

$$\epsilon_r = \mu_r = 1$$

$$Z=V/I=14\Omega$$

$$F=0.73$$

$$L=18\mu\text{H}$$

$$C=240\text{pF}$$

$$E_{\text{mag}}=1/2 \cdot L \cdot I^2=2.3\text{mJ}$$

$$E_{\text{elec}}=1/2 \cdot C \cdot V^2=6.3 \mu\text{J}$$

$$E_{\text{elec}}/E_{\text{mag}}=2.7 \cdot 10^{-3}$$

COMPORTAMIENTO INDUCTIVO, ($E/H \ll 377$)

Conductores planos 2A/20V

$$d=10\text{m}$$

$$e=1\text{mm}$$

$$a=5\text{cm}$$

$$Z=V/I=10\Omega$$

$$F=0.02$$

$$L=250\text{nH}$$

$$C=4.4\text{nF}$$

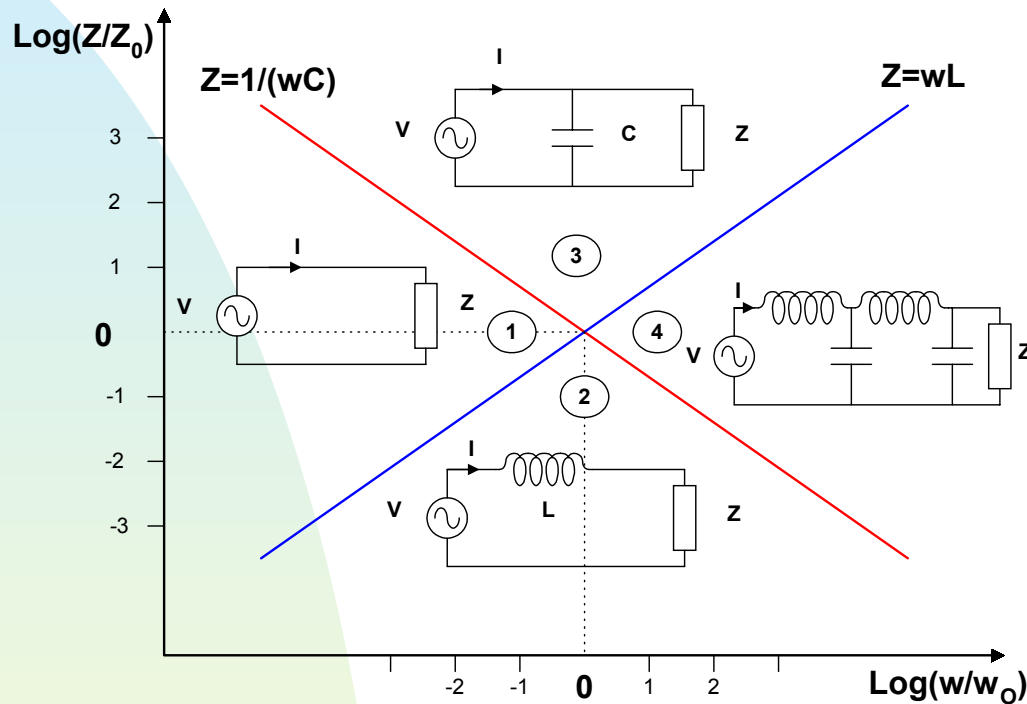
$$E_{\text{mag}}=1/2 \cdot L \cdot I^2=500\text{nJ}$$

$$E_{\text{elec}}=1/2 \cdot C \cdot V^2=880\text{nJ}$$

$$E_{\text{elec}}/E_{\text{mag}}=1.8$$

COMPORTAMIENTO CAPACITIVO, ($E/H \gg 377$)

COMPONENTES PASIVOS: CONDUCTORES



Si $Z \uparrow \rightarrow t_{\text{propagación}} \uparrow$
Si $Z \downarrow \rightarrow t_{\text{propagación}} \uparrow$

La zona 1 se utiliza para transporte de energía

Las zonas 2 y 3 no permiten la transmisión de potencia a determinadas frecuencias

En general la zona 4 no se utiliza para el transporte de energía.

Un caso particular de la zona 4 se utiliza para transmisión de señales ($Z=Z_0$).

En este punto aunque el tiempo de propagación es elevado (mayor que el periodo de la señal), ésta se transmite correctamente evitándose reflexiones en la carga si $Z=Z_0$.

COMPONENTES PASIVOS: CONDUCTORES



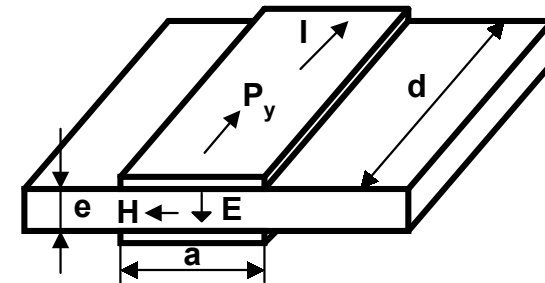
Para evitar resonancias parásitas en las fuentes de alimentación, el tiempo de propagación en la línea debe ser inferior que el tiempo de conmutación de los semiconductores

$$L = \mu \cdot d \cdot (e/a)$$

$$C = \varepsilon \cdot d \cdot (a/e)$$

$$(L/C)^{1/2} = (e/a) \cdot (\mu/\varepsilon)^{1/2}$$

$$(L \cdot C)^{1/2} = d \cdot (\mu \cdot \varepsilon)^{1/2} \quad \leftarrow \text{máxima velocidad de propagación}$$



Tenemos que:

$$H \cdot a = I, \quad E \cdot e = V \Rightarrow E/H = (V/I) \cdot (a/e)$$

$$(a/e) = (\mu/\varepsilon)^{1/2} \cdot (C/L)^{1/2} = (E/H) \cdot (I/V)$$

donde

$(\mu/\varepsilon)^{1/2}$ impedancia del material

$(L/C)^{1/2}$ impedancia de línea

(E/H) impedancia de onda

(V/I) impedancia del circuito eléctrico

COMPONENTES PASIVOS: CONDUCTORES



Tiempo de propagación

Velocidad de propagación es:

$$v = \frac{1}{\left(\frac{1}{2}\epsilon \frac{E}{H}\right) + \left(\frac{1}{2}\mu \frac{H}{E}\right)}$$

Como $(E/H) = (a/e) \cdot (V/I)$

El tiempo de propagación depende de:

- las distancias “d” y “(a/e)”
- el material (ϵ , μ)
- la impedancia del circuito (V/I)

Tiempo de propagación

$$t = \frac{d}{v} = d \cdot \left(\left(\frac{1}{2}\epsilon \frac{E}{H} \right) + \left(\frac{1}{2}\mu \frac{H}{E} \right) \right)$$

$$t = \frac{d}{2} \cdot \sqrt{\epsilon \cdot \mu} \cdot \left(\left(\frac{E}{H} \right) \cdot \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} + \left(\frac{H}{E} \right) \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \right)$$

$$t = \frac{d}{2} \cdot \sqrt{\epsilon \cdot \mu} \cdot \left(X + \frac{1}{X} \right)$$

$$X = \frac{a}{e} \cdot \frac{V}{I} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}}$$

COMPONENTES PASIVOS: CONDUCTORES



Tiempo de propagación mínimo

$$\frac{dt}{dX} = \frac{d}{2} \cdot \sqrt{\epsilon \cdot \mu} \cdot \left(1 - \frac{1}{X^2}\right)$$

mínimo $\frac{dt}{dX} = 0 \Rightarrow X = 1 \Rightarrow \frac{a}{e} = (I/V) \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$

Como

$$(a/e) = (\mu/\epsilon)^{1/2} \cdot (C/L)^{1/2} = (E/H) \cdot (I/V) \Rightarrow$$

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{V}{I}$$

$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

t_p es mínimo si

la impedancia de línea = impedancia del circuito eléctrico
la impedancia de onda = la impedancia del material

COMPONENTES PASIVOS: CONDUCTORES, Ejemplo



Máxima velocidad de propagación en un circuito diseñado sobre una PCB ($\epsilon_r=4.5$), de 100 W, 10 V, 10 A:

$$(V/I)=1 \Omega$$

$$(\mu/\epsilon)^{1/2}=377/4.5^{1/2}=178 \Omega$$

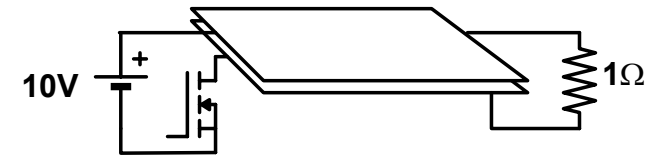
La máxima velocidad se obtiene si
necesitamos que $E/H=178 \Omega$

$$\text{luego } \frac{a}{e} = (I/V) \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \frac{178}{1} \Rightarrow \begin{matrix} e=0.2 \text{ mm} \\ a=36 \text{ mm} \end{matrix}$$

La velocidad de propagación será:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu \cdot \epsilon}} = 141 \cdot 10^6 \text{ [m/s]}$$

Longitud de la pista



$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

Si utilizamos un MOSFET que conmute con 3ns trataremos de que el tiempo de propagación sea también de 3ns

$$d=v \cdot t=141 \cdot 10^6 \text{ m/s} \cdot 3 \text{ ns}=40 \text{ cm}$$



CONCLUSIÓN:

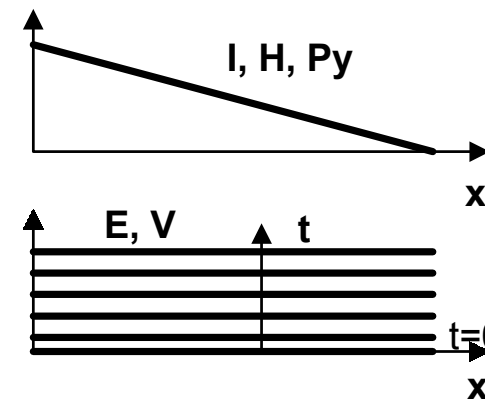
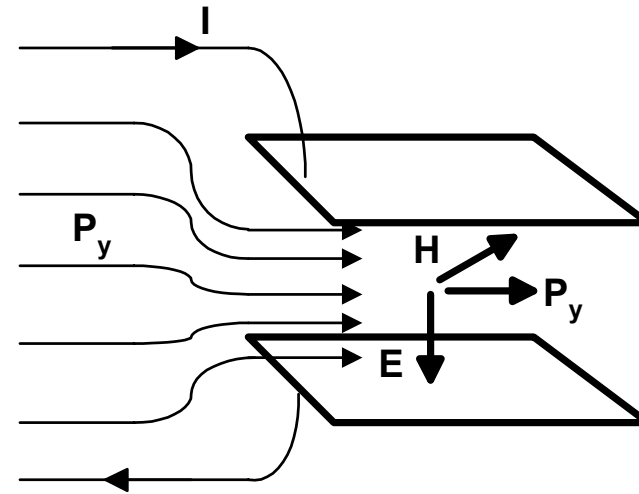
Si $(V/I) < (\mu/\epsilon)^{1/2} \Rightarrow$ necesitamos elevados valores de $(a/e) \uparrow$ para tener $X=1$ y reducir el tiempo de propagación.

COMPONENTES PASIVOS: *CONDENSADORES*

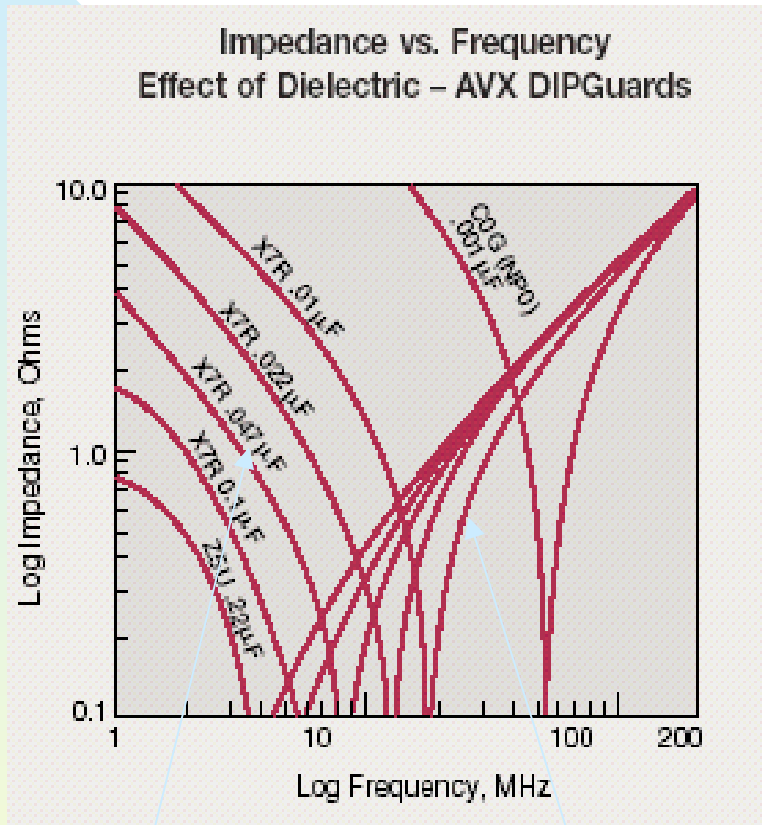


Tenemos $E \uparrow$ y $H \downarrow$

Las placas están a igual tensión
aumentando ésta con el tiempo
a medida que circula corriente.

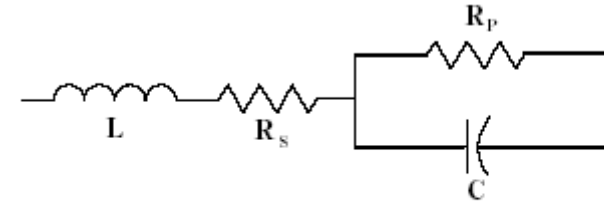


COMPONENTES PASIVOS: CONDENSADORES



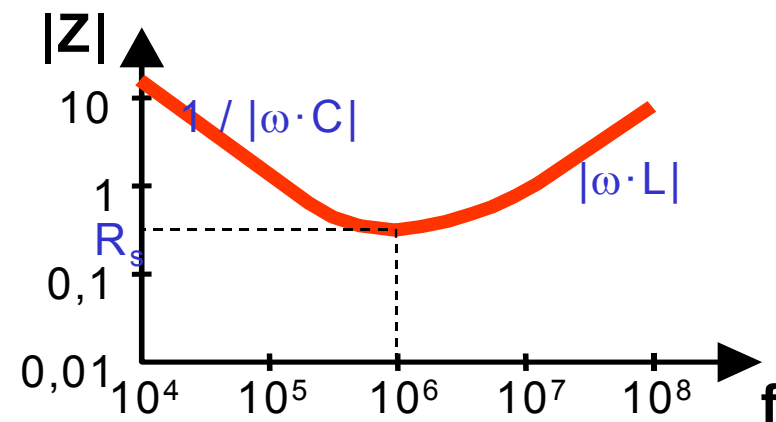
C

L

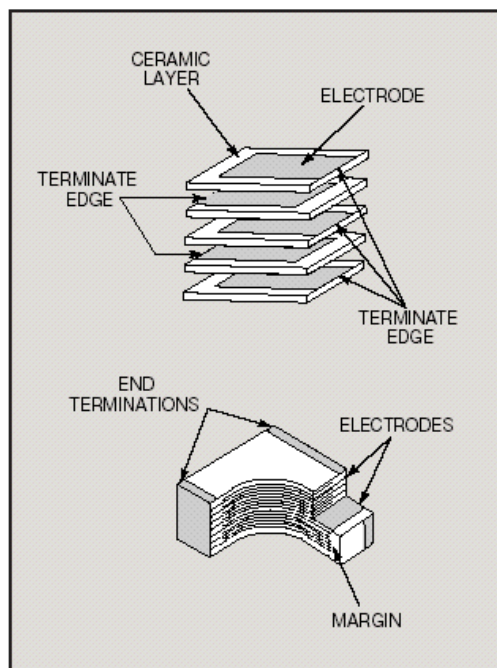


C = Capacitance L = Inductance
R_s = Series Resistance R_p = Parallel Resistance

Una variación de tensión induce corriente

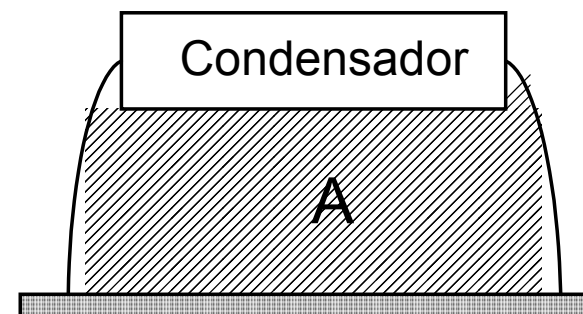
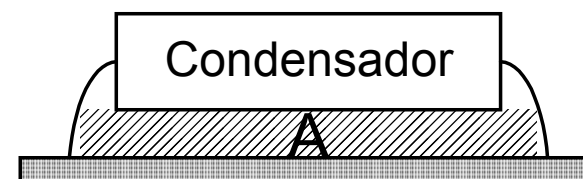


COMPONENTES PASIVOS: CONDENSADORES



Tipos:

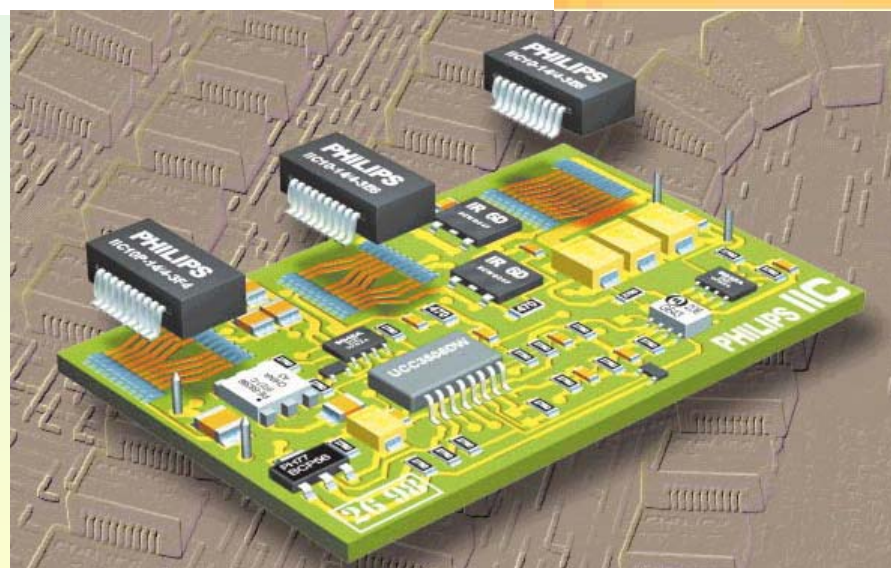
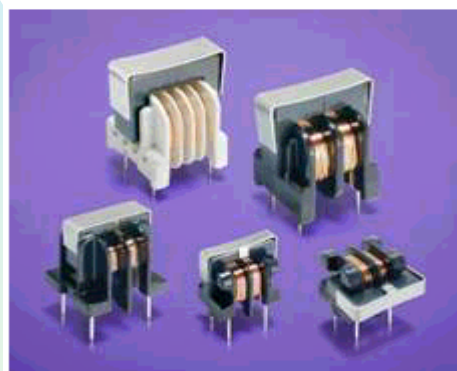
Electrolíticos
Cerámicos
Plastico Metalizado



Si A aumenta la inductancia parásita también aumenta



BU Series Common Mode Chokes



COMPONENTES PASIVOS: **BOBINAS**



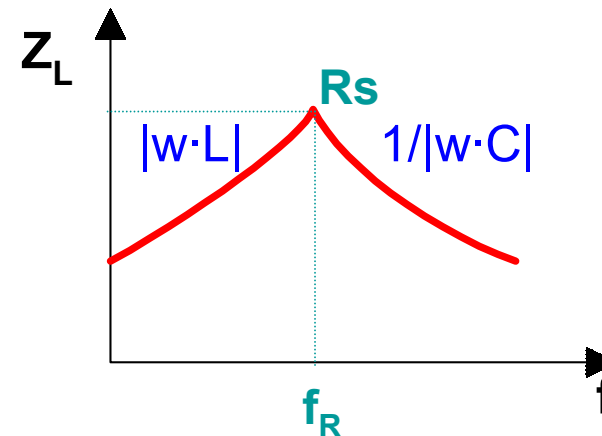
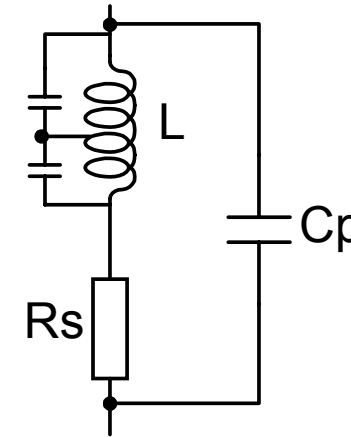
$$u = L \cdot \frac{di}{dt}$$

- Una variación de corriente induce tensión

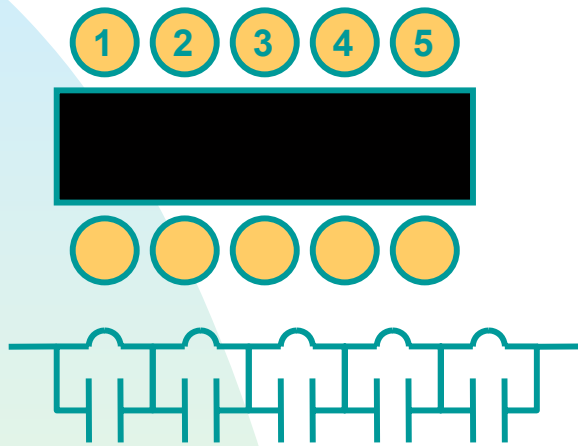
Efectos a tener en cuenta:

- efecto skin
- efecto proximidad
- efectos capacitivos

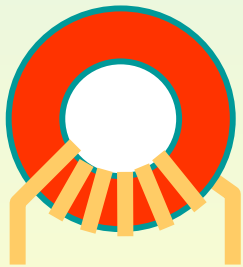
Modelo eléctrico



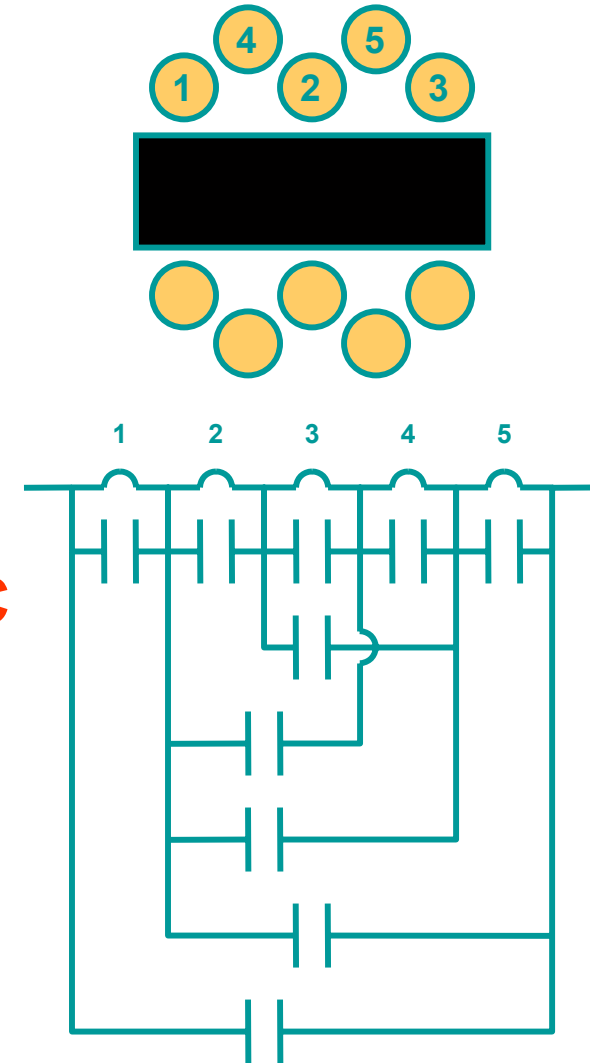
COMPONENTES PASIVOS: *BOBINAS*



$$C_p = C/5$$



$$C_p = 2C$$



COMPONENTES PASIVOS: **BOBINAS**

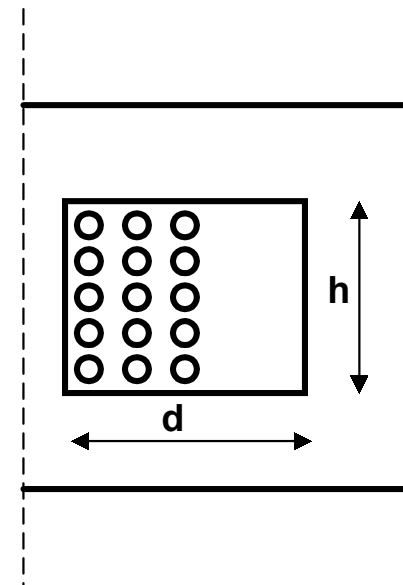


En el caso de bobinas devanadas convencionales
El condensador parásito puede provocar
oscilaciones al resonar con la inductancia.

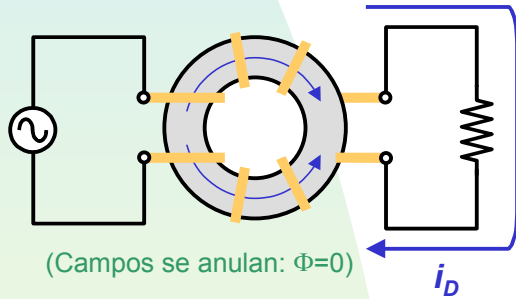
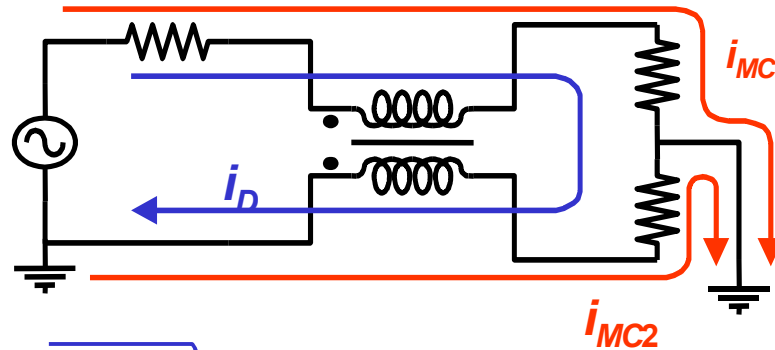
Para evitar dichas oscilaciones $(L \cdot C)^{1/2}$ debe
ser inferior al tiempo de conmutación del
semiconductor.

