

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

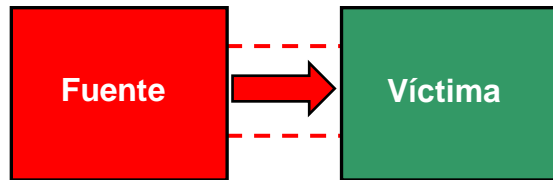
**Modelo de Bajas Frecuencias  
Acoplamiento por Inducción**

Juan C. Fernandez

2019

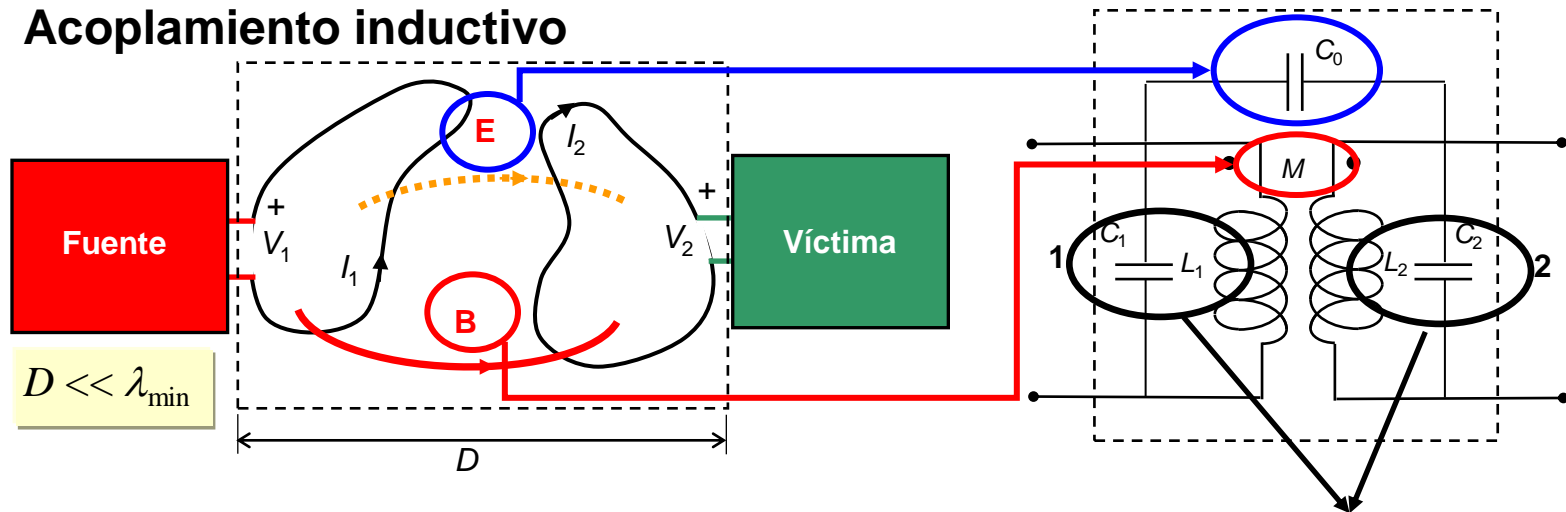
# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MODELOS DE ACOPLAMIENTO NO CONDUCTIVO –BF

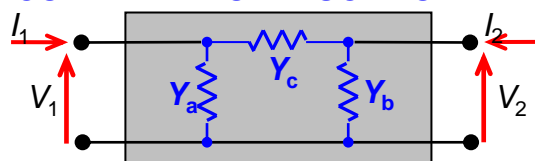


- Acoplamiento inductivo o magnético [débil]
- Acoplamiento capacitivo o eléctrico [débil]
- Acoplamiento general [débil]