Para reducir C:

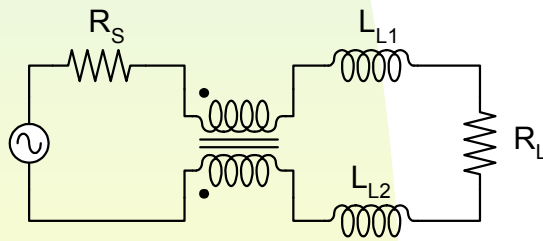
- aumentar “d”
- reducir “h”
- manteniendo $(d \cdot h) = cte$



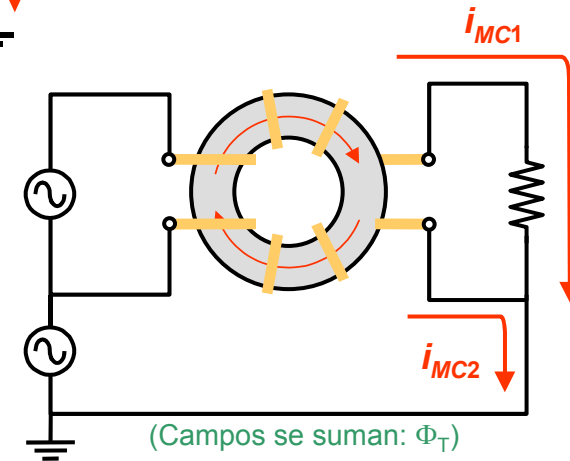
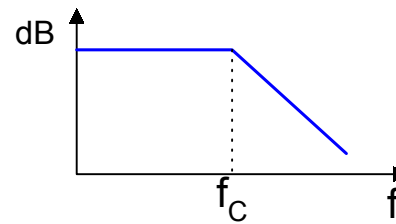
COMPONENTES PASIVOS: BOBINAS



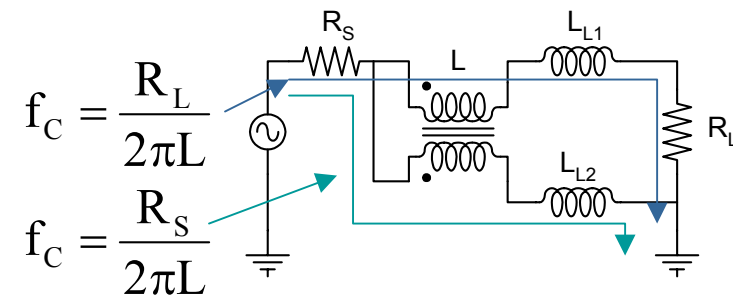
MODO DIFERENCIAL



$$L_D = L_{L1} + L_{L2} \quad f_C = \frac{R_L}{2\pi L_D}$$



MODO COMÚN

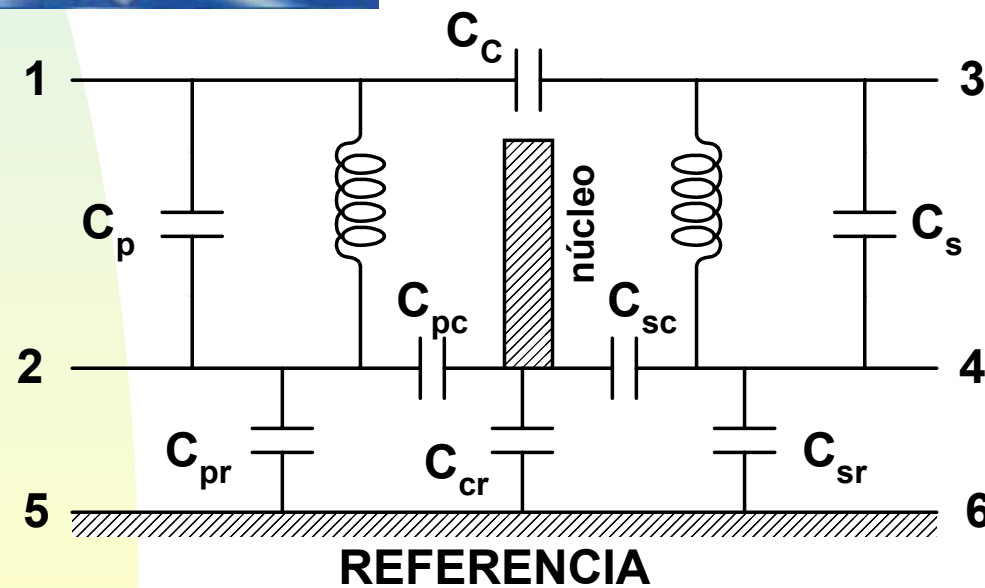
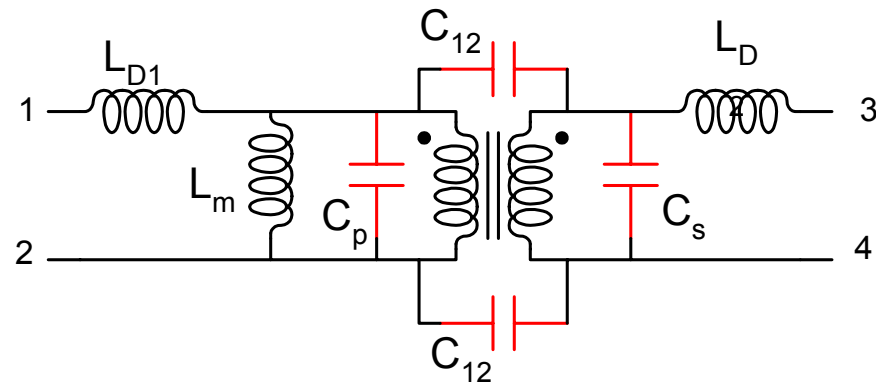


$$f_C = \frac{R_L}{2\pi L} \quad f_C = \frac{R_S}{2\pi L}$$

COMPONENTES PASIVOS: TRANSFORMADORES



MODELO

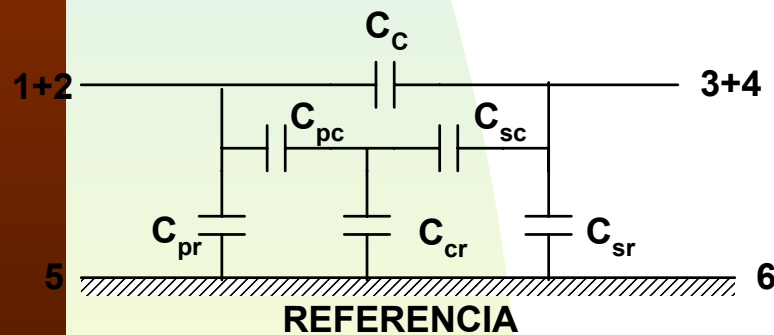


COMPONENTES PASIVOS: TRANSFORMADORES

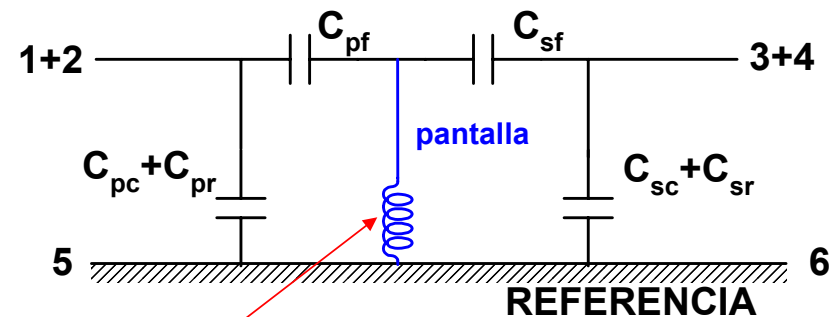


¿Cómo reducir las interferencias en MODO COMÚN?

- Bajar el valor de C_C
- Separar primario de secundario
- Colocar una pantalla entre ambos conectada a referencia
- La pantalla ha de rodear el devanado sin formar un bucle cerrado (evitar espira en cortocircuito)



Configuración MC-MC



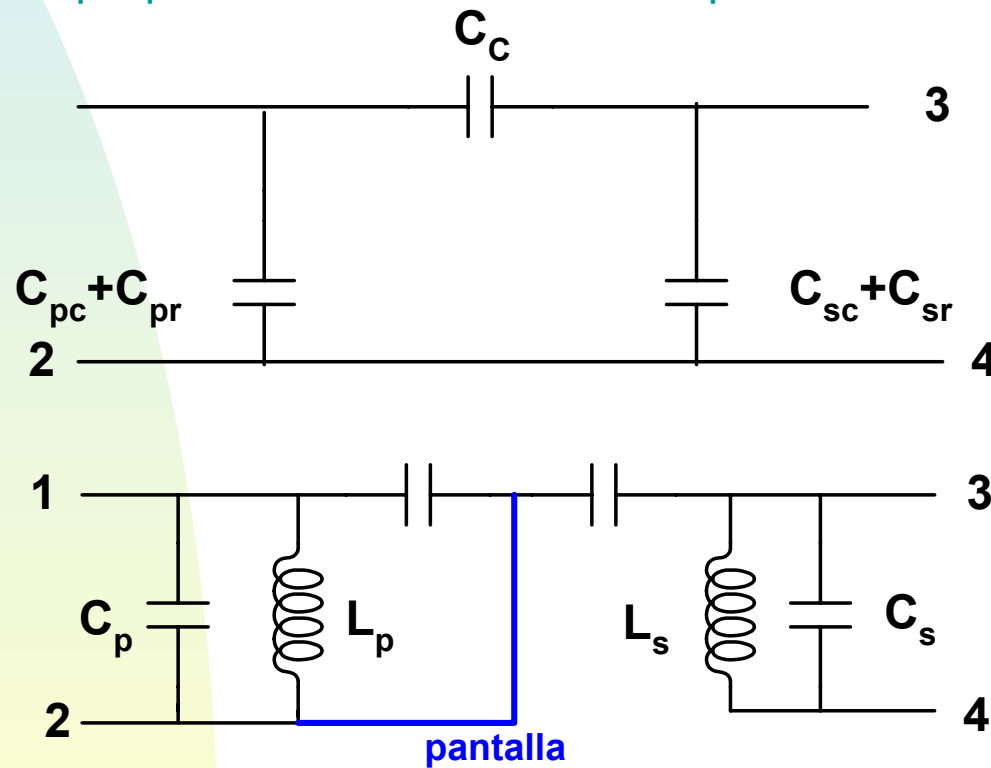
**El núcleo se conecta a tierra ⇒
 C_{cr} queda cortocircuitado**

COMPONENTES PASIVOS: *TRANSFORMADORES*



¿Cómo reducir las interferencias en MODO DIFERENCIAL?

- Colocar una pantalla en cada devanado conectándola al propio devanado en un único punto



COMPONENTES PASIVOS: TRANSFORMADORES



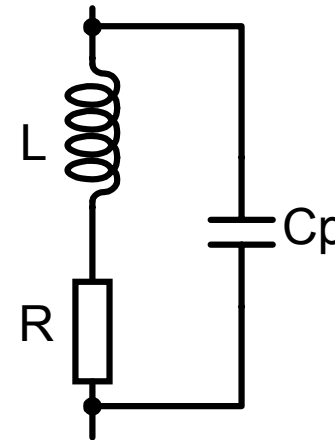
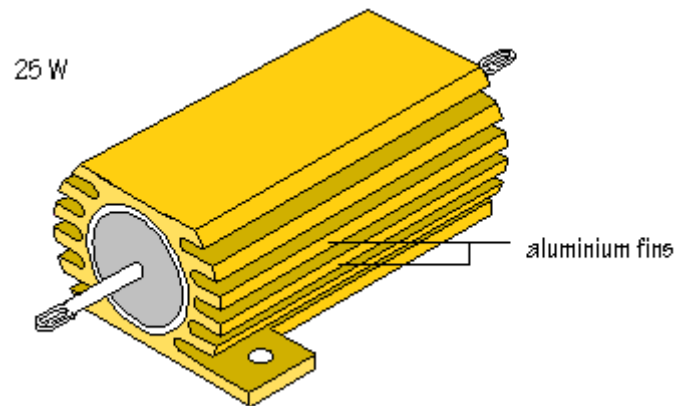
Transformador	Esquema	Aislamiento	
		LF	HF
Normal	<p>Primario Secundario</p>	OK	INEFICAZ
Pantalla simple	<p>Primario Secundario</p>	OK	MEDIO
Pantalla doble	<p><i>Pantalla de modo común</i></p> <p>Primario Secundario</p> <p>TN-S</p> <p>PE</p>	OK	BUENO

COMPONENTES PASIVOS: *RESISTENCIAS*



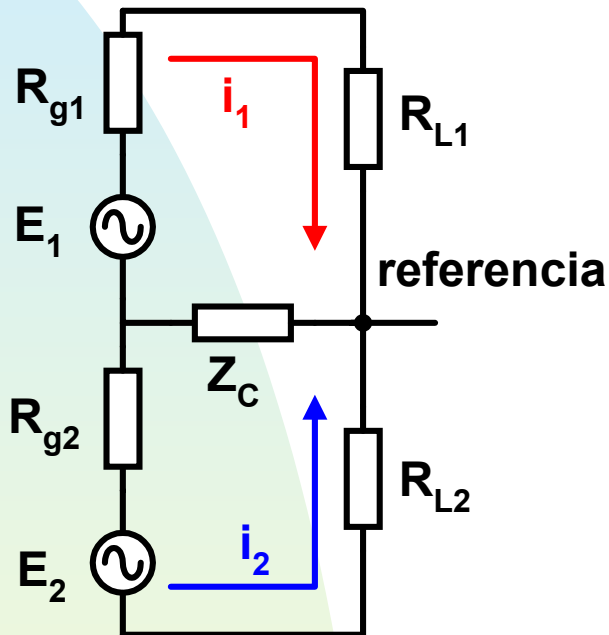
Tipos:

Carbón
Bobinadas, etc



¡Ojo con las patas!: aumentan la L parásita

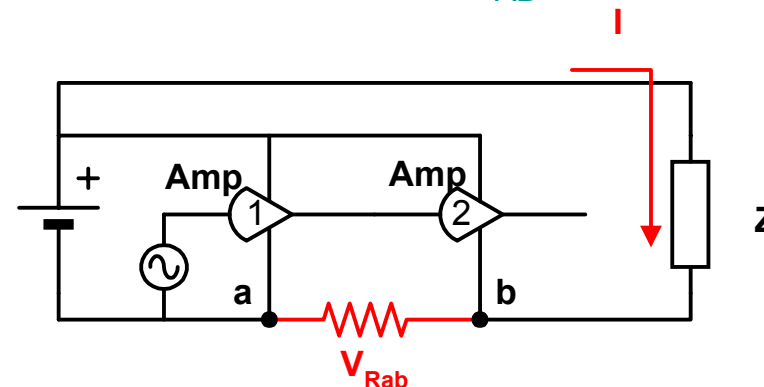
ACOPLAMIENTOS : Acoplamiento por conducción (impedancia común)



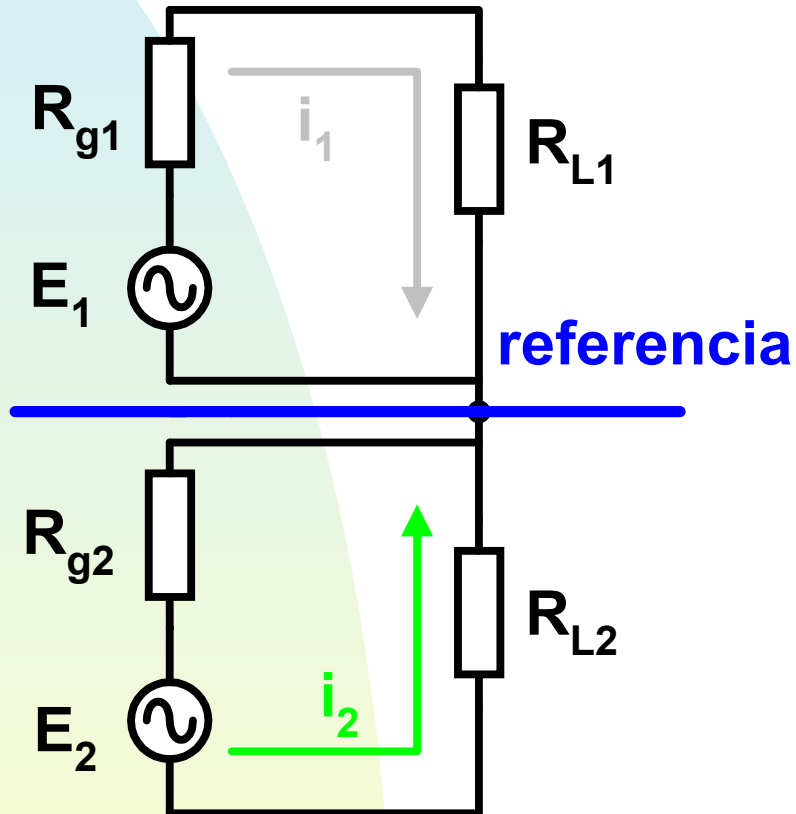
Recomendaciones:

- Masas cortas
- Evitar bucles
- Punto central de masas
- Radiación: dos lazos

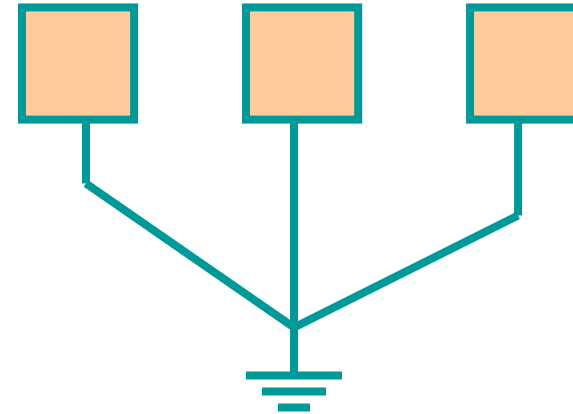
Si A-B demasiado largo el AMP2 amplificará la salida de AMP1 y la caída de tensión en R_{AB}



ACOPLAMIENTOS : Acoplamiento por conducción (impedancia común)



Solución

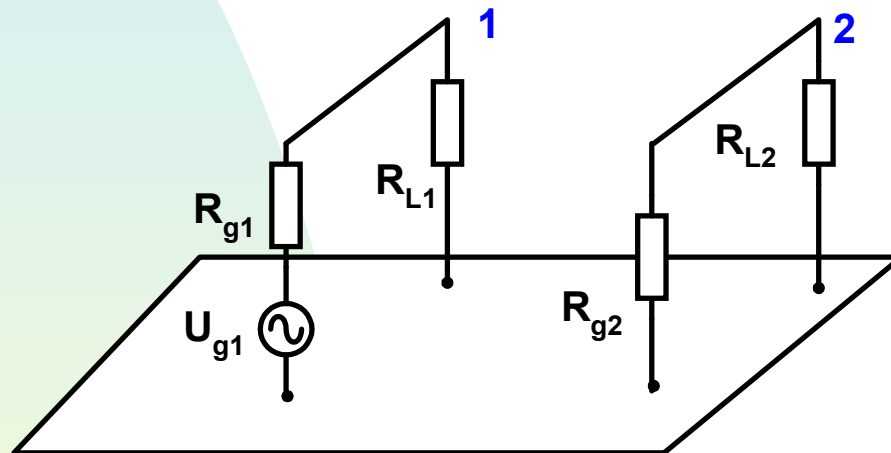


ACOPLAMIENTOS : Acoplamiento capacitivo



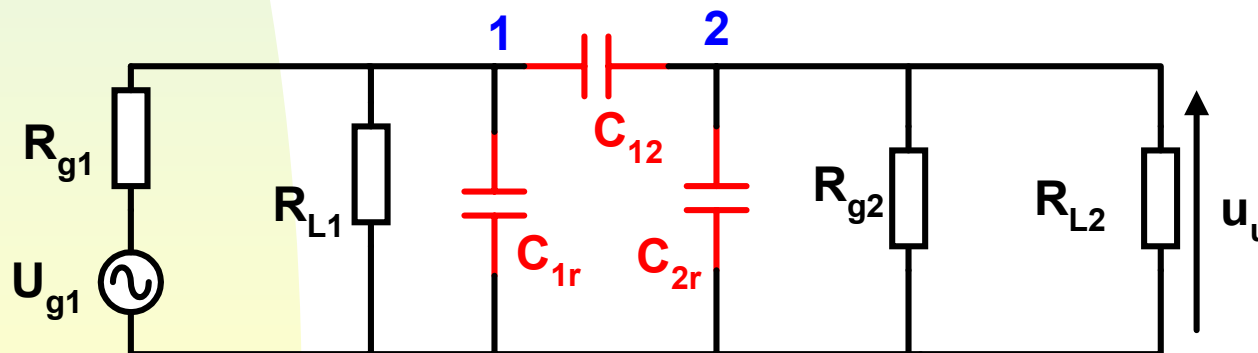
También llamado acoplamiento electrostático

*Inducción
electrostática*

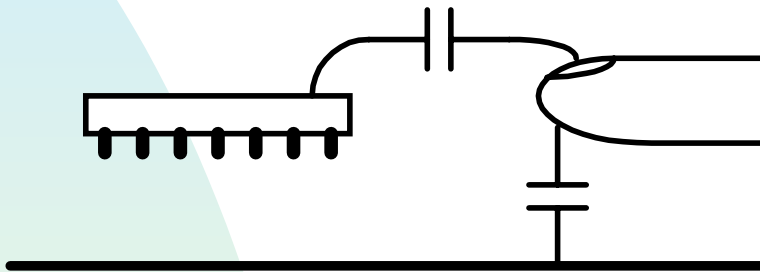


Para cuantificar este fenómeno:
Capacidades parásitas

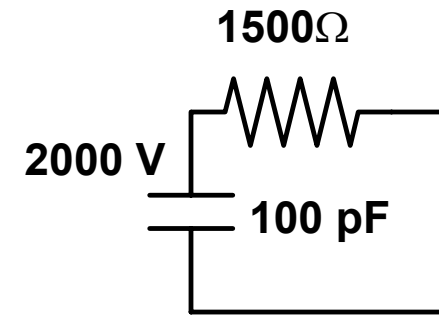
- Proporcionales a la superficie entre los dos circuitos
- Inversamente proporcionales a la distancia entre los circuitos



ACOPLAMIENTOS : Acoplamiento capacitivo



Configuración física



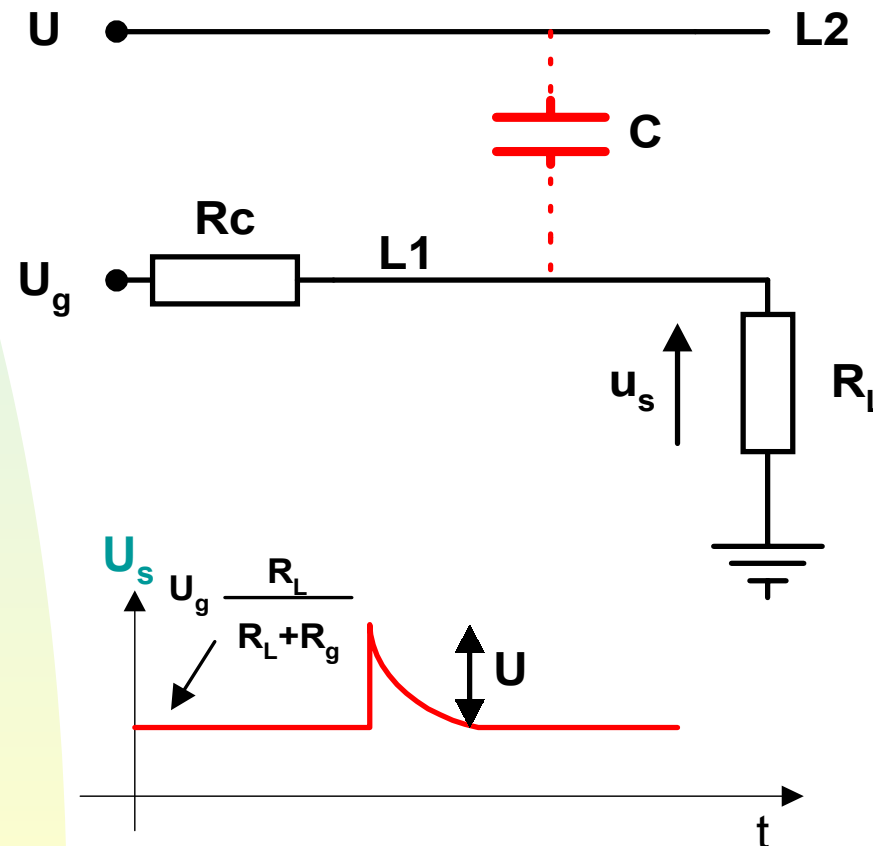
Circuito equivalente

ACOPLAMIENTOS : Acoplamiento capacitivo



La intensidad de la perturbación depende de dv/dt

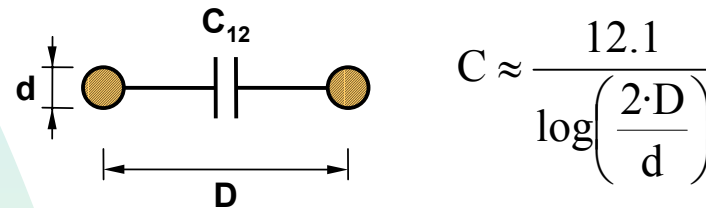
La variación de carga modifica la distribución de campo eléctrico en el conductor y eso afecta a su vez a la distribución de carga en el resto de los conductores.



ACOPLAMIENTOS : Acoplamiento capacitivo

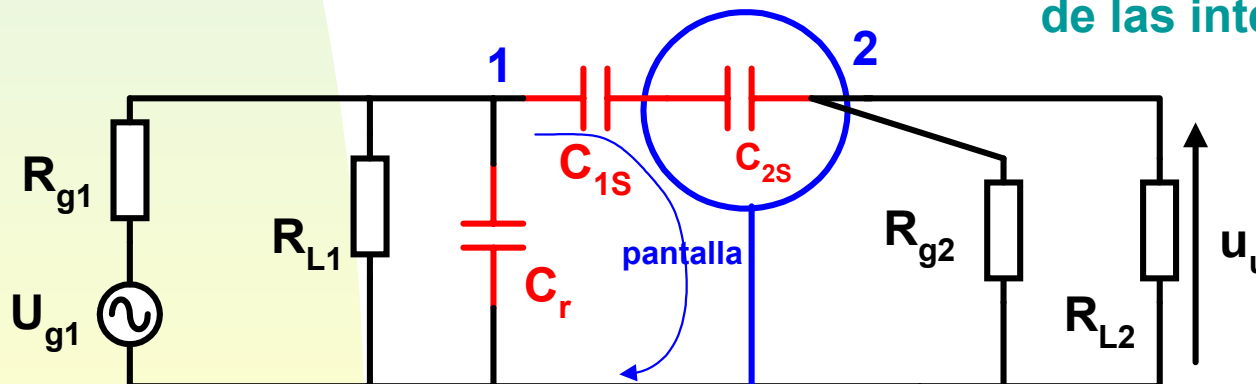


La intensidad de la perturbación depende de dv/dt

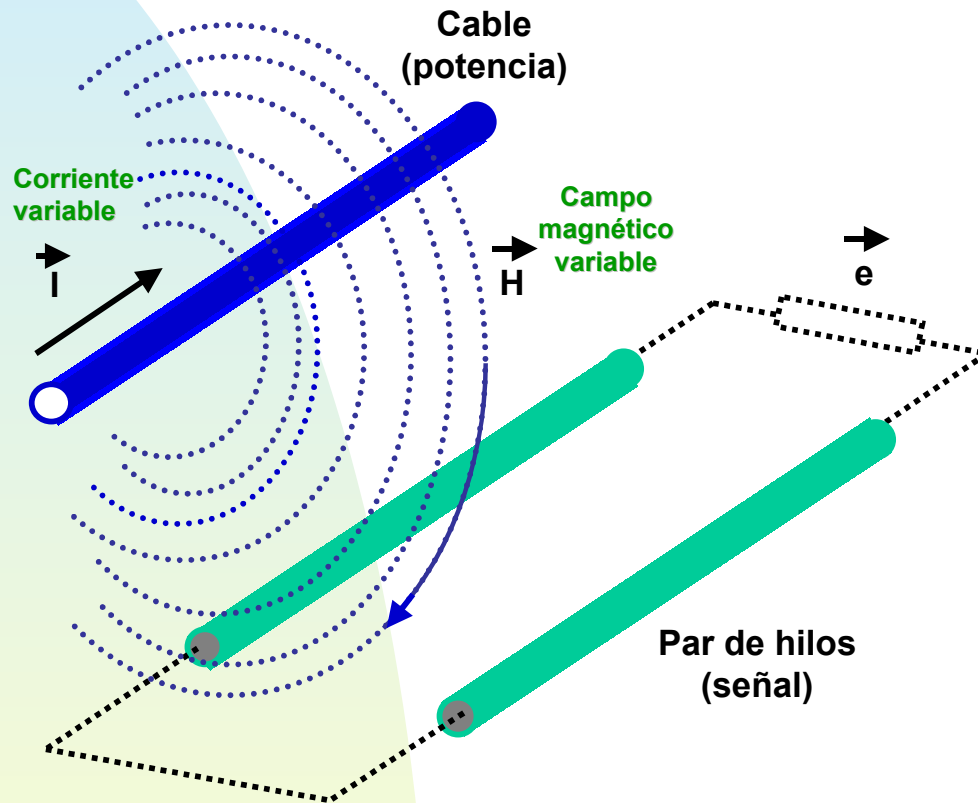


¿Cómo se evita el acoplamiento capacitivo?
- PANTALLAS

El bucle 2 queda aislado de las interferencias



ACOPLAMIENTOS : Acoplamiento inductivo



Una variación de corriente en un cable produce un **campo** que a pequeña distancia puede considerarse exclusivamente **magnético** e induce entonces una **tensión perturbadora** en los cables que forman un bucle

Ley de Faraday

$$u = -N \frac{d\phi}{dt}$$

ACOPLAMIENTOS : Acoplamiento inductivo

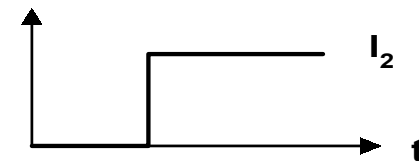
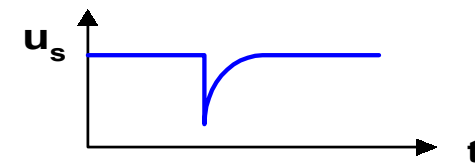
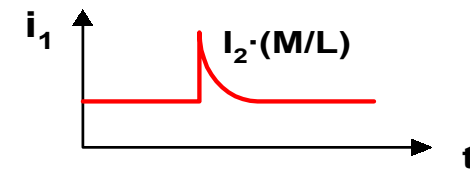
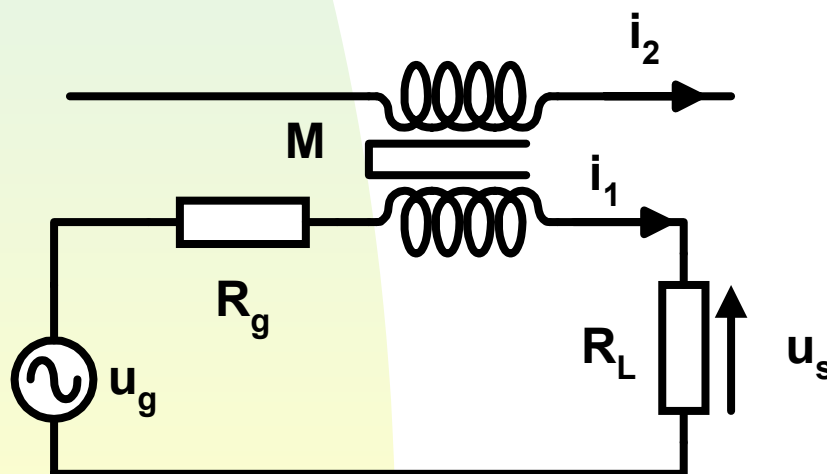


Es debido a los campos magnéticos que enlazan a los conductores.
Se traduce en la presencia de inductancias mútuas.

Ley de Lenz $V = -L(di/dt)$

$$u_g = (R_g + R_L) i_1 + L \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt}$$

$$u_s(t) = u_g \frac{R_L}{(R_g + R_L)} i_1 - \frac{M}{L} \cdot R_L \cdot I_2 \cdot e^{-t/\tau} \quad ; \quad \tau = \frac{L}{(R_g + R_L)}$$



ACOPLAMIENTOS : Acoplamiento inductivo



¿Cómo podemos reducir estas interferencias?

- Encerrar el equipo en un recinto ferromagnético que canalice el flujo
- Modificar los cableados para evitar bucles de mucha área
- Cruzar los cables a 90°
- entrelazar los cables

$$u = -N \frac{d\phi}{dt}$$

$$\phi = \int B \cdot ds$$

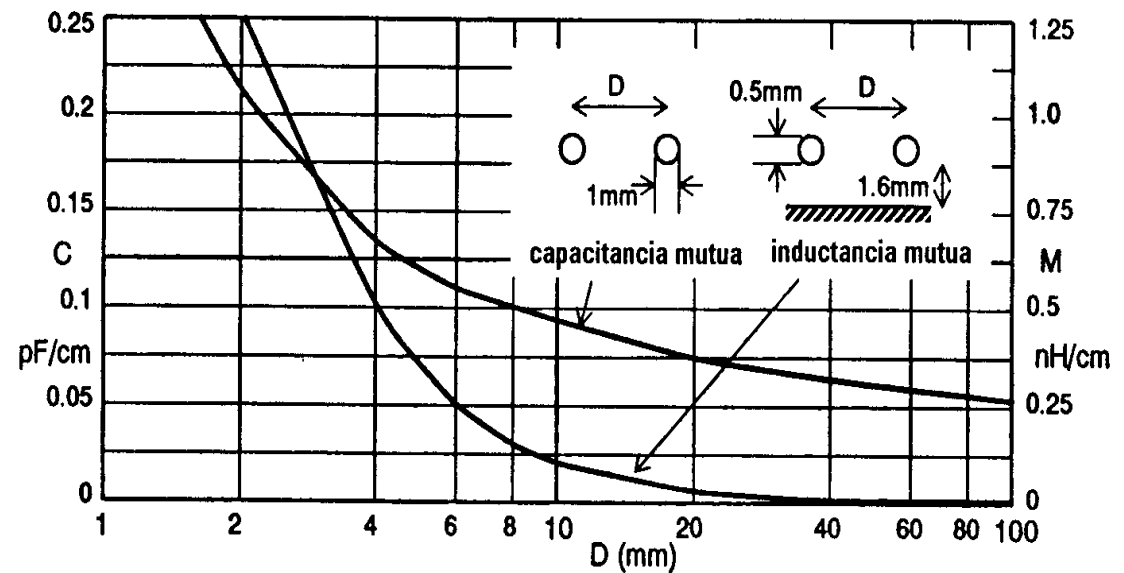
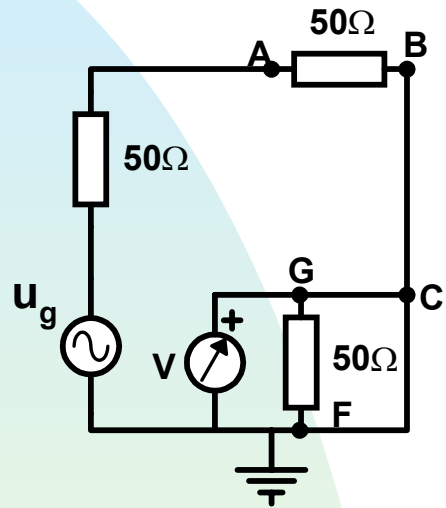


Figura 4.4 Capacitancia e inductancia mutua en función de la distancia

ACOPLAMIENTOS : Acoplamiento inductivo+ Z_C



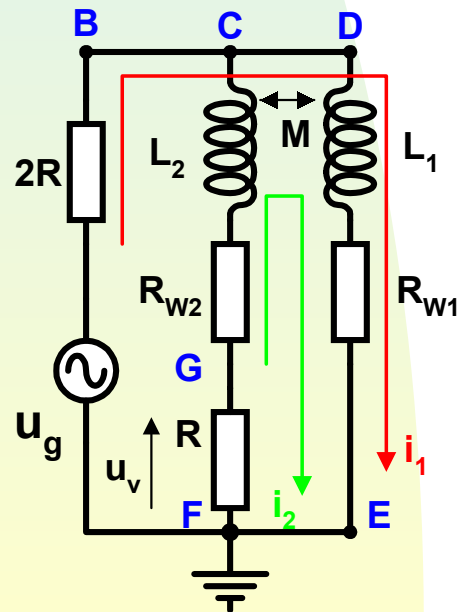
$$Z_1 = R_{w1} + j\omega L_1$$

$$u_g = (2R + Z_1) \cdot I_1 + (Z_1 - j\omega M) \cdot I_2$$

$$0 = (Z_1 - j\omega M) \cdot I_1 + (Z_1 + Z_2 - j\omega 2M) \cdot I_2$$

$$u_v = -I_2 R, \text{ normalizando respecto a } u_o = \frac{u_g}{2}$$

$$\frac{u_v}{u_o} = \frac{2R(Z_1 - j\omega M)}{2R(Z_1 + Z_2 - j\omega 2M) + (Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2)}$$



Suponiendo $R \gg Z_1$
 $R \gg R_{w2} + j\omega L_2$

$$\Rightarrow \frac{u_v}{u_o} = \frac{Z_1 - j\omega M}{R}$$

ACOPLAMIENTOS : Acoplamiento inductivo+ Z_C

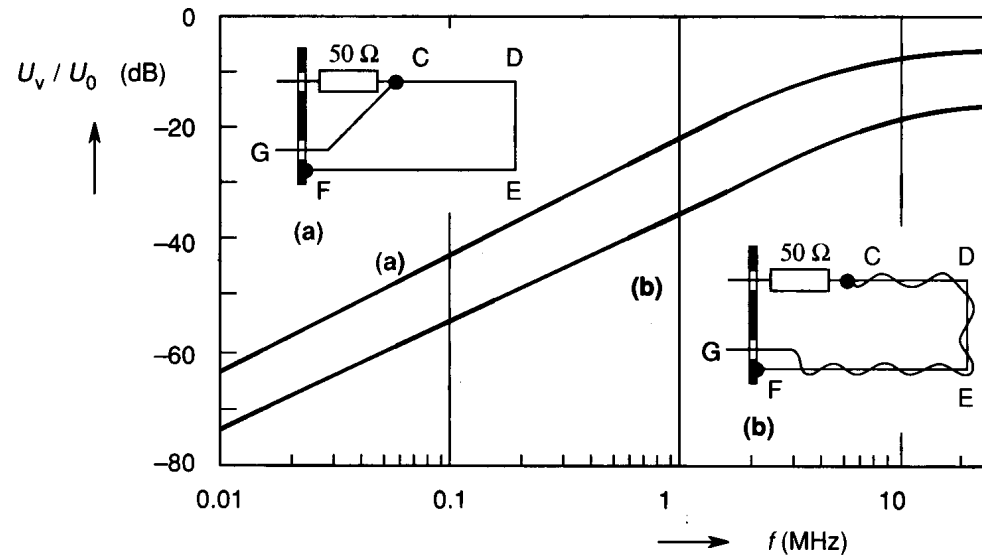


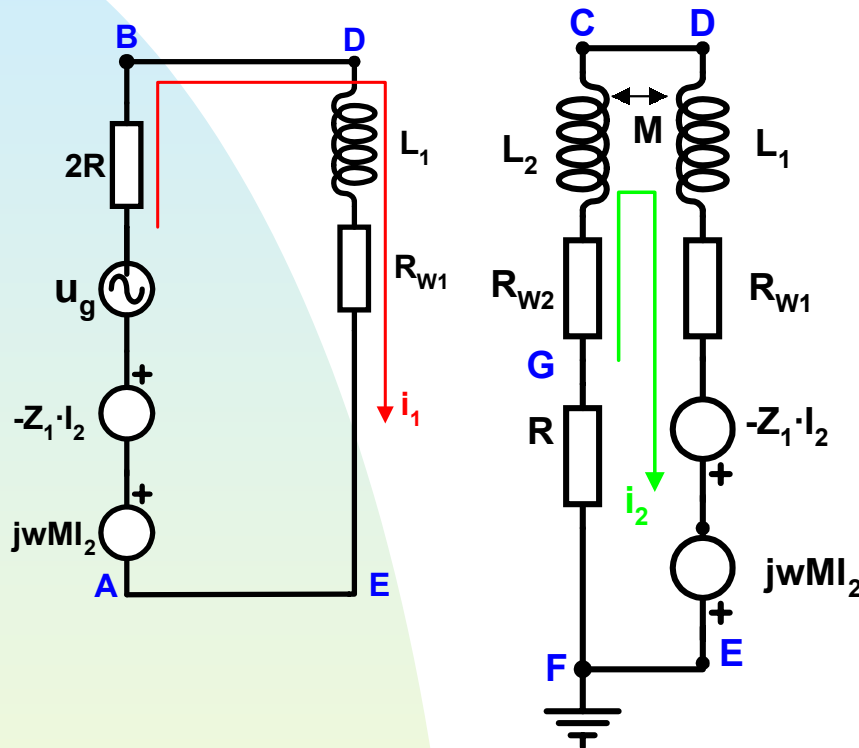
Figure 4.17 The voltage measured by the voltmeter (Figure 4.16) as a function of frequency: (a) with connection GC as short as possible; (b) with connection GC wound in a few turns tightly around the connection CDEF.

$$\frac{u_v}{u_o} = \frac{Z_1 - j\omega M}{R}$$

La tensión tensión inducida u_v esta influenciada por la impedancia común Z_1 y la inductancia mutua M

Podemos **desdoblar los bucles** en dos circuitos independientes que se corresponderán con cada ecuación

ACOPLAMIENTOS : Acoplamiento inductivo+ Z_C



$$I_1 \approx \frac{u_g}{2R}$$

$$u_V = Z_1 I_1 - j\omega M I_1$$

El acoplamiento inductivo (M) no siempre juega un papel negativo. Observese que $\omega M I_1$ tiene polaridad opuesta a $Z_1 I_1$

$$u_g = (2R + Z_1) \cdot I_1 + (Z_1 - j\omega M) \cdot I_2$$

$$0 = (Z_1 - j\omega M) \cdot I_1 + (Z_1 + Z_2 - j\omega 2M) \cdot I_2$$



Se emplean como elementos de interconexión entre circuitos y equipos
Son una de las fuentes más importantes de radiación.

RG174



RG188



RG58C



RG142B



Garantizar:

- Mínimas pérdidas de señal
- mínima degradación de la señal
- mínima captación de EMI

Parámetros a considerar:

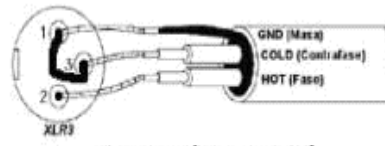
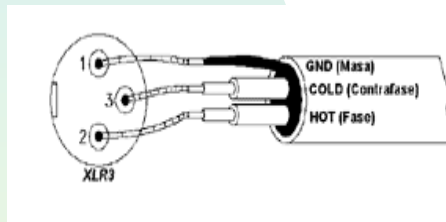
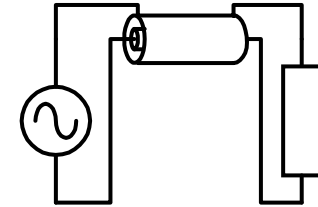
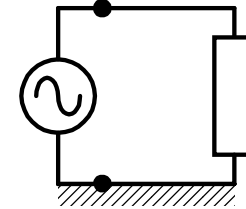
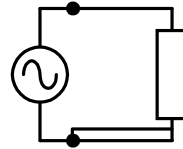
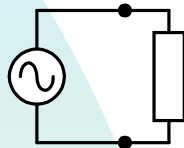
- Longitud del cable
- Pérdidas aceptables
- Frecuencia y potencia que se desea transmitir
- Ruido en el entorno del cable
- Márgenes de temperatura de trabajo
- Precio

Tipos:

- Sin apantallar: pares trenzados, cables planos
- Apantallados: coaxial, triaxial, etc.



Cables como radiadores/sensores de EMI:



Balancedo

No balanceado

Single-ended

Coaxial

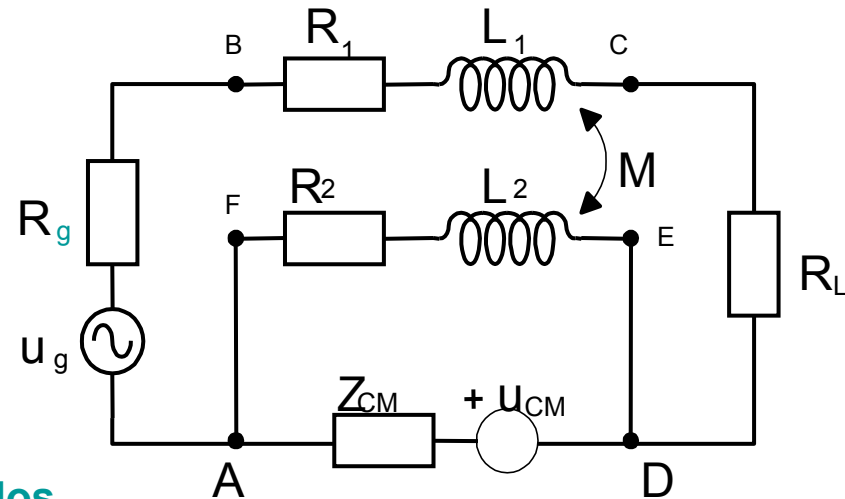
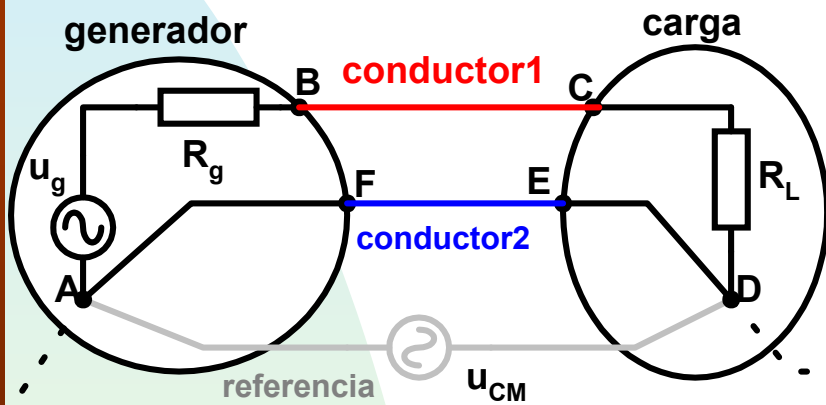
- Acoplamiento a otros circuitos
- Modo de transmisión del circuito (común o diferencial)

- Estructura física del circuito
- Puesta a masa (lazos de masa)
- Interacciones con otros circuitos

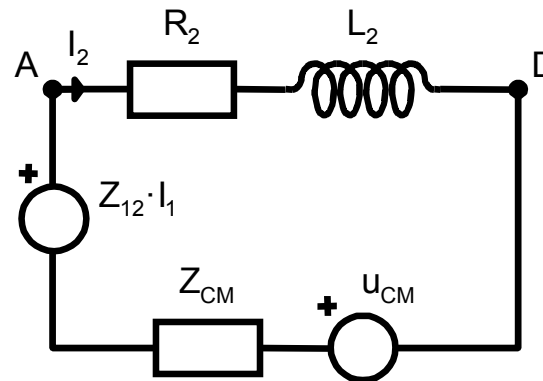
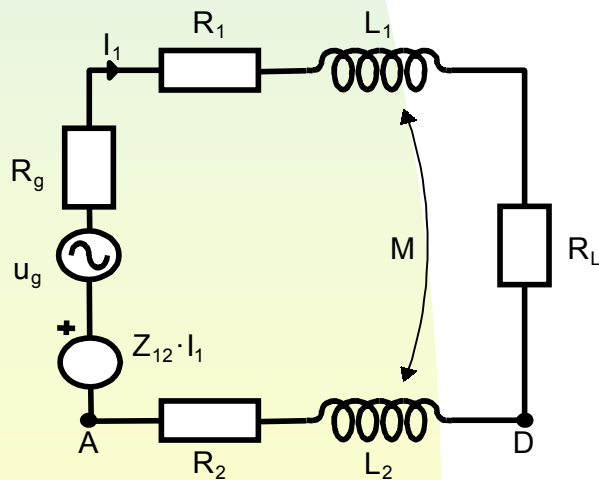
CABLES



La conexión del segundo conductor puede verse como una impedancia común entre el conductor activo y el resto del circuito.



Podemos desdoblar el circuito en dos

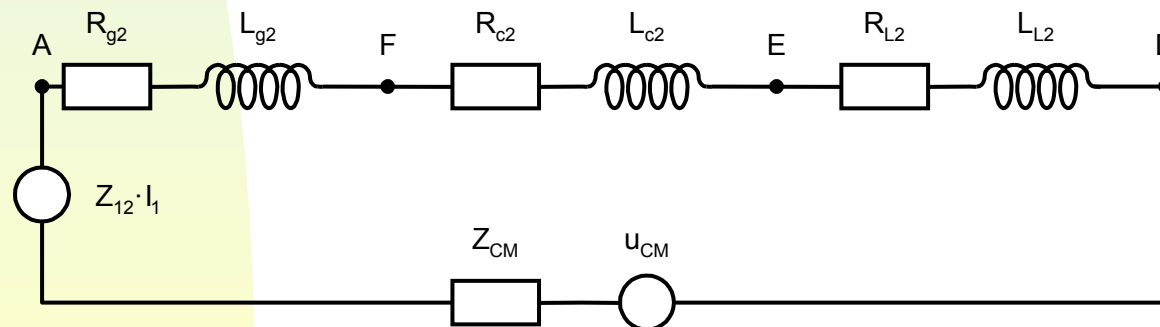
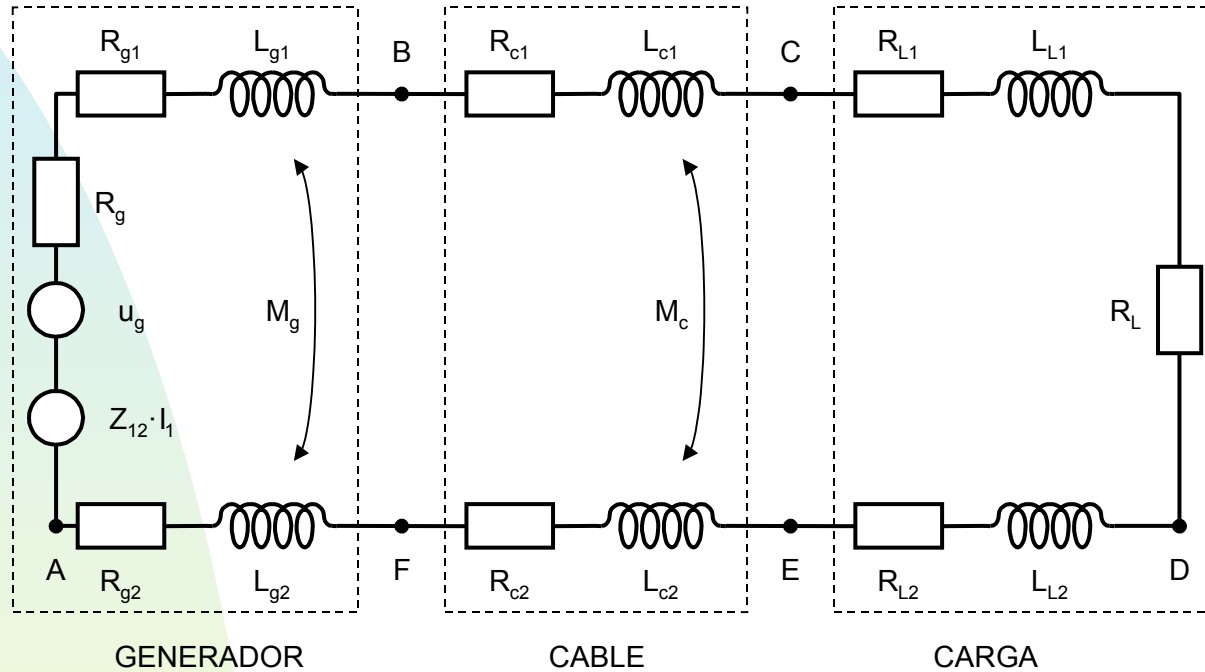


$$Z_{12} = R_2 + j\omega(L_2 - M)$$

CABLES



Para determinar la contribución del cable, desdoblamos Z_{12}





Impedancia de transferencia global Z_{TG}

$$Z_{TG} = R_{C2} + j\omega(L_{C2} - M_C) = R_{C2} + j\omega L_{C2}(1 - k)$$

La parte inductiva se reduce cuanto mejor es el acoplamiento
 $k=1 \Rightarrow$ cable coaxial con apantallamiento sólido

$(L_{C2}-M)$: Inductancia mutua no compensada

¿Como afecta el efecto skin? ¿aumenta la impedancia

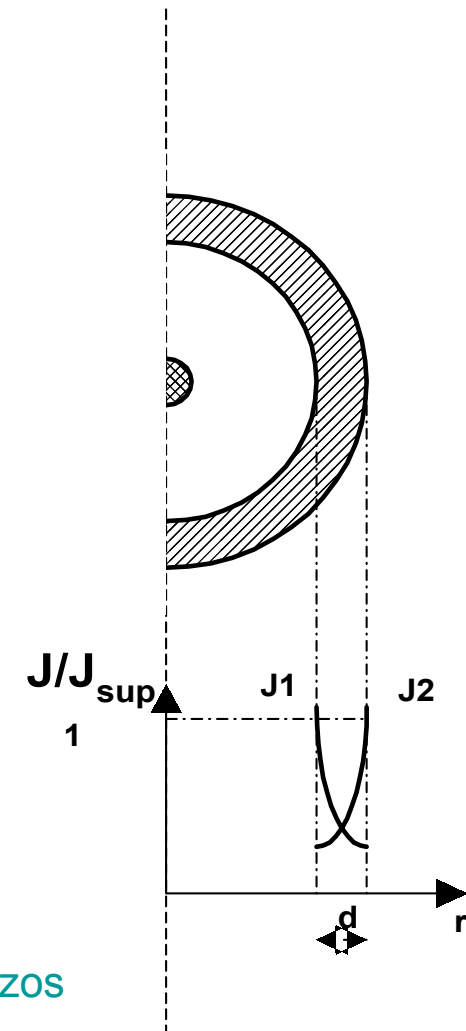
Normalmente el efecto skin disminuye Z_T ¿por que?