### Acoplamiento inductivo



### ACOPLAMIENTO INDUCTIVO

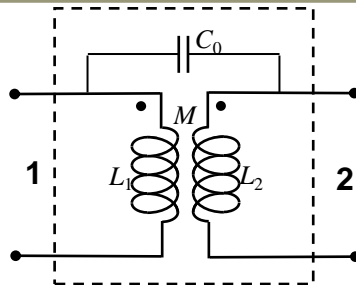


$$Y_a = \frac{L_2 - M}{i\omega(L_1 L_2 - M^2)} \quad Y_b = \frac{L_1 - M}{i\omega(L_1 L_2 - M^2)}$$

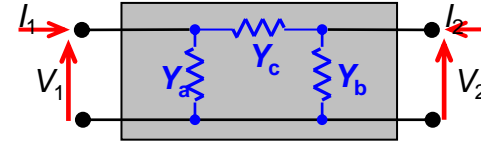
$$Y_c = i\omega C_0 + \frac{M}{i\omega(L_1 L_2 - M^2)}$$

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MODELOS DE ACOPLAMIENTO NO CONDUCTIVO –BF



### ACOPLAMIENTO INDUCTIVO



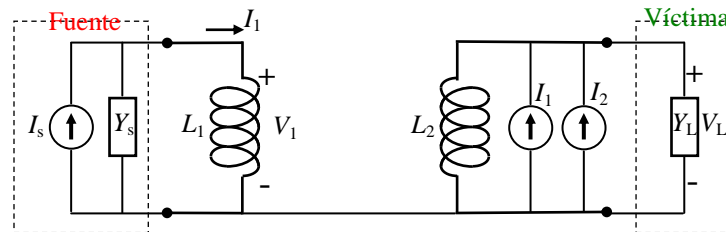
$$Y_a = \frac{L_2 - M}{i\omega(L_1 L_2 - M^2)} \quad Y_b = \frac{L_1 - M}{i\omega(L_1 L_2 - M^2)}$$

$$Y_c = i\omega C_0 + \frac{M}{i\omega(L_1 L_2 - M^2)}$$

### ACOPLAMIENTO INDUCTIVO DÉBIL

$$M^2 \ll L_1 L_2 \quad \text{y} \quad 1/i\omega C_0 \gg i\omega L_1, i\omega L_2$$

### ACOPLAMIENTO INDUCTIVO DEBIL



En el circuito fuente queda una inductancia pura y en el circuito víctima la tensión inducida en la carga:

$$V_L = \frac{i\omega C_0 + M / i\omega L_1 L_2}{(Y_s + 1/i\omega L_1)(Y_L + 1/i\omega L_2)} I_s$$

puede representarse mediante dos fuentes de corriente sobre el circuito víctima:

$$I_1 = \frac{i\omega C_0}{(Y_s + 1/i\omega L_1)} I_s = i\omega C_0 V_1$$

**acoplamiento capacitivo**

$$I_2 = \frac{M / i\omega L_1 L_2}{(Y_s + 1/i\omega L_1)} I_s = \frac{M}{L_2} I_1$$

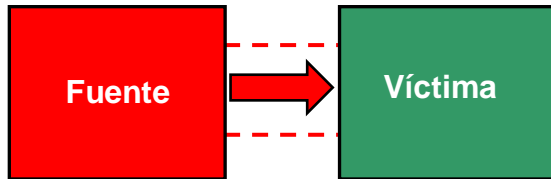
**acoplamiento inductivo (predomina)**

y la tensión y corriente inducidas sobre la carga se escriben ahora:

$$V_L = \frac{I_1 + I_2}{(Y_L + 1/i\omega L_2)} \quad I_L = Y_L V_L$$

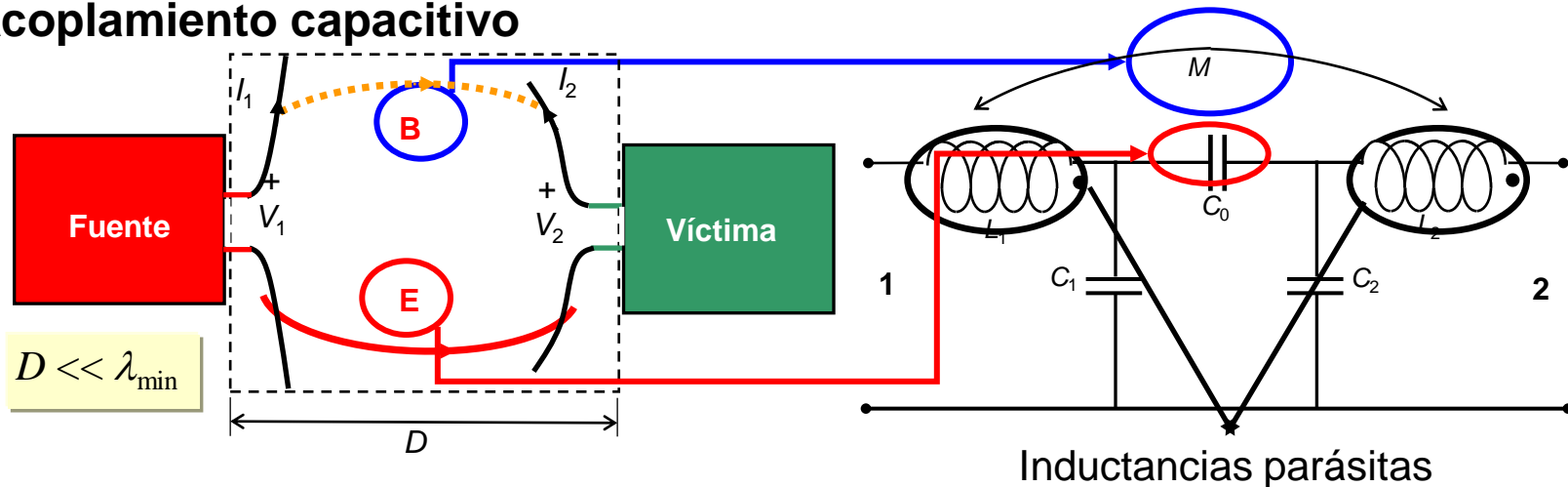
# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MODELOS DE ACOPLAMIENTO NO CONDUCTIVO –BF

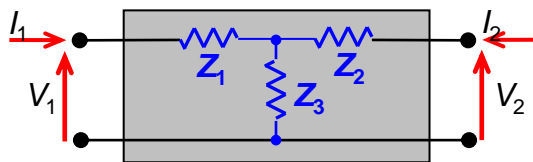


- Acoplamiento inductivo o magnético [débil]
- Acoplamiento capacitivo o eléctrico [débil]
- Acoplamiento general [débil]

### Acoplamiento capacitivo



### ACOPLAMIENTO CAPACITIVO



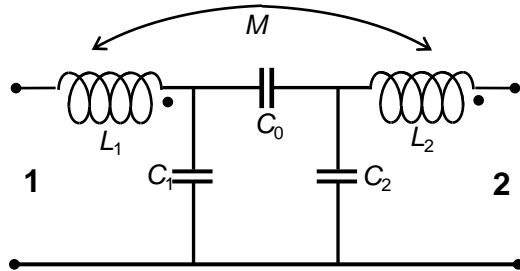
$$Z_1 = C_2 / i\omega [C_1 C_2 + C_0 (C_1 + C_2)]$$

$$Z_2 = C_1 / i\omega [C_1 C_2 + C_0 (C_1 + C_2)]$$

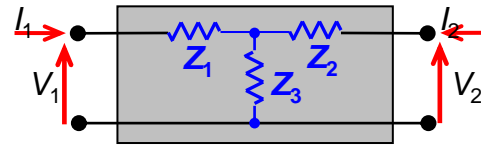
$$Z_3 = i\omega M + C_0 / i\omega [C_1 C_2 + C_0 (C_1 + C_2)]$$

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MODELOS DE ACOPLAMIENTO NO CONDUCTIVO -BF