Supongamos $k=1$ y $\delta <$ espesor de la pantalla

J_1 esta asociada a I_1 en el circuito interno

J_2 esta asociada a I_2 en el circuito externo

Como resultado de dichas distribuciones de corriente la impedancia común efectiva es menor que si tenemos una distribución uniforme. (Las corrientes circulan por caminos distintos). Si la frec. Aumenta suficientemente el efecto skin provocará la separación total de los dos lazos de corriente.





(1) Cable coaxial 50 Ω (RG58)



Recubrimiento de la pantalla 94%

$$R_C = 16 \text{ m}\Omega$$

$$(L_{C2} - M) = 3.6 \text{ nH y}$$

$$L_{C2} = 1 \text{ uH/m} \Rightarrow k = 0.996$$

$Z_{TG}(44\text{MHz}) = 1\Omega \Rightarrow$ una corriente de modo común de 10uA provocaría 10uV
(el ruido generado puede llegar a ser similar a la señal a transmitir)

REGLA: campos EM pueden inducir corrientes de 10mA por V/m.
Así para tener 10uA necesitamos un campo de 1mV/m (60dBuV/m) el cual es fácilmente alcanzable

CABLES: Ejemplos



- (6) Cable coaxial con varios apantallamientos (2 o 3) y una capa conductora de $\mu_r \gg 1$ (mu-metal) entre cada par trenzado

Podemos observar como si frec. aumenta Z_{TG} disminuye rápidamente debido al **mu-metal**. Este provoca la separación de los lazos de corriente (señal en la parte interior y corrientes de ruido en la parte externa).

Válido hasta 1MHz, el recubrimiento de la pantalla no es perfecto

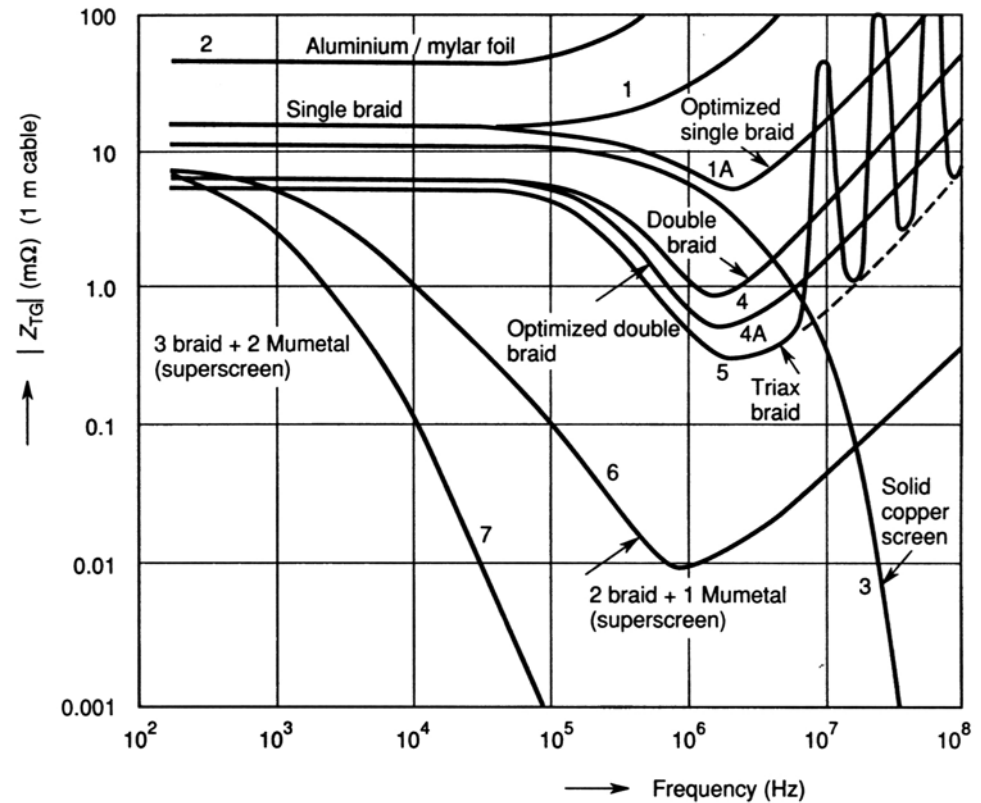


Figure 5.6 Examples of the global transfer impedance Z_{TG} for 1 m cable sections. (Source: after Green, 1979)

CABLES: Ejemplos



Influencia de una fuente externa (u_{CM}) sobre una carga (u_u) a través de un cable

$K=0$, dos conductores separados

A partir de esta frec $\omega L_1 > (R_g + R_L)$

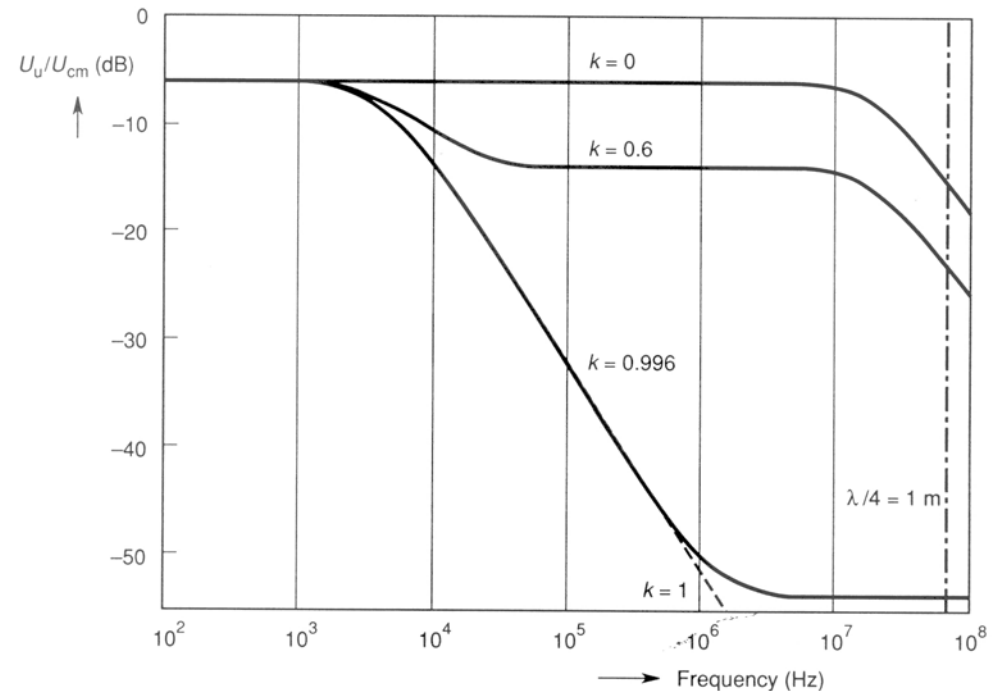
$$f_1 = \frac{R_g + R_L}{2\pi L_1}$$

$K=0.6$, dos conductores adyacentes en un único cable

$$f_2 = \frac{R_2}{2\pi L_2}$$

$K=0.996$, cable coaxial

$$f_3 = \frac{R_2}{2\pi(1-k)L_2}$$



(b)

Figure 5.12 Unwanted voltage U_u across R_L due to the common-mode voltage U_{cm} for various values of the coupling coefficient k : (a) circuit diagram for calculation purposes; (b) results.

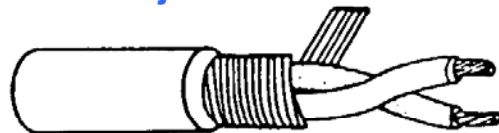
Si k aumenta menor efecto del ruido externo

CABLES: Tipos



Blindaje trenzado

Cobertura:80%



Blindaje en forma de espiral

Cobertura:97%



Blindaje laminado

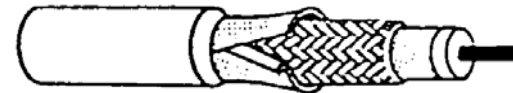
Cobertura:100%



Blindaje laminado



Blindaje combinado



Blindaje combinado

La pantalla se conecta soldando a 360°.

Blindaje en espiral no esta indicado para $frec > 20kHz$
debido al efecto inductivo de la espiral

CABLES: Características



CABLE	Capacidad (pF/m)	Impedancia Z_0 (Ω)	Atenuación dB/100m
Par trenzado	5 a 8	115 a 70	Depende del n° de vueltas
Coaxial	44 a 101	95 a 50	17 a 57 (400 MHz)
Par paralelo	5 a 6	90 a 82	59 (75 MHz)

- pares trenzados se utilizan con frecuencias $<100\text{kHz}$
- cable coaxial se utiliza en UHF (1GHz)
- Cable triaxial. Se conecta el blindaje interno a masa del equipo en un solo punto y el externo a tierra (chasis). Si masa y tierra no están separadas se conectan al mismo punto.

También se puede conectar el blindaje interno a masa del receptor y el externo a la masa del emisor.

Un cable coaxial se comporta como un cable triaxial (dos blindajes externos) en alta frec debido al efecto skin, el cual comienza a tener importancia a partir de 1 MHz.

CABLES: Aplicación



Gama de frecuencias y tipo de acoplamiento de las interferencias	Trenzado 95% cobertura	Espiral	Laminado	Laminado/ trenzado	Laminado/trenzado/ laminado
C.Continua Capacitivo Conducción Conducción/inducción Cond./induc./capac.	B BBB	BB B	BBB I	BBB BBB	BBB BBB
Frecuencia: 15 kHz Capacitivo Conducción Conducción/inducción Cond./induc./capac.	B BBB BB	BB F I	BBB I B	BBB BBB BB	BBB BBB
Frec. 10 MHz a 1 GHz Capacitivo Conducción Conducción/inducción Cond./induc./capac.	B F F	BB I I	BBB B B	BBB BB BB	BBB BBB BBB
BBB= el mejor, BB=muy bueno; B=bueno; F=funcional; I=insatisfactorio					

Identificar anticipadamente el tipo de interferencias determinando su margen de frecuencias

CABLES: Selección



Identificar el tipo de acoplamiento predominante

a) Acoplamiento capacitivo

- Se conecta la pantalla a masa en un único punto
- A frecuencias <100kHz
- A frecuencias >100kHz acoplamiento capacitivo e inductivo
- Se bloquea mediante un alto porcentaje de cobertura de la pantalla
- No circula prácticamente corriente por el blindaje externo

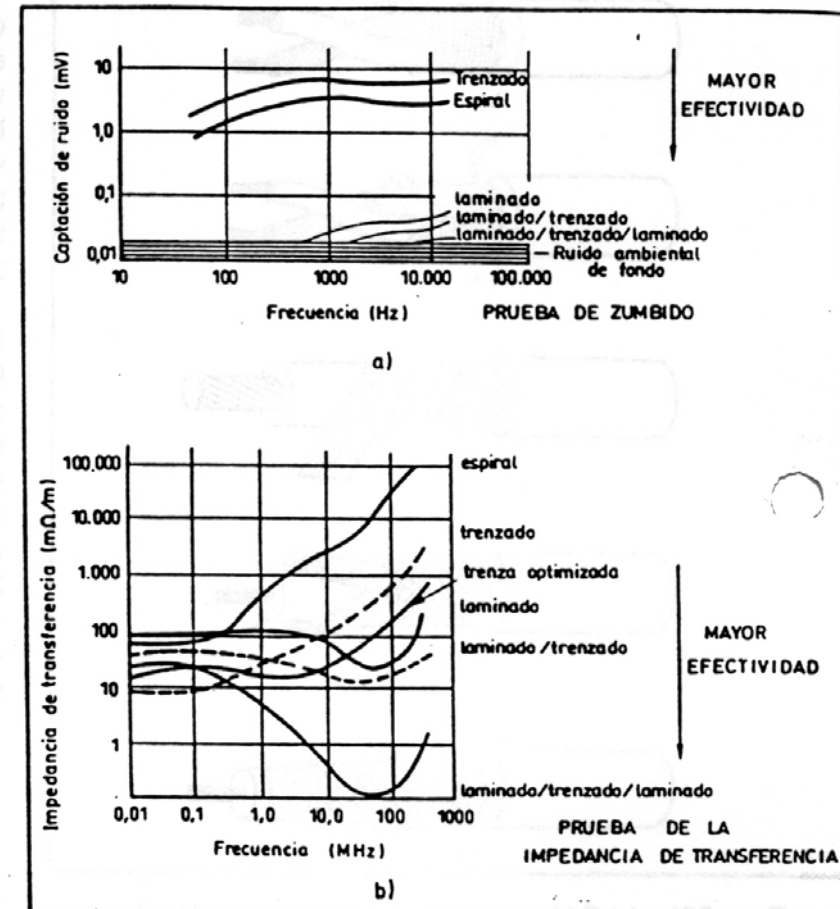


Figura 7.22. (a). Comportamiento de los cables apantallados ante la prueba de zumbido (acoplamiento capacitivo). (b) Comportamiento de los cables apantallados ante la prueba de la impedancia de transferencia (acoplamiento por conducción). (Cortesía de [18]).



b) Acoplamiento inductivo

- Se conecta la pantalla a masa en los dos extremos
- A partir de 70MHz todos los blindajes presentan un aumento de Z_t
- A partir de 500kHz los blindajes trenzados y en espiral presentan un aumento de Z_t
- Mejorar la cobertura, trenzar con espirales opuestas etc, reducen el acoplamiento inductivo normalmente a costa de aumentar el capacitivo

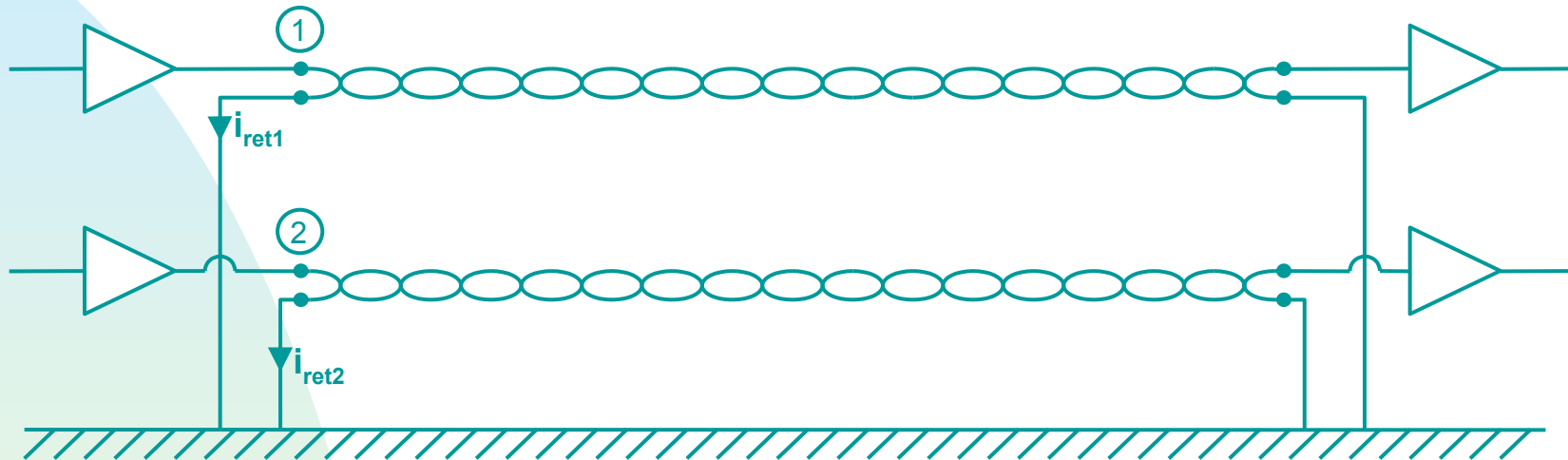
c) Acoplamiento por conducción

- La interferencia inducida es $V_t = Z_t I_o$
 Z_t : impedancia de transferencia
 I_o : Corriente de retorno que circula por el blindaje externo

CABLES: Resumen

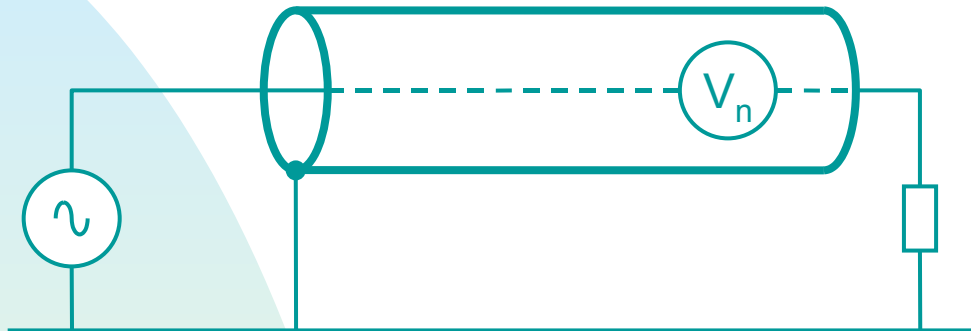


- Todos los retornos deben estar íntimamente acoplados a su señal, normalmente mediante conductores trenzados.
- No compartir los retornos entre las líneas de alimentación y señal
- Evitar el acoplamiento por impedancia común
- El trenzado es muy eficiente a baja frecuencia
- Separar los cables según el tipo de señal (coaxial para RF, par trenzado para señales digitales)
- Apantallar o alejar los cables que llevan corrientes parásitas de alta frec. (pueden acoplarse a otros conductores y generar emisiones conducidas de modo común)



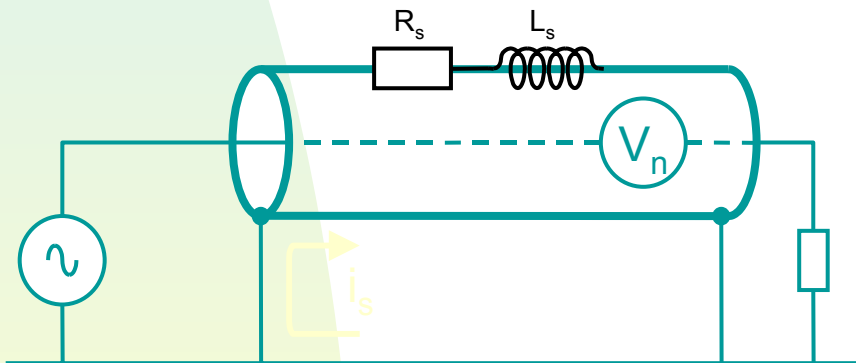
Par trenzado: Reduce el acoplo inductivo

- Muy efectivo en baja frecuencia
- Hay que cuidar la terminación
- No sirve en alta frecuencia (Z_0 varía a lo largo de la línea)
- La efectividad depende del número de vueltas



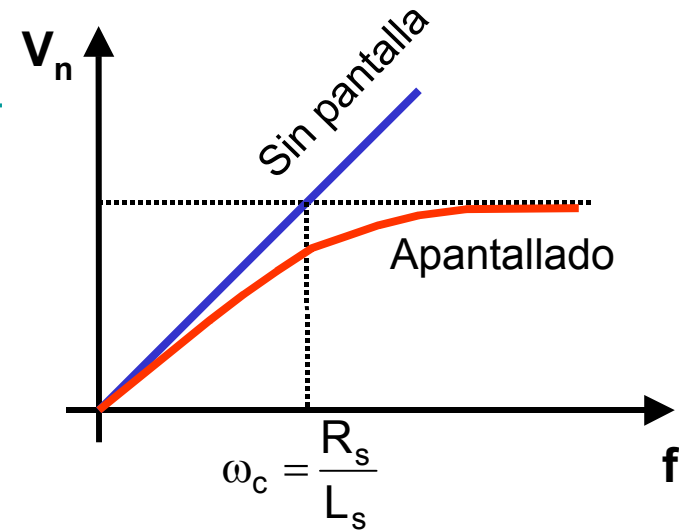
APANTALLAMIENTO CAPACITIVO

No tiene efecto en interferencias magnéticas.



APANTALLAMIENTO MAGNÉTICO

Ambos extremos a masa de modo que la corriente inducida i_s anula las corrientes inducidas en el conductor central.



Por encima de 5 veces ω_c (5-10kHz aprox.), la inducción sobre el conductor central permanece constante.

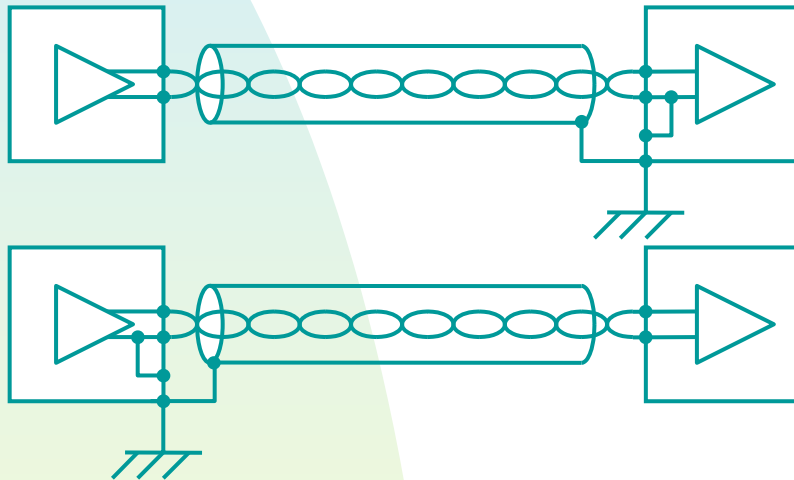
CABLES: Resumen



¿Donde conectar a masa la pantalla?

- ¿En ambos extremos?

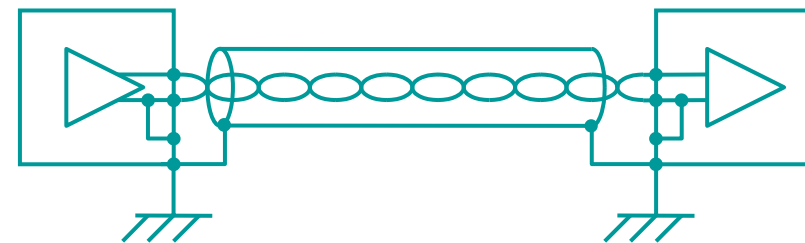
Se convierte en un circuito conductor y cualquier caída de tensión en la resistencia de la pantalla puede ser inyectada en serie con la señal.



Conexión más recomendable

Sólo se conecta a masa en un punto de la pantalla

La pantalla previene el acoplamiento capacitivo y el trenzado el acoplamiento magnético



Si fuente y entrada están a masa, se conecta la pantalla en ambos puntos (menor eficacia)

La pantalla no debe formar parte del circuito

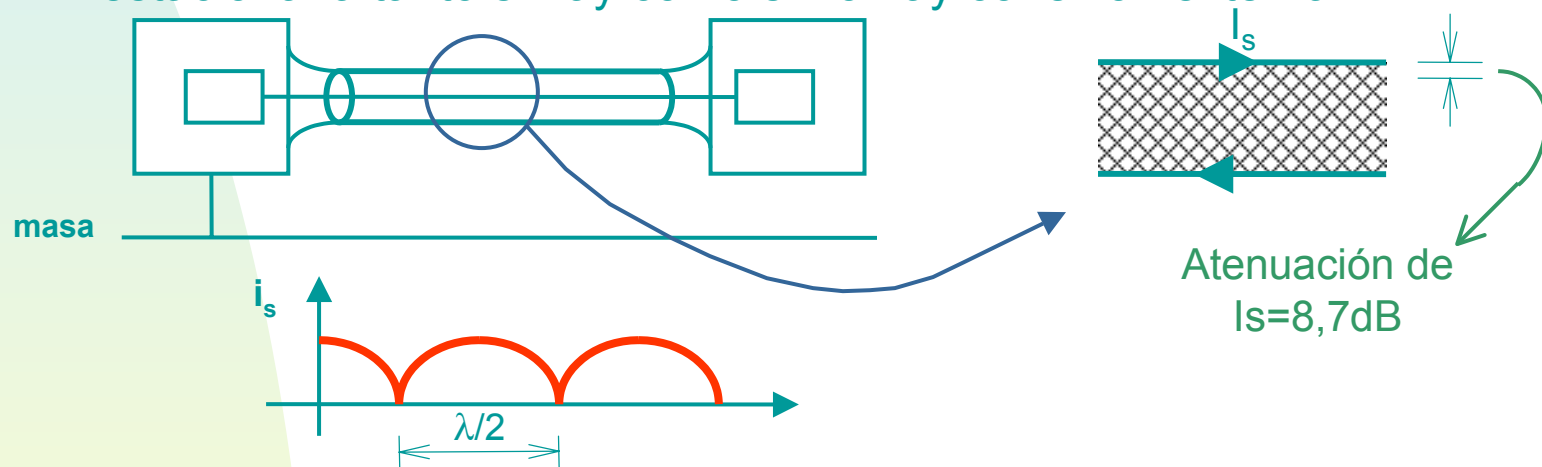
CABLES: Resumen



¿Donde conectar a masa la pantalla?

- Apantallamiento de cables de RF

Cuando la longitud del cable se aproxima a $\lambda/4$ (1GHz) un circuito abierto en un extremo se transforma en un corto a una distancia de $\lambda/4$ y las corrientes fluyen siguiendo un modelo de onda estacionaria tanto si hay como si no hay conexión externa.



La parte exterior e interior de la pantalla están aisladas por el efecto skin.

Las corrientes de señal en la parte interior de la pantalla no se acoplan con las de interferencia de la parte exterior \Rightarrow la conexión a masa en ambos extremos no introduce tensiones de interferencia.



MASA:

Es el conductor de referencia de potencial cero con respecto al cual se miden el resto de los potenciales. Es el conductor por donde se suelen realizar los retornos de las señales activas. Pueden existir varios sistemas de masa aislados

TIERRA:

Se refiere al potencial de la tierra física

Podemos tener masas flotantes respecto a tierra (aviones, laboratorios, etc.)

<u>Tipo de Terreno</u>	<u>Resistividad Ωm</u>
Arcilla plástica	50
Arena arcillosa	50-500
Suelo pedregoso	1500-3000
granito,gres	1500-10000

Toma de tierra \Rightarrow Seguridad

Toma de tierra de seguridad



Un sistema aislado de tierra puede ser peligroso debido a:

- contacto accidental de algún conductor
- descarga electrostática

La impedancia de conexión a tierra debe ser MÍNIMA para reducir el acoplamiento por impedancia común.

Hay que tratar de evitar los bucles y minimizar el cableado para reducir el acoplamiento inductivo.

Recomendación española MI-BT-039:

La resistencia de puesta a tierra será tal que cualquier masa metálica no puede superar 24 V en un local y 50V en los demás casos.

La resistencia de puesta a tierra no debe ser superior a 5 Ω en las proximidades de los centros de transformación.

Un factor a considerar será la frec. Ya que incrementa la impedancia de la puesta a tierra lo que se traduce en interferencias.

MASA CENTRALIZADA

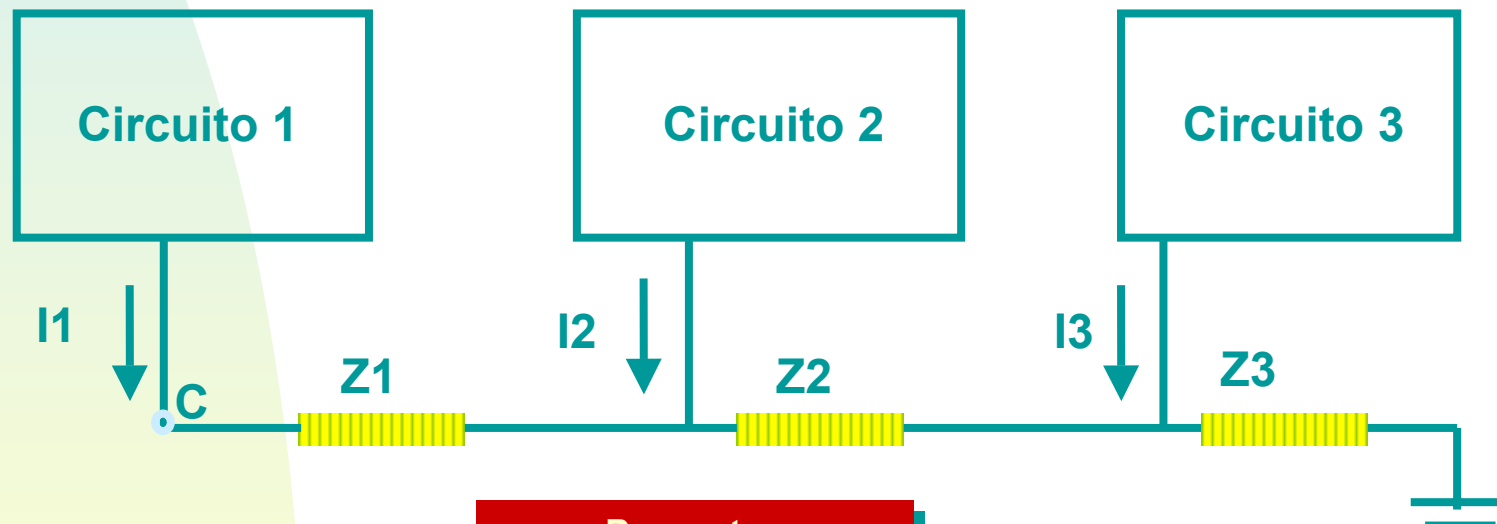


Conexión en serie:

$$U_C = (I_1 + I_2 + I_3) \cdot Z_3 + (I_1 + I_2) \cdot Z_2 + (I_1) \cdot Z_1$$

- muy simple
- problemas de acoplamiento por impedancias comunes
- es el **peor sistema de conexión**

No utilizar con circuitos que trabajen a frec elevadas o con niveles de energía muy diferentes (potencia y señal)



Muy habitual en equipos eléctricos y electrónicos: simplicidad y economía de cableado

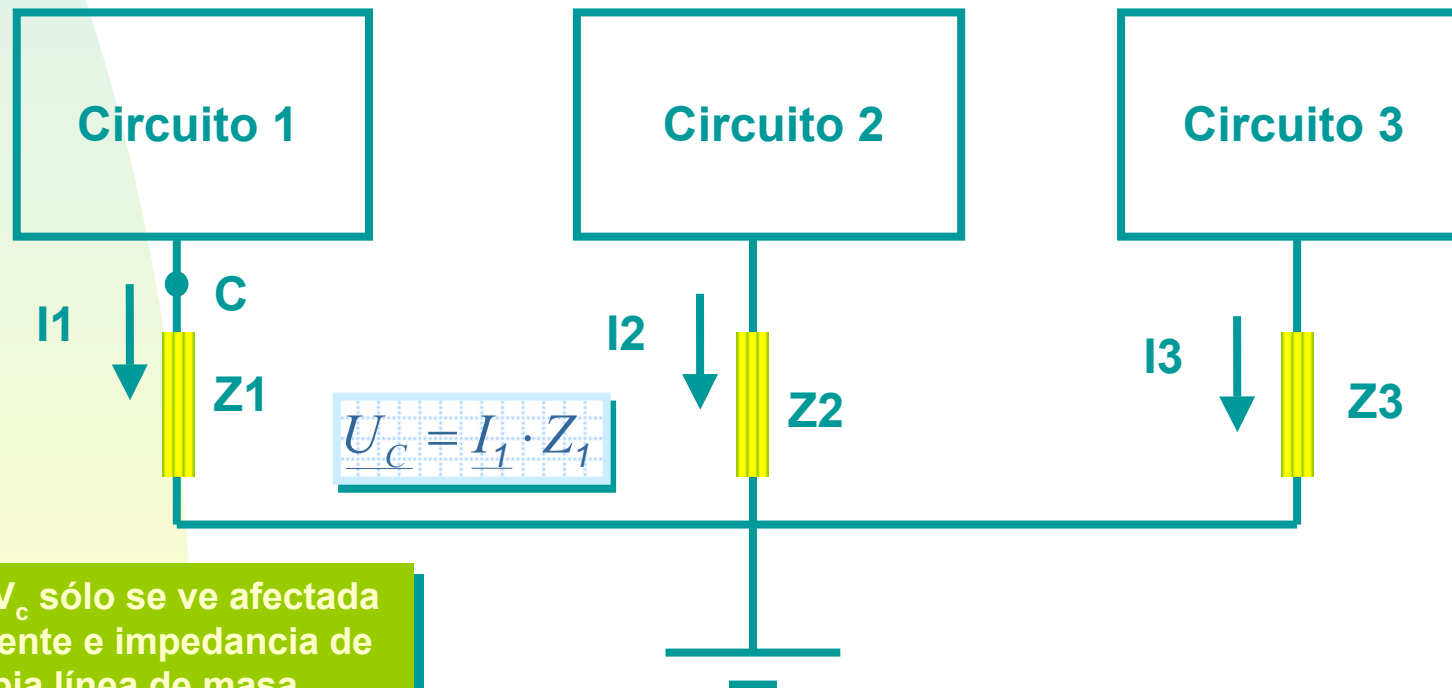
Presentan impedancias muy elevadas en HF entre dos puntos a veces cercanos

Se evitará especialmente la interconexión de equipos de potencia y de mando



Conexión en paralelo:

- Mejor método a BF (útil a frec. < 1MHz)
- Las tensiones en los distintos puntos no se ven afectadas por variaciones en otros puntos
- En alta frecuencia la mayor longitud del cableado provoca efectos inductivos importantes. (Posibles acoplamientos inductivos, capacitivos). Conductores pueden actuar como antenas.



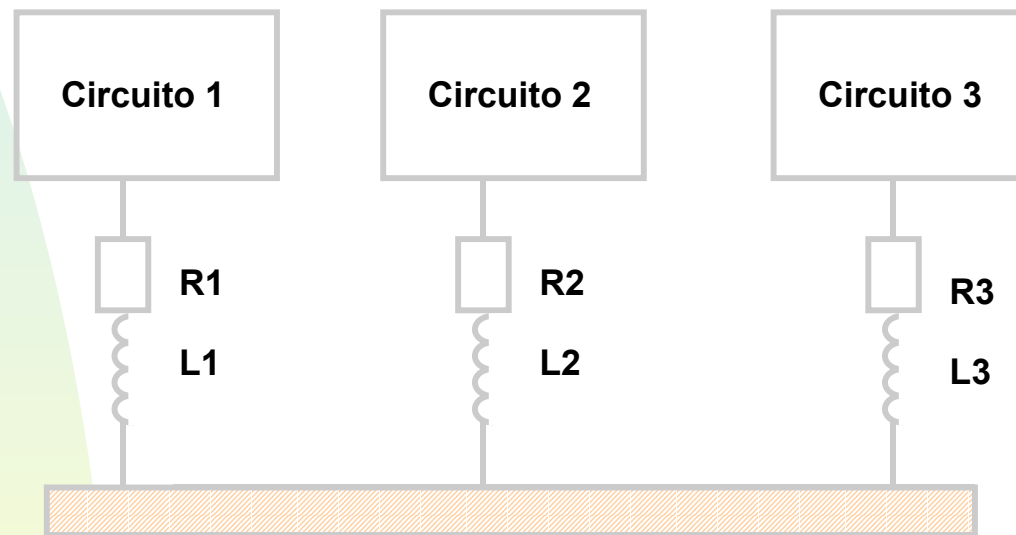
La tensión V_c sólo se ve afectada por la corriente e impedancia de su propia línea de masa

MASA DISTRIBUIDA



Se utiliza un **PLANO DE MASA**:

- Buen método (útil a frec $>10\text{MHz}$)
- El plano de masa es el que introduce la impedancia común pero de baja resistencia e inductancia.



HF: las distancias de conexión
menores de 2 cm
Plano de masa cerca de los circuitos:
apant. electrostático

Plano de masa

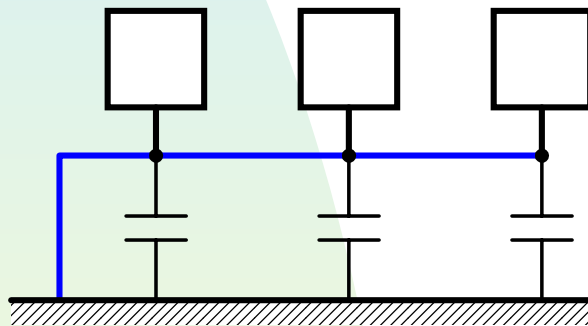
Baja resistencia e inductancia

Zc: Impedancias comunes

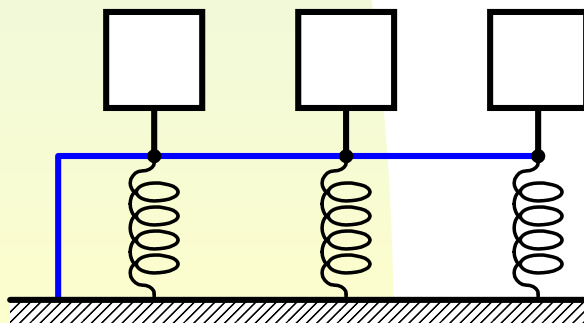


Se utiliza un PLANO DE MASA:

- Distinto comportamiento a diferentes frecuencias
- A baja frecuencia tenemos una masa centralizada
- En alta frecuencia tenemos una masa distribuida



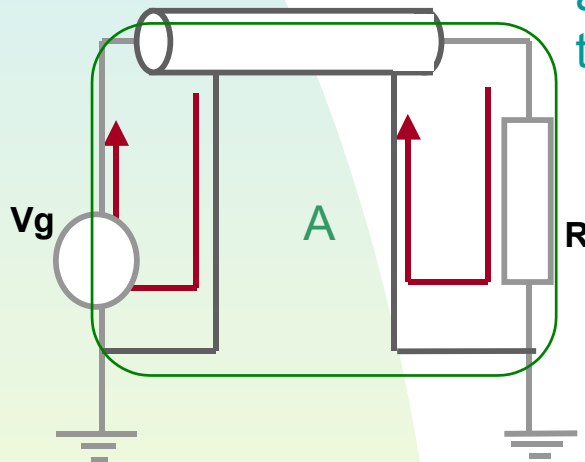
Interesante para conectar la masa de un cable blindado.
En alta frecuencia tenemos una conexión multipunto



Para conectar por razones de seguridad varios chasis
a tierra, mientras que para mayores frecuencias interesa
un único punto



Cable coaxial con dos conexiones a masa



En **HF** la inductancia del bucle exterior aumenta debido a su mayor área (A) \Rightarrow prácticamente toda la corriente circula por el cable blindado

El campo neto exterior generado por la corriente de ida se anula con el generado por la corriente de vuelta

Efectivo contra la generación y recepción de interferencias

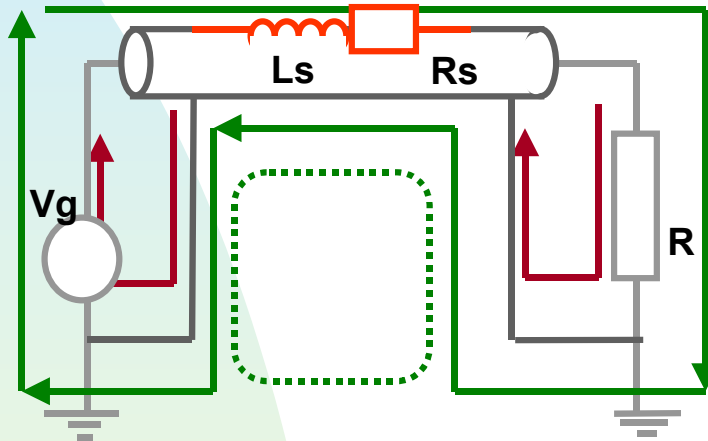
En **BF** las corrientes retornan por el plano de masa, además aparece un bucle de masa en el que se pueden generar tensiones de interferencia que se acoplarían al circuito.

No es efectivo



Cable coaxial con dos conexiones a masa

BF



La corriente retorna por el blindaje si la frecuencia es mayor que **5 veces la frecuencia de corte** del blindaje

	Frecuencia de corte
Pantalla trenzada	1-2 kHz
Pantalla laminada Al	7-10 kHz

1. El blindaje no debe ser uno de los conductores de señal

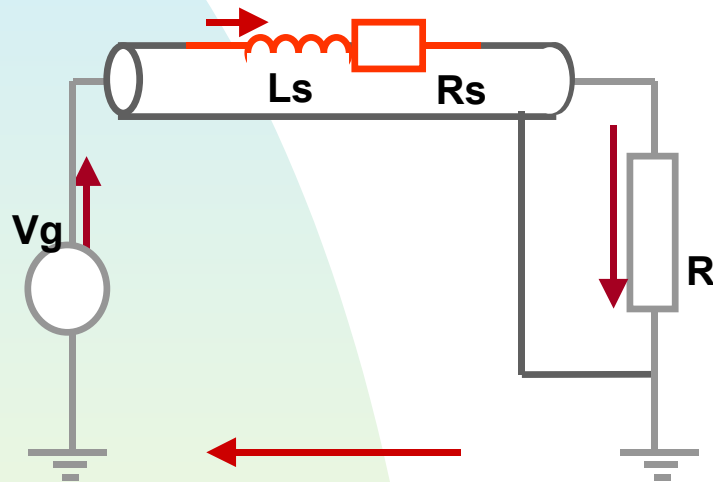
2. Uno de sus extremos debe quedar aislado de masa

A FRECUENCIA DE MENOS DE 1 MHz

Blindajes deben conectarse a masa solamente en un extremo y no utilizarse como conductores

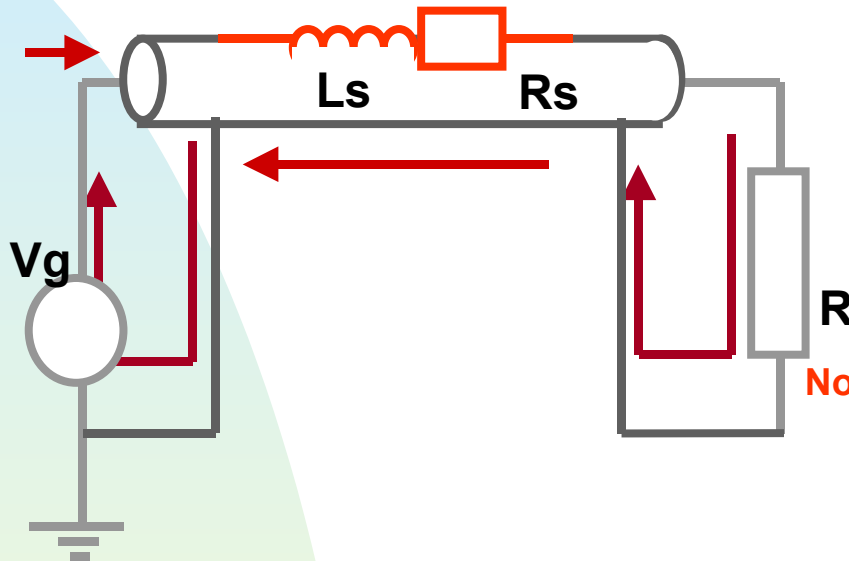


Cable coaxial con una conexión a masa



- El blindaje no lleva corriente
- El campo creado por el conductor central no se cancela.

Solo permite protección electrostática



Es efectivo frente a **campos magnéticos** ya que toda la corriente retorna por él y no existe bucle de masa.
Y frente a **campos eléctricos**

No hay conexión a masa

Cable coaxial en el que el blindaje se utiliza como conductor



La circulación del retorno de corriente por el blindaje **NO ES RECOMENDABLE** en general. Aparecen caídas de tensión en el blindaje que pueden tener valores elevados.



Regla general

Frecuencias < 1 MHz



Blindajes deben estar conectados a masa solamente en un extremo

Frecuencias > 1 MHz



Blindajes deben estar conectados a masa en más de un punto

Longitud del cable > $\lambda/20$



Descargas electrostáticas



Los cuerpos no conductores acumulan carga estática debido principalmente al efecto triboeléctrico y alcanzan potenciales de hasta decenas de kV.

Cuando esta carga encuentra un camino hacia tierra, se produce una descarga violenta y rápida:

- Intensidades de varios amperios
- Tensiones de decenas de kV
- Duración $<100\text{ns}$
- grandes anchos de banda.

No es necesario el contacto, pueden saltar arcos
Dependencia con los factores ambientales



Descripción:

Por el mero hecho de poner dos cuerpos en contacto se produce una transferencia de carga que se traduce en una diferencia de potencial al separarlos.

La magnitud de esta transferencia de carga depende de la separación de los materiales en la serie triboeléctrica

(Algodón=referencia)

Descargas electrostáticas



Fenómenos debidos a la presencia de cargas eléctricas estacionarias o móviles y a su interacción cuando esta es debida exclusivamente a las cargas y a su posición

IMPORTANCIA:

- Se debe a la utilización de plásticos y metales
- Equipos electrónicos sensibles a descargas electrostáticas
- Presencia de materiales inflamables

GENERACIÓN DE CARGAS ELECTROSTÁTICAS

- Contacto y separación de materiales
- Inducción por campos eléctricos externos
- Efecto corona
- Cambios de temperatura rápidos
- Fractura mecánica y piezoelectricidad
- Piezoelectricidad

Tendencia a la generación de cargas:

Positivo

Aire
Manos
Vidrio
Mica
Pelo
Lana
Piel
Aluminio

Negativo

Acero
Madera
Ambar
Niquel, Cobre
Oro, Platino
PVC
Teflón
Poliéster

Descargas electrostáticas



Valores de potenciales en distintas situaciones bajo condiciones de humedad relativa entre 65-90 %:

- | | |
|---|--------|
| • Caminando sobre alfombra | 1500 V |
| • Caminando sobre suelo de PVC | 250 V |
| • Al tocar equipos en una mesa de trabajo | 100V |
| • Al abrir un sobre de PVC | 1200 V |
| • Al coger una bolsa de plástico | 1200 V |
| • Al sentarse en una silla | 1500 V |



Aislantes:

- Se cargan por efecto triboeléctrico
- Pueden almacenar cargas sobre su superficie largo tiempo

Conductores

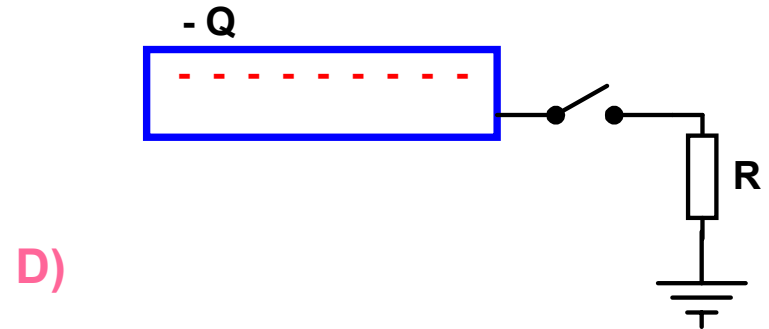
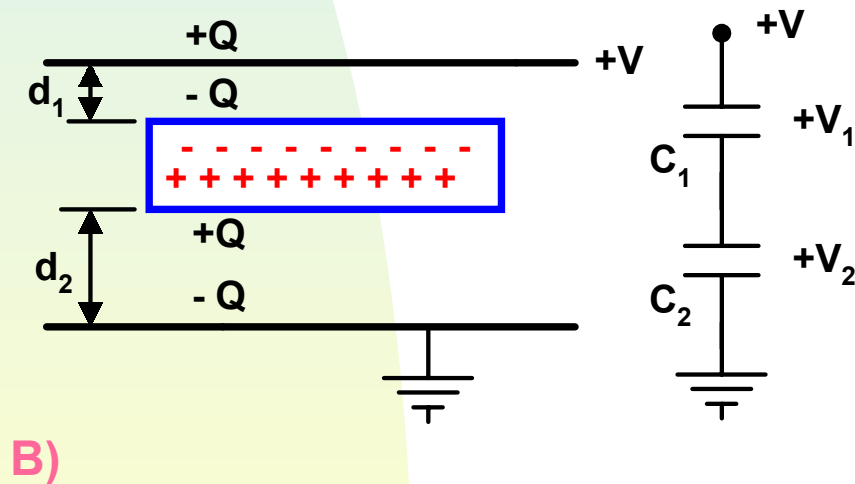
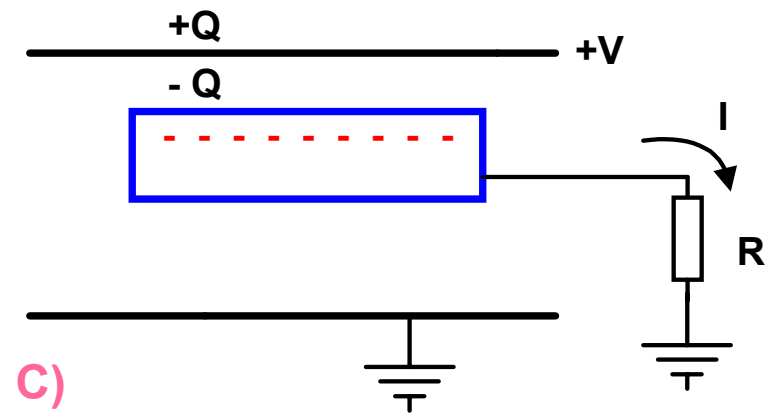
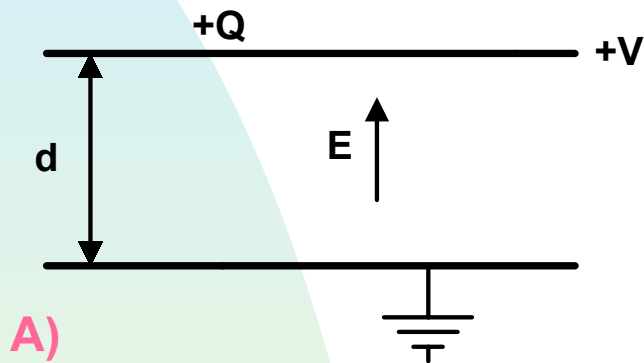
- Distribuyen rápidamente la carga sobre la superficie
- Se cargan también por efecto triboeléctrico
- Si no se ponen a tierra mantienen la carga largo tiempo

Descargas electrostáticas



Inducción de carga por campo eléctrico externo:

$$Q = C \cdot V$$



Un campo externo no puede inducir un campo dentro de un recinto con paredes conductoras \Rightarrow Recubrimientos antiestáticos.

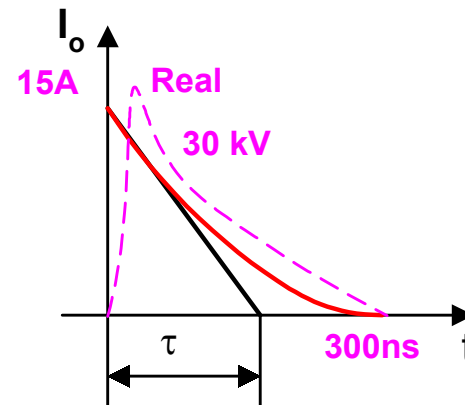
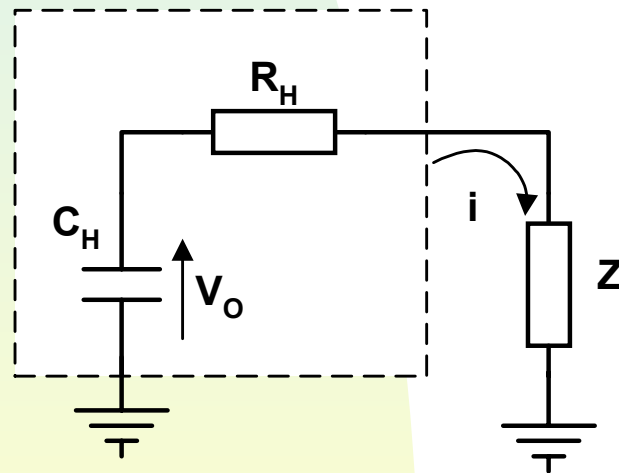
Descargas electrostáticas



La presencia de cargas producen una elevación de potencial y energía que puede ser descargada sobre una parte sensible de un circuito.

Modelo de descarga

Cuerpo humano



$$C_H = 80-500 \text{ pF}$$

$$R_H = 1000-2000 \ \Omega$$

$$Q_H = 0.1-5 \ \mu\text{C}$$



$$V_o = 10-15 \text{ kV}$$

Modelos más complejos consideran la inductancia del cuerpo humano (0.5-2 μH)



Se clasifican los dispositivos
(según el modelo de cuerpo humano):

Clase 0	<250 V	
Clase 1A	250-500 V	
Clase 1B	500-1000V	etc.

Normativa Europea:

Límites UNE-EN50082-1-1992

Condiciones del ensayo CEI 801-2-1991

Descargas electrostáticas



Recomendaciones:

- Evitar contactos directos entre usuarios y cables o cualquier parte conductora
- Buscar caminos adecuados para corrientes de descarga
- Aumentar la inductancia del camino peligroso
- Minimizar la inductancia de las tomas de tierra
- No dejar elementos sin conectar a tierra



Fuentes de emisiones. C I como generadores de EMI

- Reloj (osciladores de alta frecuencia)
Genera armónicos de alta frecuencia
Se trata de señales distribuidas por todo el sistema
- Circuitos de alta di/dt
- Amplificadores de baja frecuencia
Oscilaciones debido a inestabilidades
- Fuentes de alimentación conmutadas
Genera emisiones conducidas en MC y MD
También emisiones radiadas



Control de emisiones

- Pensar en el trazado de las masas
- Control de las emisiones de RF en el chip (microcontrolador Philips)
- Diseño cuidadoso de los encapsulados
- Condensadores de desacoplo
- Las señales críticas se han de llevar junto a su retorno de masa
- reducir al mínimo la impedancia del conductor de masa
 - reduciendo la longitud

Emisiones en modo común

- Debido a los cables y grandes estructuras metálicas
- Son la fuente principal de las emisiones radiadas
- Resonancias del cable entre 30 y 100 MHz
- La I_{CM} por el cable se debe al ruido en la masa
- La lógica empleada impone unas longitudes máximas para no superar las especificaciones referentes a emisiones radiadas

Familia	Long. De pista en cm	
	4MHz	10MHz (reloj)
CMOS (a 5V, 40ns)	180	75
74HC (6ns)	8.5	3.2



Emisiones en modo común

- Evitar el flujo de corrientes lógicas por trazas a las que se conectan cables
- Usar cables cortos
- Filtrar las interferencias de los cables a masas limpias
- Blindaje adecuado de los cables
- Preferible plano de masa
- Usar choque en modo común
- Reducir las corriente de modo común

Emisiones en modo diferencial

- Emisiones debidas a los bucles que llevan la señal de ida y su retorno
- Familias lógicas rápidas, utilizar plano de masa
- Indicado el filtrado y apantallamiento
- Areas máximas para cumplir especificaciones:

Familia	Area del bucle en cm ²	
	4MHz	10MHz (reloj)
CMOS (a 5V, 40ns)	1000	400
74HC (6ns)	45	18



Emisiones en modo diferencial

- Reducir los lazos
- Retardar flancos
- Segregar los circuitos por velocidad
- Evitar discontinuidades en las trazas: radian
- Controlar las señales de los buses de datos, direcciones y reloj

Usar placas multicapa

Los conectores deben incluir una pata de masa por pista de reloj y otra por cada bus de direcciones y datos

Traza de masa al lado del bit de menor peso

Retorno a GND del reloj junto a dicha señal

Diafonía. (Atenuación transversal) La señal eléctrica transmitida por un par induce corrientes en pares vecinos

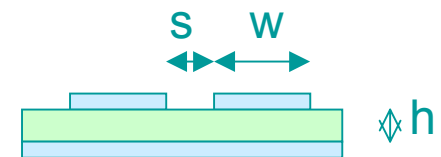
- Disminuir las capacidades entre pistas

Separar pistas

Colocar trazas de masa entre pistas

Utilizar plano de masa

(a mayor h mayor C_{12} con s y w ctes)

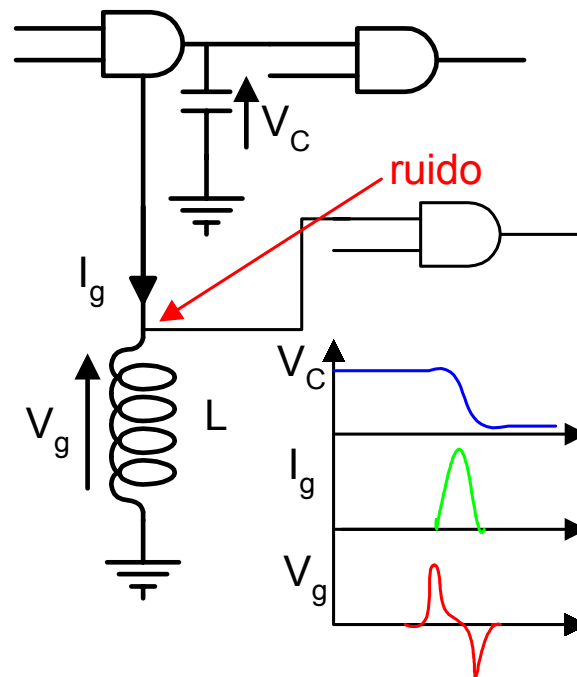


Diseño de circuitos impresos

Retorno de masa



- Segregación de masas
Circuitaría digital
Receptores de datos analógicos
etc.
- Evitar sobreoscilaciones en la tensión de masa
Reducir la L de los conductores que van a GND



Diseño de circuitos impresos



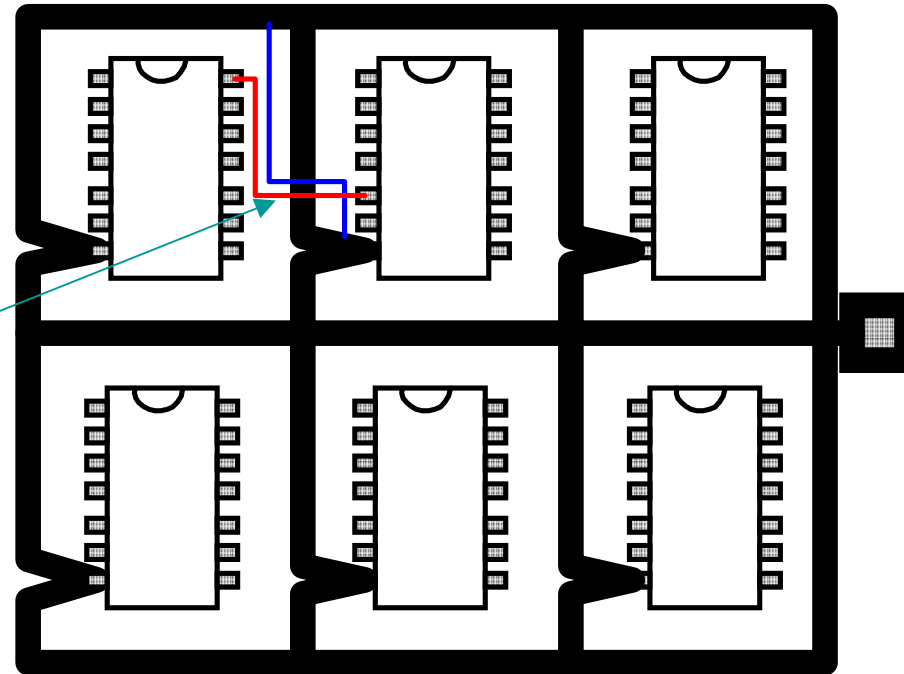
- Masas en forma de rejilla

Combina masa en serie y paralelo

Eleva el nº de trayectorias diferentes (menor inductancia)

Las pistas de señal ofensiva (di/dt) cerca de pistas de masa para evitar bucles

$$\frac{di}{dt} \uparrow$$





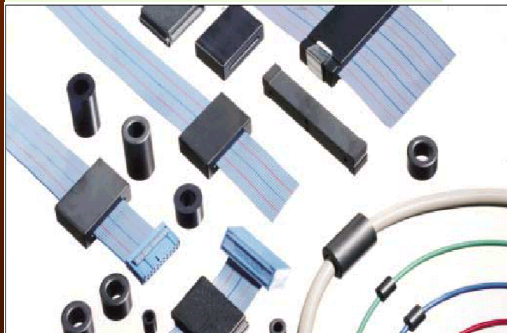
Distribución de las alimentaciones

- Incorporar condensadores de desacoplo en las proximidades de los CI (1 cm max.)
(condensadores de baja resistencia en alta frecuencia, cerámicos)
- Incorporar dos condensadores en paralelo (de alta capacidad mala resistencia serie para la baja frecuencia y otro de baja capacidad y baja res. para la alta frec.
- Añadir perlas de ferrita para incrementar la inductancia serie de los cables pues actua como filtro.
- en HF

Sistemas con relojes: se usan modelos de LT

Reducir la Z_0

- minimizar el área de los lazos
- juntar los conductores tanto como sea posible





Diseño para inmunidad

- Alejar las trayectorias de las interferencias
 - Derivan a masa provocando ruido de masa MC y MD
 - Uso de masa limpias
 - Filtrado o apantallamiento de los cables
 - Reducción del área de los lazos
 - Restringir el ancho de banda de los circuitos susceptibles
- Usar familias lógicas con umbral de ruido alto
- Diseños síncronos
- Protección en los micros y en los programas
 - Perro guardián
 - Líneas de programa de control



Superficie metálica dispuesta entre dos regiones del espacio que se utiliza para atenuar la propagación de campos magnéticos.

- Se considera el último recurso
- Las menores efectividades se obtienen con los campos magnéticos de baja frecuencia
- Las uniones de los blindajes son críticas

¿Cuándo blindar?

- Si los campos en modo diferencial son elevados
- Solo en circuitos críticos
- Si el montaje consta de interfaces dispersos

Material a emplear

Buen conductor-campos eléctricos

Alta permeabilidad-campos magnéticos



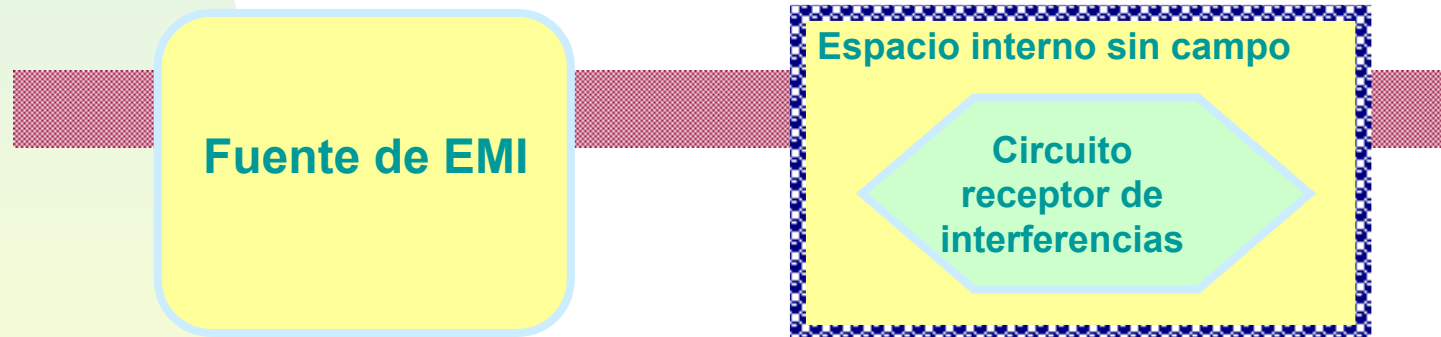
Blindajes

Espacio externo sin campo electromagnético



Blindaje

Campo



Blindaje

Ámbito de atenuación: 1 Hz- 1 THz
Sistemas: Cajas, armarios, pinturas conductoras, láminas metálicas, cables apantallados, depósitos conductores sobre plásticos,...

Blindajes



Campos electromagnéticos

Características

- Generador
- Frecuencia
- Medio de propagación
- Distancia entre generador y receptor de la interferencia

Campo cercano

Características determinadas por el medio de propagación

Campo lejano

$$d > \frac{\lambda}{2\pi}$$

$$\lambda(m) = C / f = 2,997925 \cdot 10^8 (m/s) / f(Hz)$$

Impedancia de onda

Campo cercano

1. Las características del campo dependen de la fuente
2. Distancia de la fuente al punto desde donde se observan los efectos del campo

$$\frac{E}{H} = \frac{\text{intensidad de campo eléctrico}}{\text{intensidad de campo magnético}}$$

Campo lejano

Las propiedades del campo dependen del medio

$$d = \frac{\lambda}{2\pi}$$

$$\frac{E}{H} = Z_0 = 377\Omega$$

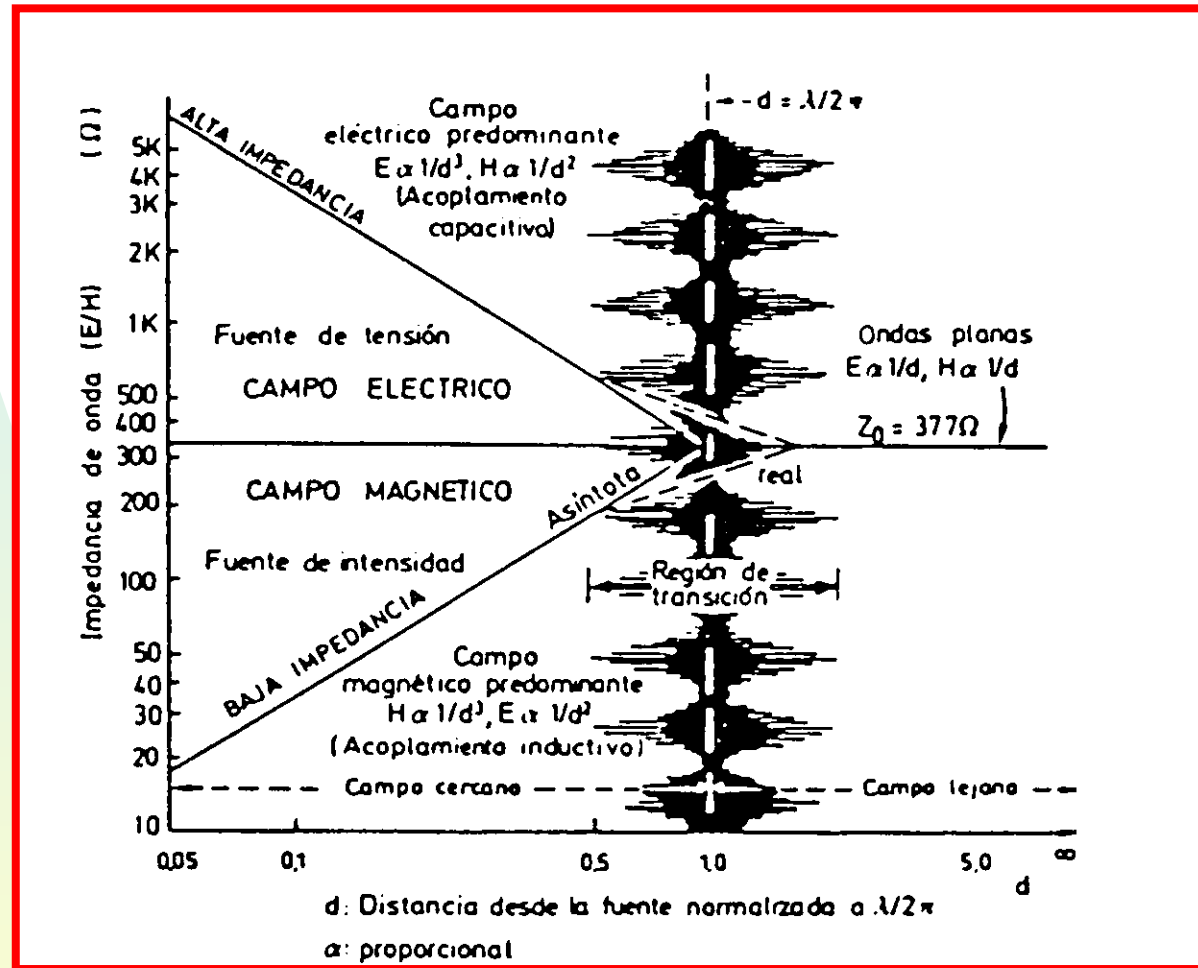
Blindajes

Campos electromagnéticos



$E/H > 377$

$E/H < 377$

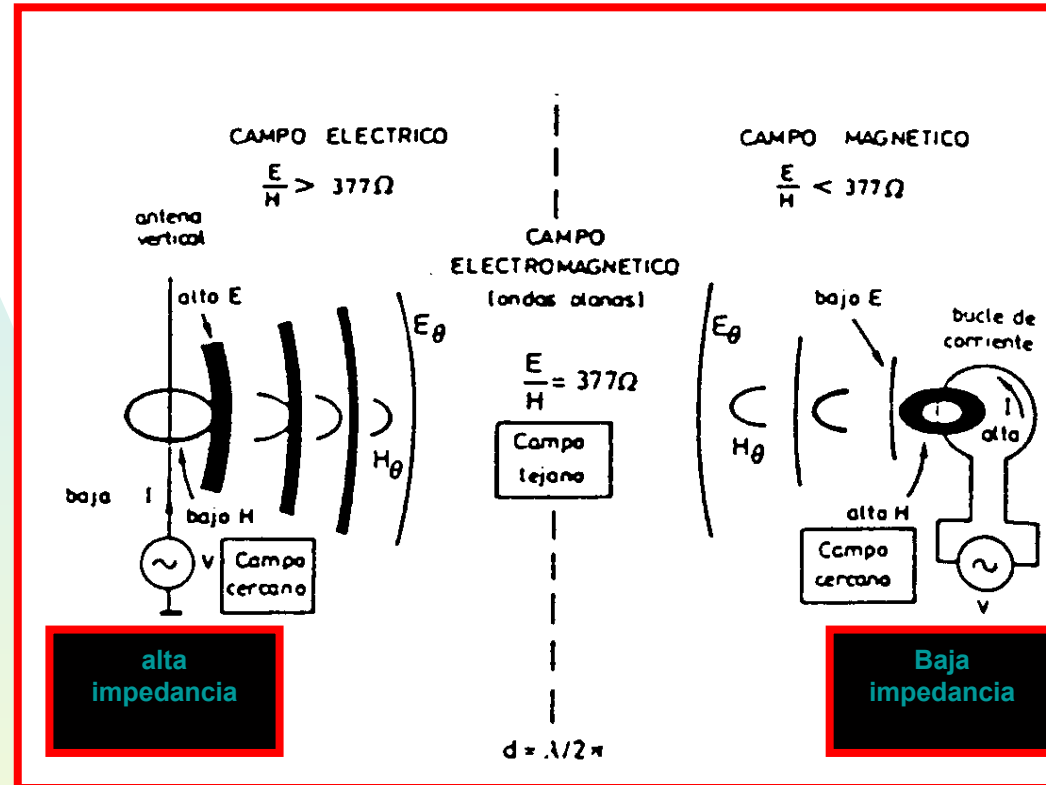


Regiones características en función de la distancia entre la fuente del campo y el punto de observación



Blindajes

Campos electromagnéticos



Intensidades de campo en función del tipo de fuente de campo radiado

Campo puede considerarse **cercano** hasta una $d \approx 1/6$ de la longitud de onda del generador

$f = 100 \text{ kHz}$

$f = 10 \text{ MHz}$

$d = 450 \text{ m}$

$d = 4,5 \text{ m}$

Si el generador de EMI se encuentra en la misma sala que el circuito interferido, es fácil tener un problema de campo cercano



Campos eléctrico y magnético se deben considerar por separado

Blindajes

Efectividad de los blindajes



Efectividad para campos eléctricos

$$S = 20 \log (E_0/E_1) \text{ (dB)}$$

E_0 (H_0) = intensidad del campo incidente

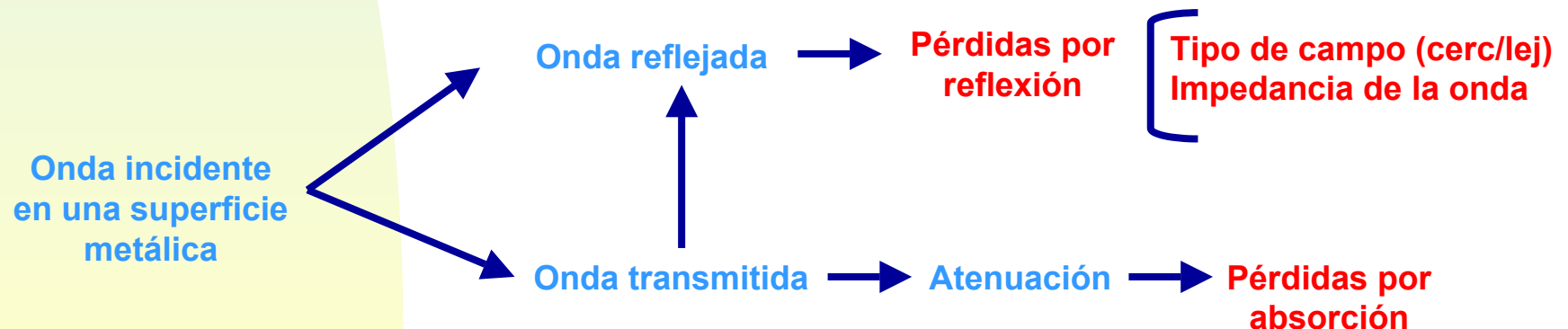
E_1 (H_1) = intensidad del campo que traspasa el blindaje

Efectividad para campos magnéticos

$$S = 20 \log (H_0/H_1) \text{ (dB)}$$

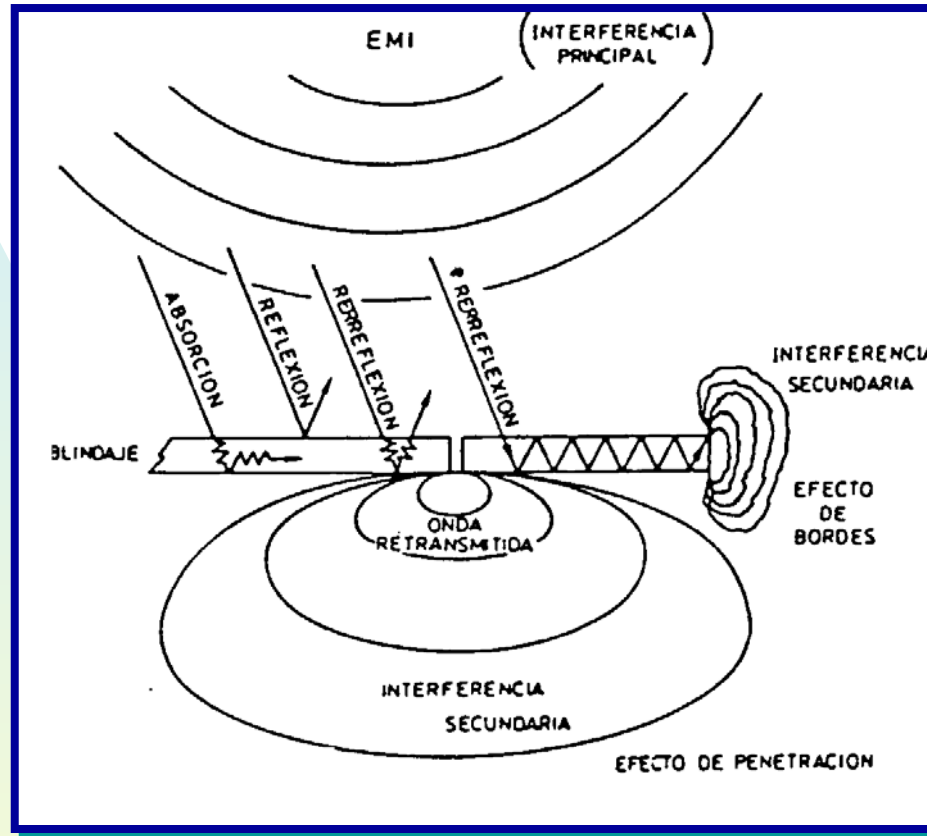
La efectividad varía con:

- La frecuencia
- La geometría del campo
- La posición del detector
- Tipo de campo
- Polarización
- Dirección de la incidencia



Blindajes

Efectividad de los blindajes



Efecto de las radiaciones sobre un blindaje con un agujero

$$S = A + R + MR$$

S = efectividad total del blindaje

A = Pérdidas por absorción

R = Pérdidas por reflexión.

MR = Reflexiones múltiples. Despreciable si A > 9dB

Blindajes

Efectividad de los blindajes



Material	Frecuencia (kHz)	Pérd. de absorción (todos los campos)	Pérdidas de reflexión		
			campos magnéticos	campos eléctricos	ondas planas
magnético $\mu_r = 1000$ $\sigma_r = 0.1$	<1	A-B	A	E	E
	1-10	C-D	A-B	E	E
	10-100	E	B	E	D
	>100	E	B-C	D	C-D
no magnético $\mu_r = 1$ $\sigma_r = 1$	<1	A	B	E	E
	1-10	A	C	E	E
	10-100	B	C	E	E
	>100	C-D	D	E	E

EFFECTIVIDAD DE LOS BLINDAJES

	Atenuación (dB)	Característica	
A	0-10 dB	muy inefectivo	(muy malo)
B	10-30 dB	inefectivo	(malo)
C	30-60 dB	medio	(normal)
D	60-90 dB	efectivo	(bueno)
E	>90 dB	muy efectivo	(excelente)

Pérdidas por absorción "A" (para campos E, H y ondas planas)



La atenuación A es independiente del tipo de campo (E, H) y se describe a través de la profundidad skin

$$A = \frac{E_o}{E_d} = \frac{H_o}{H_d} = e^{d/\delta} = 8.7 \cdot \frac{d}{\delta} \text{ [dB]}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu \cdot f}}$$

Las pérdidas por absorción constituyen el principal mecanismo de apantallado en el caso de campos magnéticos de baja frecuencia

A bajas frecuencias es difícil apantallar eficientemente contra campos magnéticos porque su efectividad es baja

A = pérdidas dadas en dB

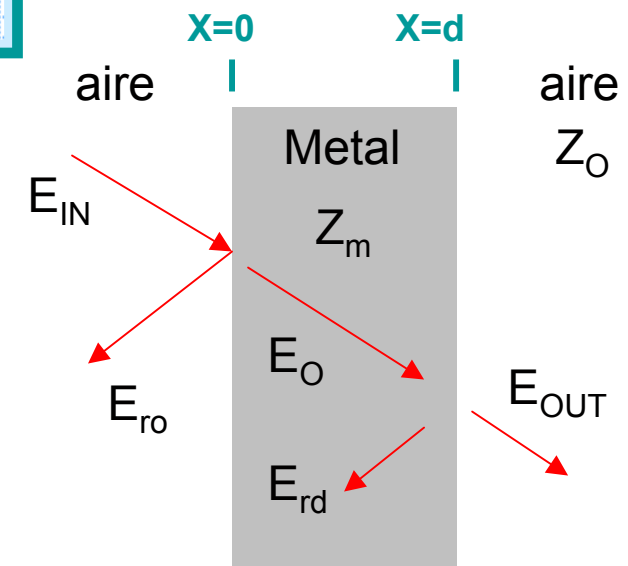
d = espesor

f = frecuencia

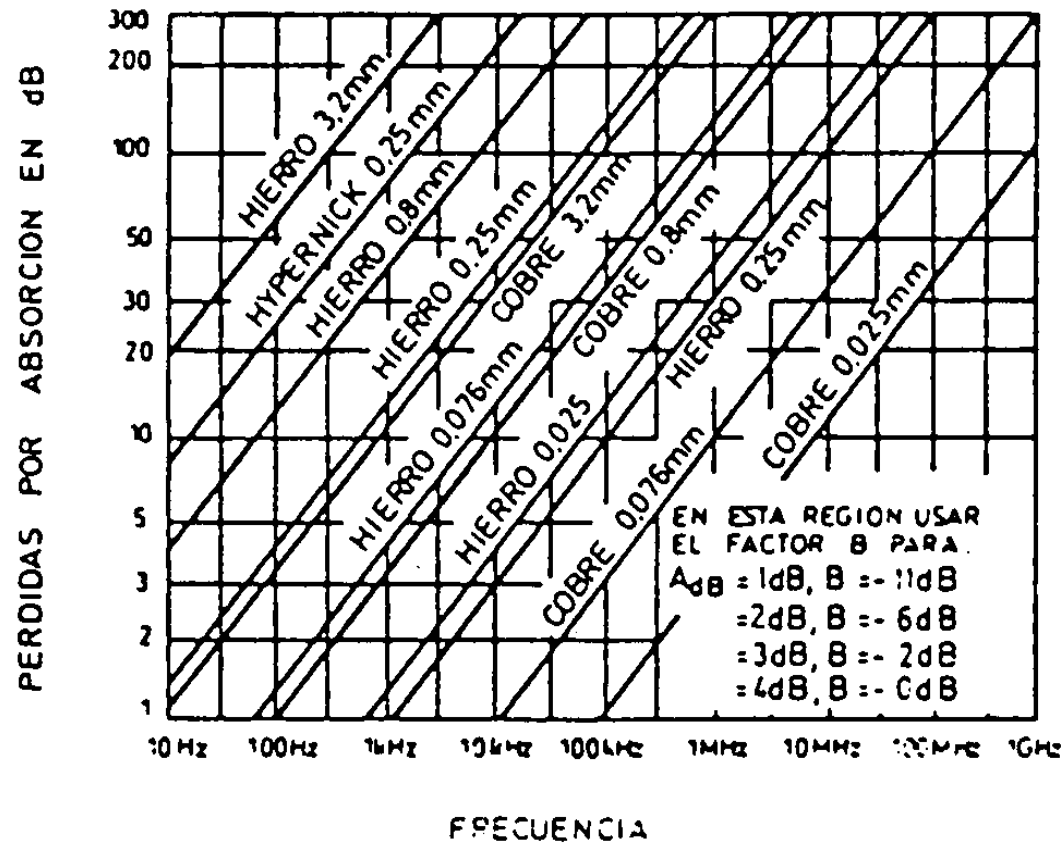
δ = profundidad skin

ρ = resistividad

H_d = campo en el metal a la distancia x=d



Pérdidas por absorción "A" (para campos E, H y ondas planas)



8dB por cada δ que aumentemos d

Pérdidas por reflexión "R"

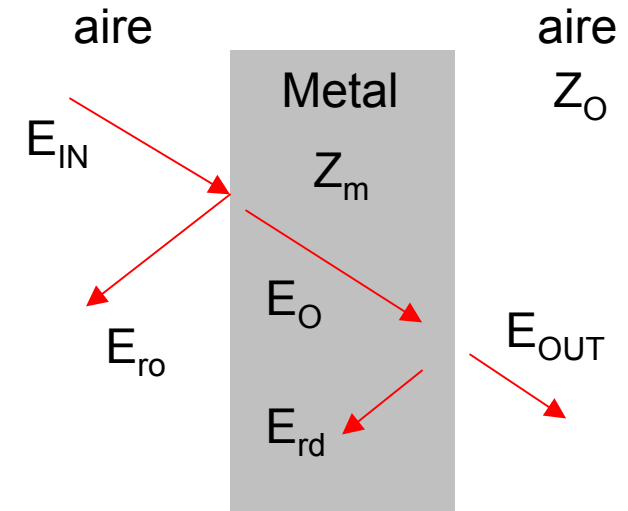


$$R = \frac{E_{IN}}{E_{OUT}} = \frac{H_{IN}}{H_{OUT}} = \frac{(Z_O + Z_m)^2}{4 \cdot (Z_O Z_m)}$$

Impedancia de cualquier medio

$$|Z_m| = \sqrt{\left| \frac{j\omega\mu}{j\omega\varepsilon + \sigma} \right|} = \frac{\sqrt{2}}{\sigma \cdot \delta}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu \cdot f}}$$



Pérdidas por múltiples reflexiones "MR"



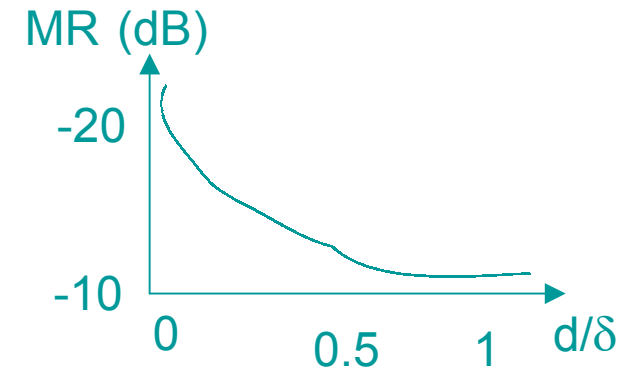
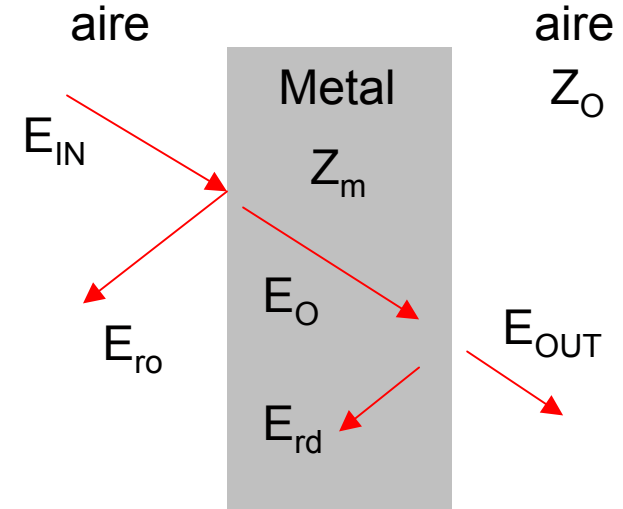
"Profundidad de penetración δ ":
Distancia requerida para que la onda sea atenuada 1/e veces (36,7 % de su valor inicial (9dB))

$$MR = 20 \cdot \log \left(1 - e^{-\frac{2d}{\delta}} \right) = \frac{2d}{\delta} [dB]$$

(para valores bajos de d/δ)

Blindaje metálico ($Z_0 \gg Z_m$),

- R aumenta al disminuir la frec. y aumentar la conductividad del material.



El término MR es relevante cuando las pérdidas por absorción son bajas



Particularizando en el caso de campo cercano E tendremos que :

$$R_E = \left| \frac{(Z_E + Z_m)^2}{4 Z_E Z_m} \right| \approx \frac{1}{4 \sqrt{2}} \cdot \frac{\sigma \delta}{\omega \cdot \epsilon_0 \cdot r}$$

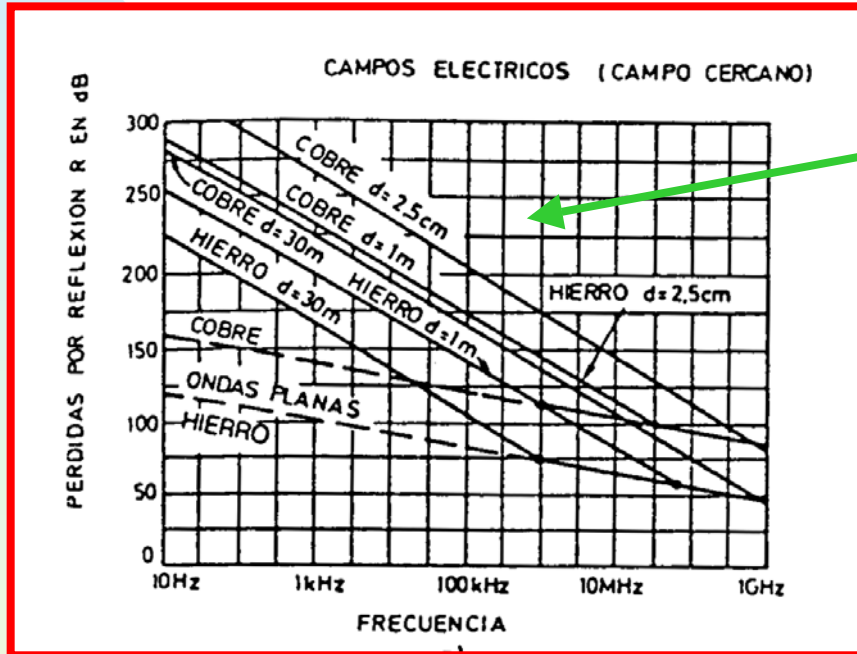
$$Z_E = \frac{1}{2 \pi \epsilon f \cdot r} \quad Z_E \gg Z_m \quad \omega: 2 \cdot \pi \cdot f$$

r: distancia pantalla-fuente

Para valores bajos de (d/δ) se ha introducido la corrección debido a las múltiples reflexiones

$$R \cdot MR = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{\sigma \cdot d}{\omega \cdot \epsilon_0 \cdot r}$$

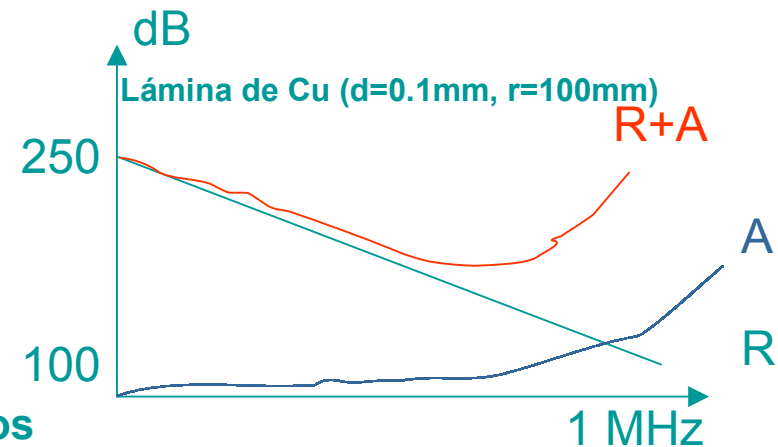
Atenuación del campo cercano E de un dipolo



d: distancia de la fuente al blindaje

- R se reducen con f y r
- Se pueden conseguir buenos apantallamientos con espesores muy bajos

Las pérdidas por reflexión constituyen el principal mecanismo de apantallado en el caso de campos eléctricos de baja frecuencia. A alta frecuencia lo es la absorción



Blindajes contra el acoplamiento capacitivo (Frente a un campo eléctrico)



- Debe incluir todos los componentes a proteger
- Debe conectarse a un potencial constante que puede ser la masa del sistema
- Debe tener alta conductividad: cobre y aluminio

**Encerrar el circuito o el conductor
dentro de un blindaje metálico
hermético**

“ Blindaje electrostático
o de *Faraday* ”

Jaula de Faraday:
cobertura del 100%

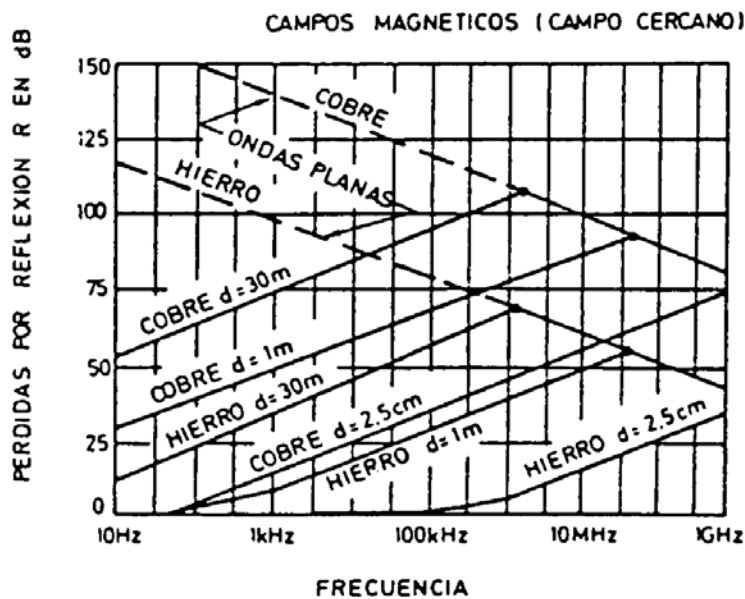
Atenuación del campo cercano H de un dipolo



$$Z_H = 2 \pi \mu f \cdot r \quad R_H = \left| \frac{(Z_H + Z_m)^2}{4 Z_H Z_m} \right| \approx \frac{w \mu_o r \sigma \delta}{4 \sqrt{2}}$$

Se supone que $Z_H \gg Z_m$. A muy baja frec. no es correcto y tendríamos que utilizar la expresión general:

$$R = \frac{(Z_o + Z_m)^2}{4 \cdot (Z_o Z_m)}$$



d: distancia de la fuente al blindaje

- Baja frec. Difícil apantallar. El término de MR tiene importancia y ha de añadirse a R_H
- Alta frec. Absorción
- A_H (absorción) aumenta si aumenta f y r
- A_H aumenta si los materiales tienen alta permeabilidad
- La atenuación aumenta con "d"

Un campo magnético a bajas frecuencias presenta baja reflexión ya que las reflexiones son función del cociente entre la impedancia de onda y la del blindaje

Blindajes contra el acoplamiento inductivo (Frente a un campo magnético)



- Debe encerrar a todos los componentes a proteger
- Debe tener alta permeabilidad

Resulta más difícil obtener una buena efectividad comparativamente con el blindaje electrostático

En campo cercano, las EMI pueden tener un 90% de intensidad de campo magnético y un 10% de campo eléctrico, en cuyo caso son irrelevantes las pérdidas por reflexión

Será aconsejable reforzar las pérdidas por absorción a expensas de las pérdidas de reflexión, escogiendo EL HIERRO como material de blindaje

- Minimizar el área de los bucles de corriente generador y receptor
- Apantallar magnéticamente con materiales de alta permeabilidad todo el generador de interferencias
- Cables próximos a un plano de masa

Atenuación de ondas planas



Z_0 : impedancia de onda cte.=377 Ω

Se han de cumplir las condiciones de campo lejano ($r \gg \lambda/2\pi$)

Es un caso poco habitual

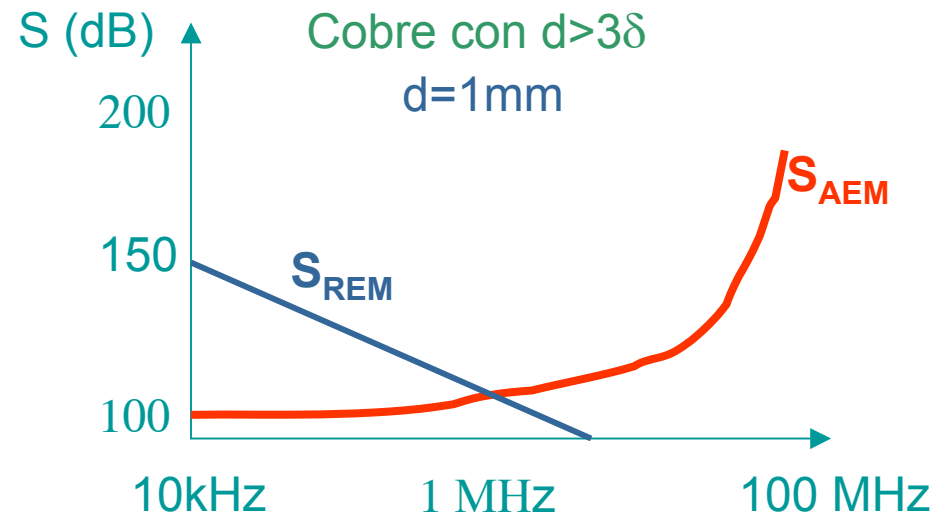
$$R_{EM} = \left| \frac{Z_0}{4 \cdot Z_m} \right| = \frac{377 \sigma \delta}{4\sqrt{2}}$$

Atenuación por reflexión

A baja frecuencia (d/δ pequeña) la contribución debido a múltiples reflexiones y absorción no son destacables \Rightarrow la atenuación no depende de la frecuencia.

La mayor contribución a $f \downarrow$
se debe a la **reflexión**.

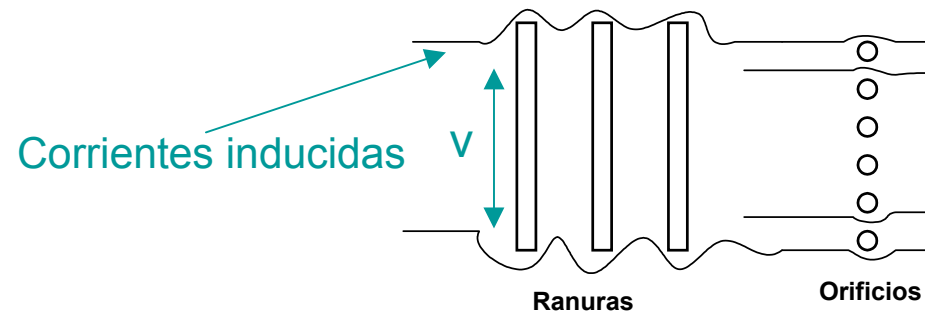
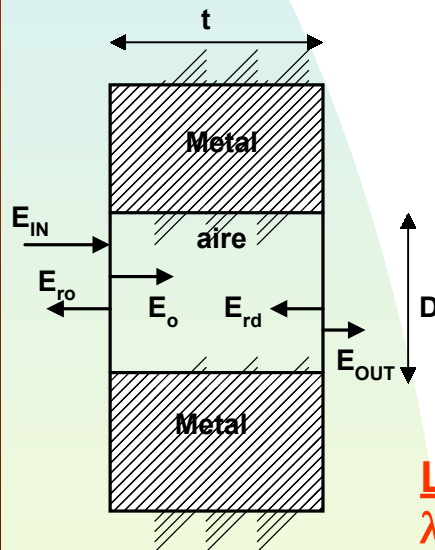
- Las pérdidas son mayores con
buenos conductores (σ elevadas)



Atenuación de campos en aberturas



- Reducen la efectividad del blindaje
- La pérdida de efectividad afecta más al campo magnético
- La máxima dimensión lineal de la ranura será el parámetro a considerar en la evaluación de la pérdida de efectividad.



Cuanto mas se desvíen las líneas peor apantallamiento

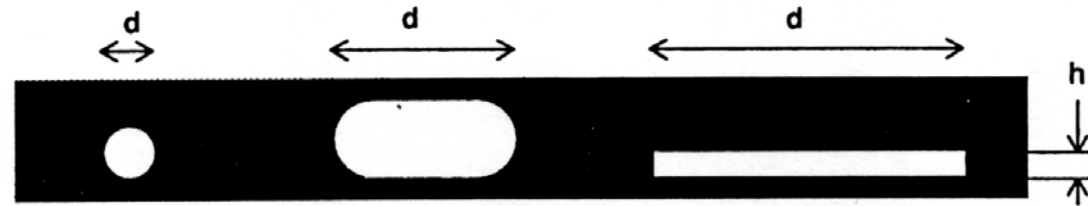
Longitud de onda crítica (λ_c): las ondas cuya $\lambda > \lambda_c$ se atenuará en el orificio.

Frecuencia crítica. $F_c = c / \lambda_c$ ($f < f_c$ quedan atenuadas)

A menor distorsión de las líneas de corriente:

- Menor diferencia de potencial entre bordes
- Menor campo eléctrico en la apertura
- Menor radiación a través de la apertura

Atenuación de campos en aberturas



$$EB(dB) = 100 - 20\log[d_{mm} \cdot F_{MHz}] + 20\log[1 + \ln(d/h)] \quad (\text{para } \leq \lambda/2, \gg \text{ grosor})$$

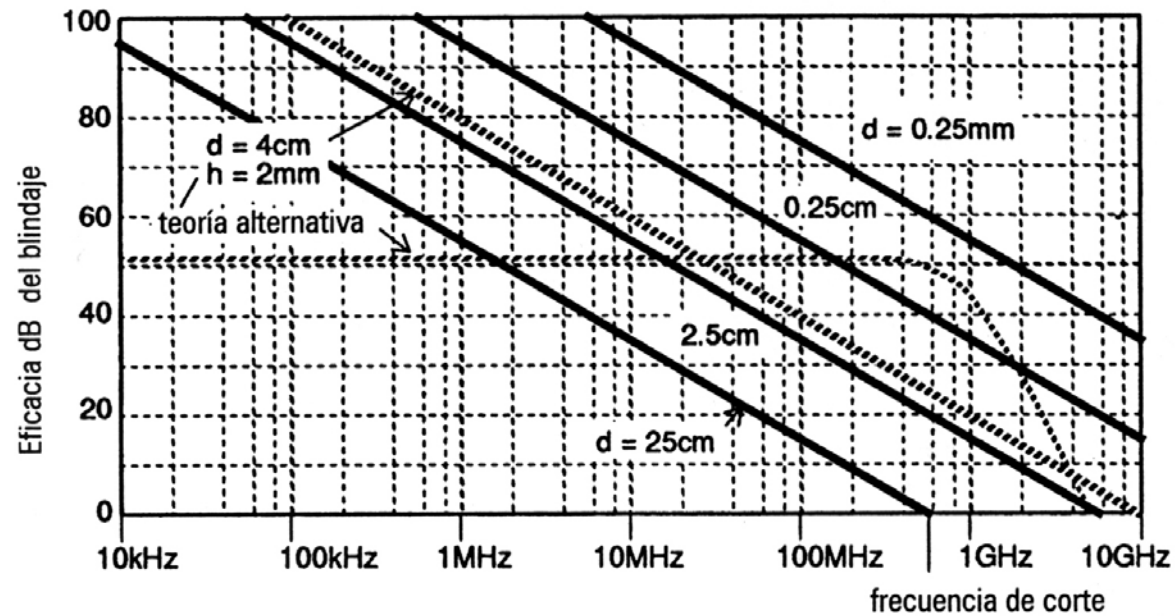
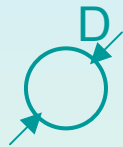


Figura 7.34 Degradación de la eficacia de la pantalla debido a aberturas



Guía ondas circular



$$\lambda_{\max} = \frac{D}{2\pi}$$

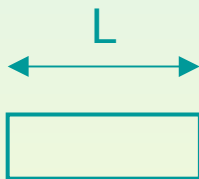
Frec. de corte

$$f_c = \frac{175 \cdot 10^9}{D} \text{ [Hz]}$$

Efectividad

$$S = 32 \cdot \frac{t}{D} \text{ [dB]}$$

Guía ondas rectangular

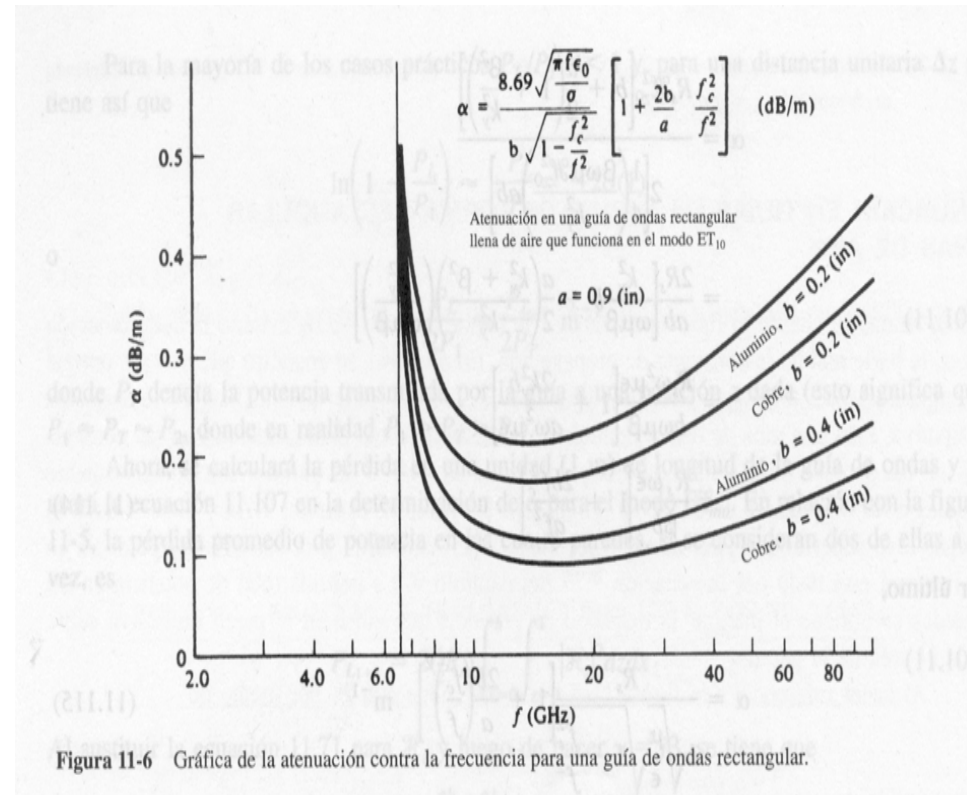


$$\lambda_{\max} = \frac{L}{2\pi}$$

$$f_c = \frac{150 \cdot 10^9}{L} \text{ [Hz]}$$

$$S = 27 \cdot \frac{t}{L} \text{ [dB]}$$

* Unidades de longitud en mm
t: espesor

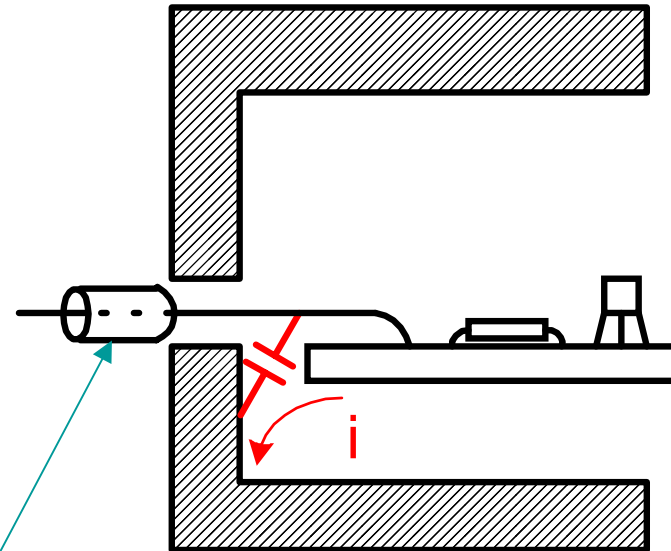
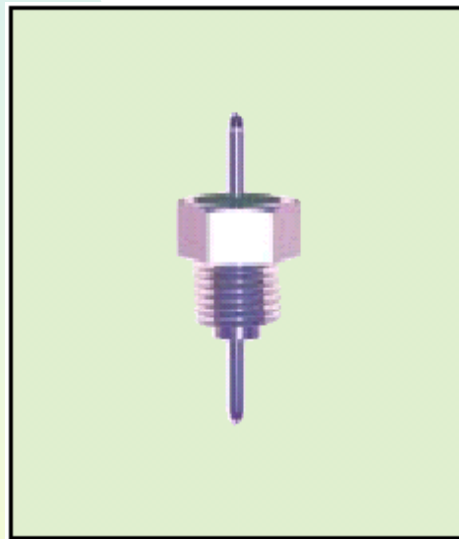


Cuando el espesor del conductor es comparable a las dimensiones de la apertura hay que añadir el efecto de guía onda.

- La atenuación dependerá exponencialmente de la longitud de la guía.

Paso de cables a través de blindajes

- Los condensadores de filtro deben colocarse al lado del blindaje
- Condensadores pasamuros
Valores típicos: $C=1000\text{pF}$
Incorporar ferritas para atenuar la alta frecuencia



Núcleo de ferrita

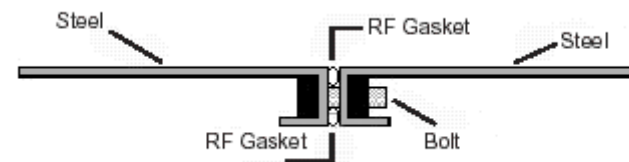
Comparación de los materiales



Materiales magnéticos: μ elevadas a costa de reducir la conductividad $\sigma \Rightarrow$ mayores pérdidas de absorción y menor reflexión.

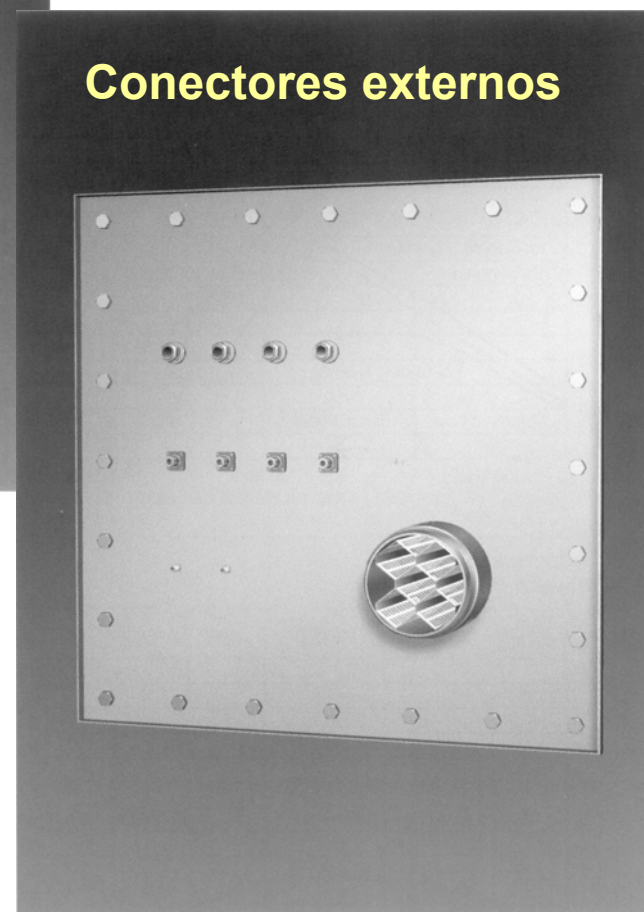
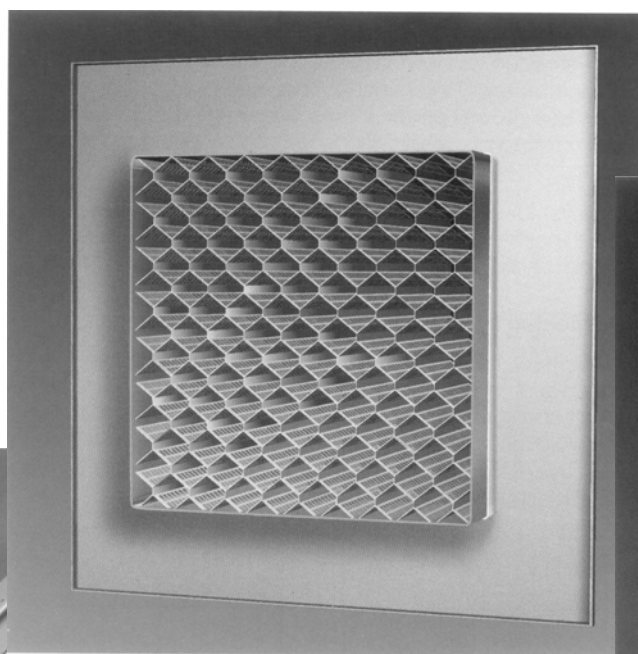
Interesa en baja frec y para campos magnéticos

Para ondas planas y campo eléctrico interesa tener una alta conductividad σ





juntas

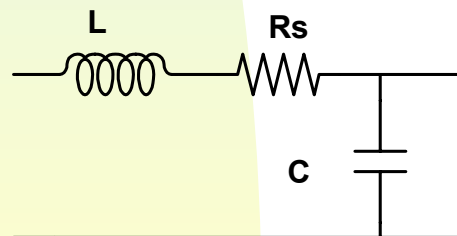
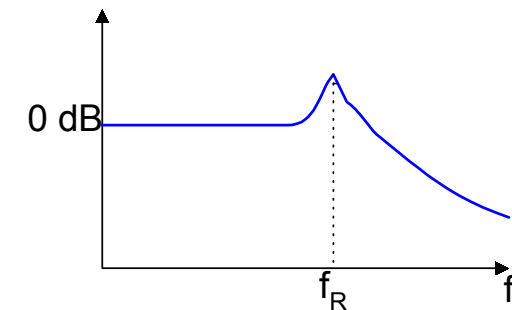
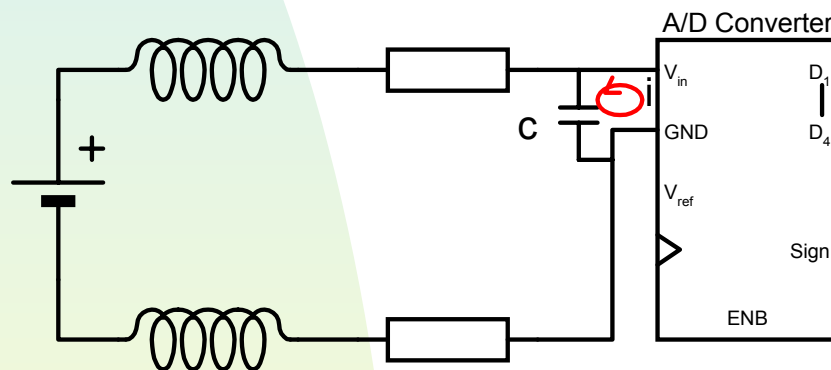


Conectores externos



Condensador de desacoplo:

- Actúa como una fuente de tensión cercana a la carga.
- Aporta la energía necesaria para absorber los picos de corriente
- Limita el tamaño del bucle con un área menor
- Se requieren condensadores con baja inductancia y resistencia serie (Cerámicos multicapa)



Hay que evitar la frecuencia de resonancia ya que tiene un efecto amplificador

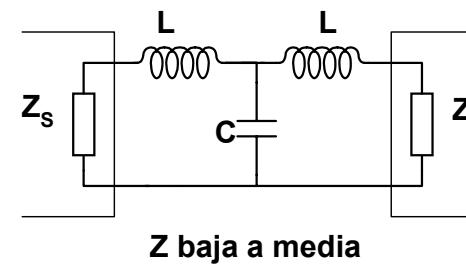
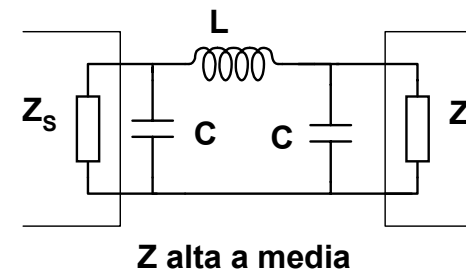
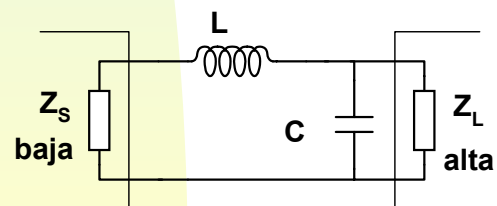
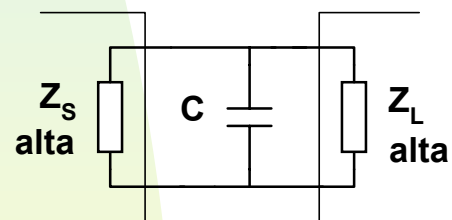
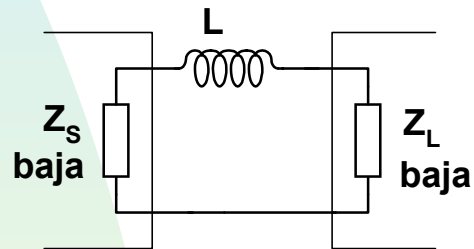
$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Configuración de los filtros



Objetivo: atenuar la alta frecuencia.

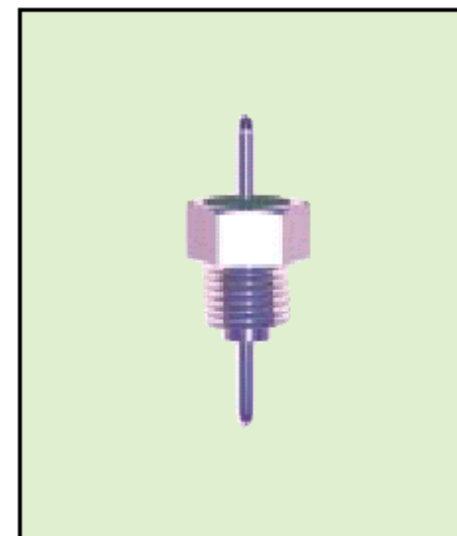
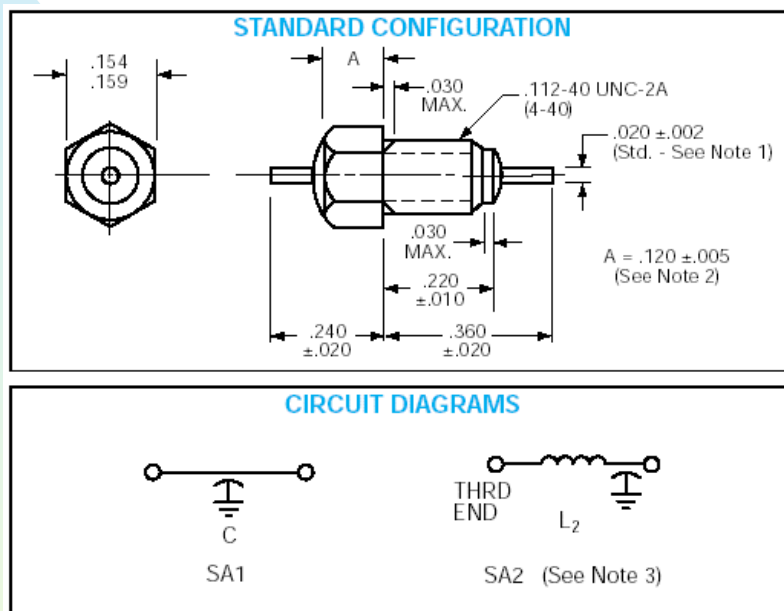
La eficacia del filtro depende de la impedancia vista a cada extremo de la red de filtros



Configuración de los filtros



Bolt style EMI filter (10 MHz-26 GHz)



SPECIFICATIONS

AVX P/N	CKT	CAP ¹	DC Voltage	DCR	Insertion Loss ² Per MIL-STD-220, +25°C					
					1 MHz	10 MHz	100 MHz	200 MHz	1 GHz	10 GHz
SA1C1-102	C	1000	50	.02	-	4	20	25	25	55
SA1C1-502	C	5000	50	.02	-	15	34	41	42	55
SA1C1-103	C	.01	50	.02	4	21	35	42	50	70
SA1C1-273	C	.027	50	.02	10	30	39	43	65	70
SA1C1-503	C	.05	50	.02	15	35	42	45	70	70

Configuración de los filtros



Filtros de red eléctrica



Incluyen componentes para eliminar las interferencias en modo común y diferencial

El choke L actúa en modo común. El flujo creado por las corrientes diferenciales se anula lo que evita la saturación del núcleo.

La inductancia de dispersión si actúa sobre las corrientes en modo diferencial

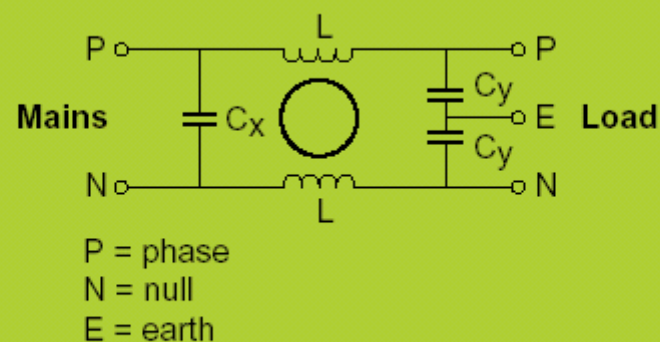
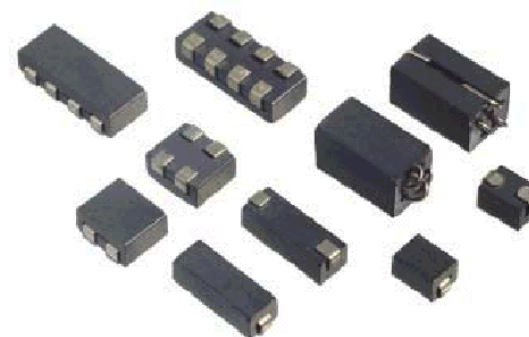
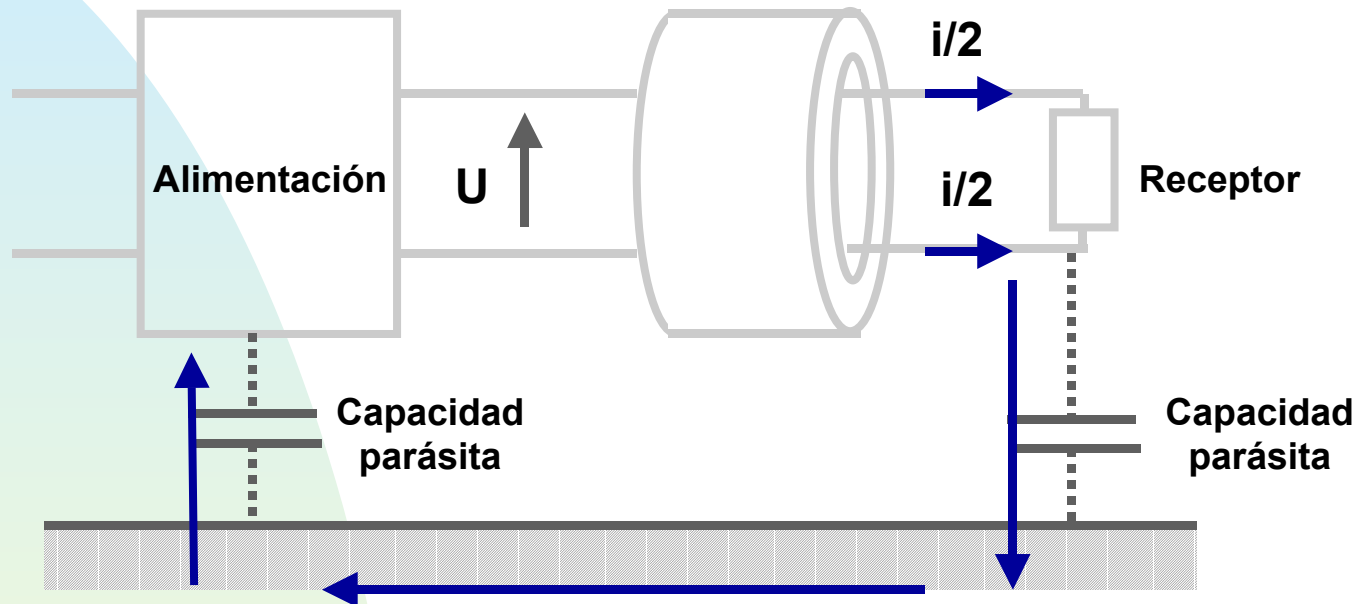


Fig. 8 Typical mains filter configuration.



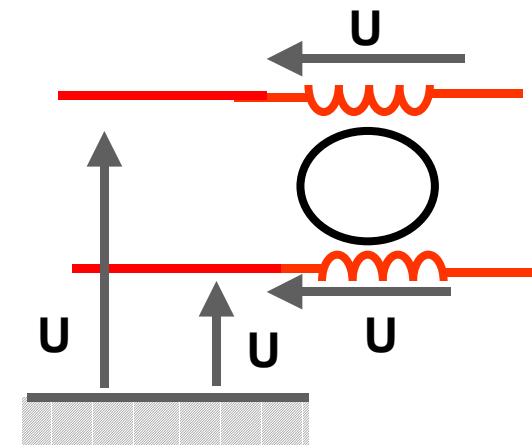
Range of SMD beads and chokes

Núcleos de ferrita

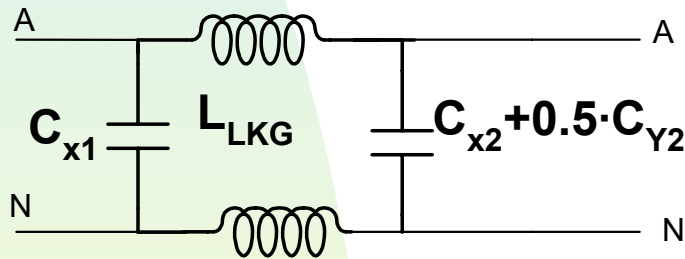
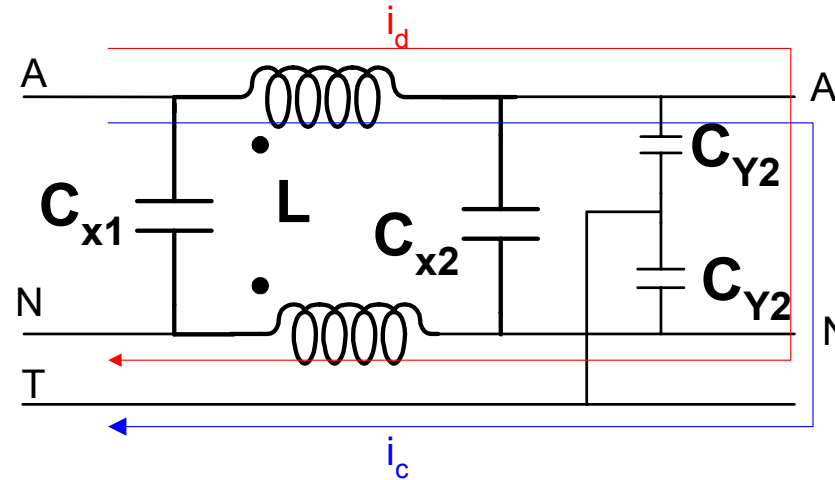


Filtrado pasivo en "modo común"

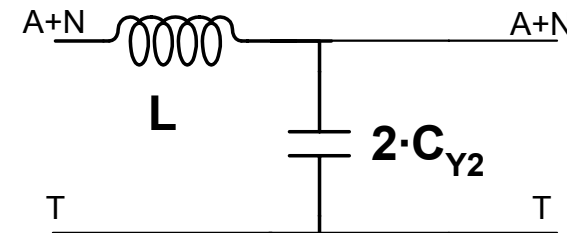
En modo diferencial las dos inductancias se anulan porque están bobinadas en sentido inverso sobre el mismo núcleo



Filtros de red eléctrica



Circ. Equivalente
Modo Diferencial
 C_x (0.1-0.47 μ F)
L (1-10 mH)



Circ. Equivalente
Modo Común

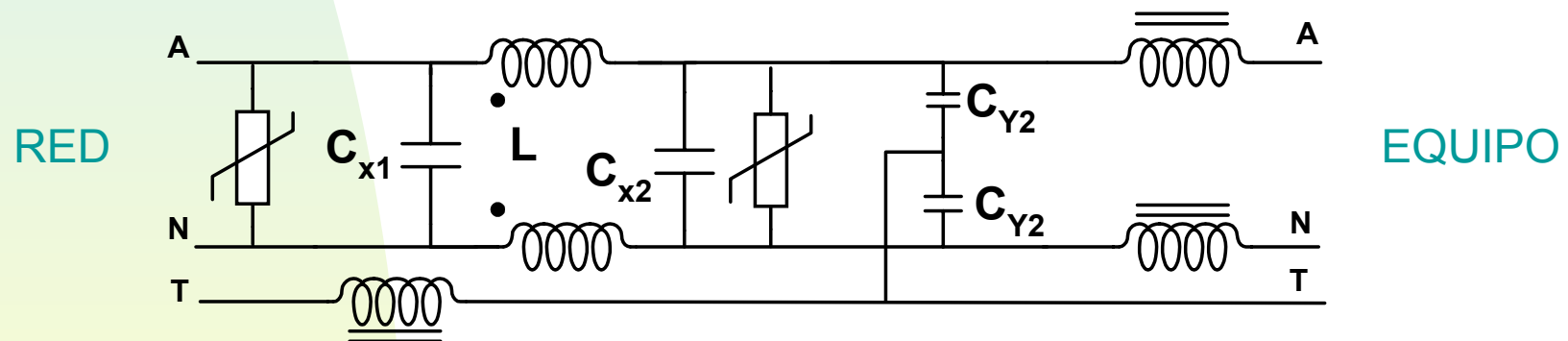
El conjunto puede presentar atenuaciones de 40-50 dB hasta 30 MHz
Por debajo de 1MHz la atenuación disminuye notablemente

Filtros de red eléctrica



Mejora de la eficacia:

- Chokes adicionales en líneas diferenciales
- Choke en la línea de tierra
- Supresores de transitorios (VDR)



Ensayos realizados en la cámara anecoica del Área de Tecnología Electrónica



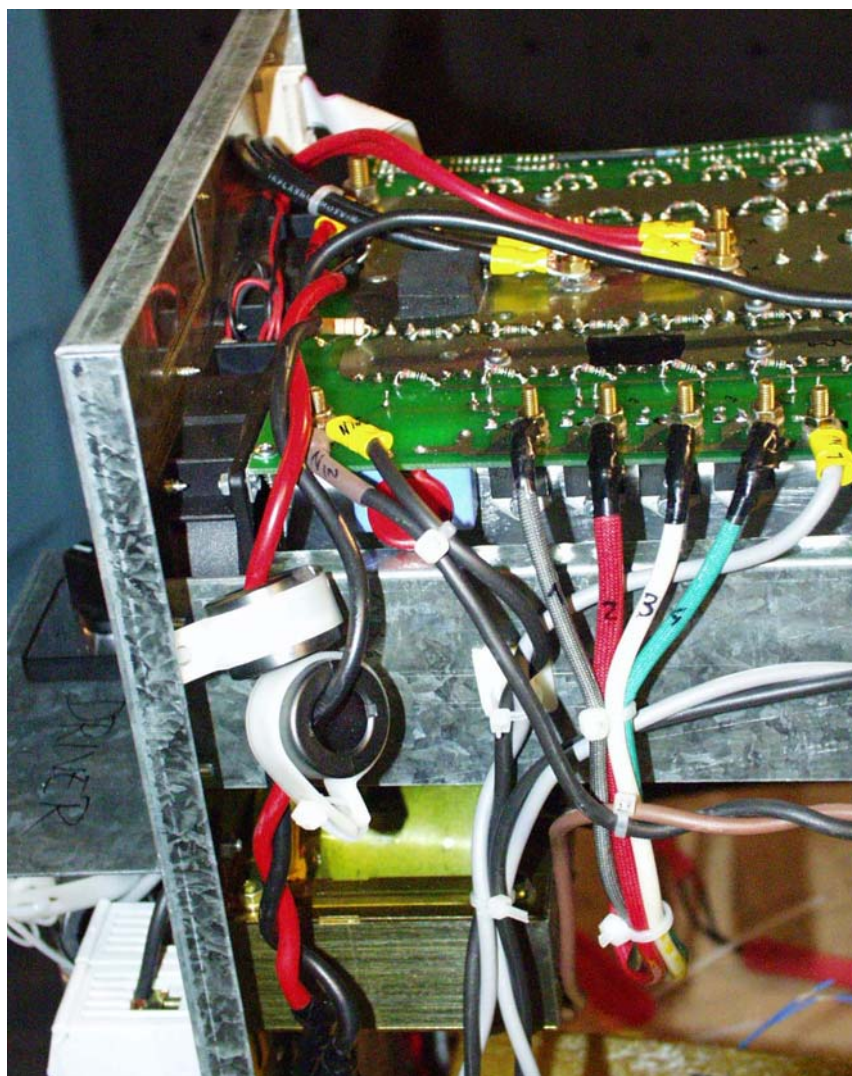
**SAI de 10kW
Chloride**

Ensayos realizados en la cámara anecoica del Área de Tecnología Electrónica



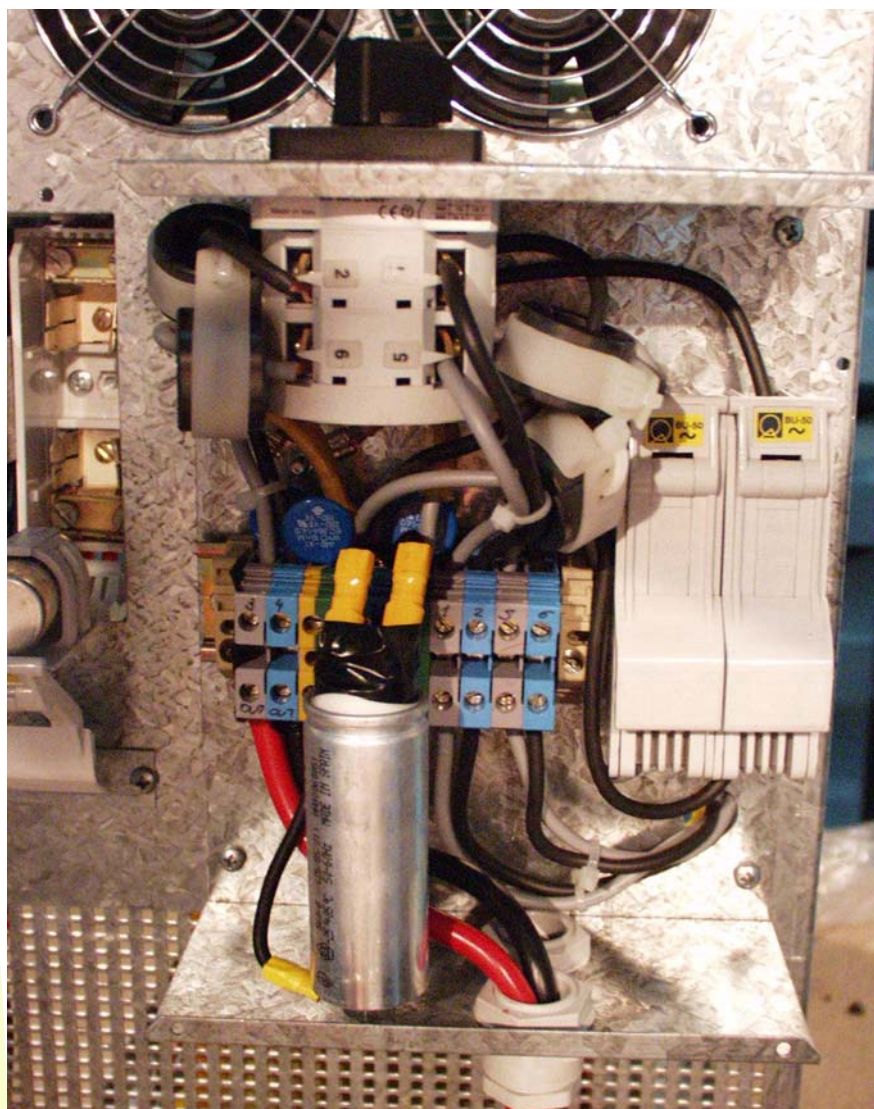
**SAI de 10kW
Chloride**

Ensayos realizados en la cámara anecoica del Área de Tecnología Electrónica



**SAI de 10kW
Chloride**

Ensayos realizados en la cámara anecoica del Área de Tecnología Electrónica



**SAI de 10kW
Chloride**