### ACOPLAMIENTO CAPACITIVO



$$Z_1 = C_2 / i\omega [C_1 C_2 + C_0 (C_1 + C_2)]$$

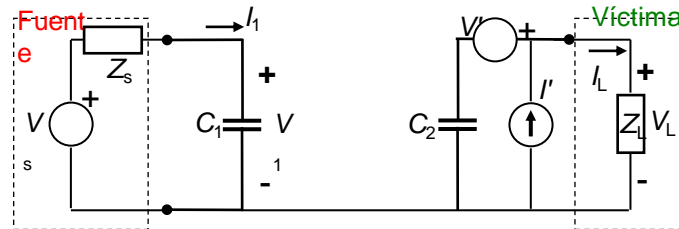
$$Z_2 = C_1 / i\omega [C_1 C_2 + C_0 (C_1 + C_2)]$$

$$Z_3 = i\omega M + C_0 / i\omega [C_1 C_2 + C_0 (C_1 + C_2)]$$

### ACOPLAMIENTO CAPACITIVO DÉBIL

$$C_0 \ll C_1, C_2$$

### ACOPLAMIENTO CAPACITIVO DEBIL



En el circuito fuente queda una capacidad pura y en el circuito víctima la corriente inducida en la carga:

$$I_L = \frac{i\omega M + C_0 / i\omega C_1 C_2}{(Z_s + 1/i\omega C_1)(Z_L + 1/i\omega C_2)} V_s$$

puede representarse mediante una fuente de tensión y una fuente de corriente sobre el circuito víctima:

$$I' = i\omega C_0 V_1$$

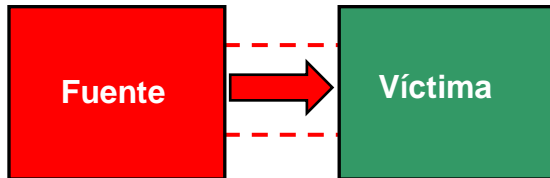
acoplamiento capacitivo (predomina)

$$V' = i\omega M I_1$$

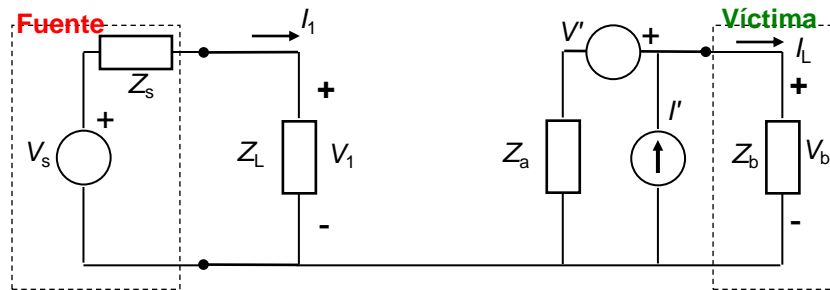
acoplamiento inductivo

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MODELOS DE ACOPLAMIENTO NO CONDUCTIVO –BF



### ACOPLAMIENTO GENERAL DÉBIL



En este caso las inductancias y capacidades de la fuente en los modelos previos se reemplazan por impedancias. Las fuentes inducidas siguen siendo:

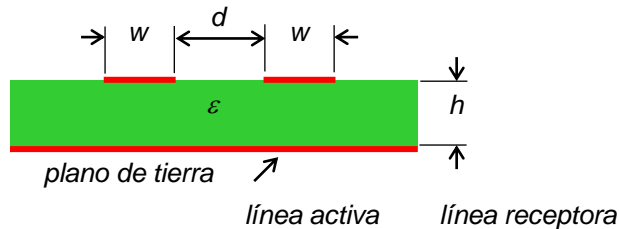
$$V' = i\omega MI_1 \quad I' = i\omega C_0 V_1$$

Las fuentes de interferencia inducen fuentes respuesta  $V_1$  e  $I_1$  en la carga generalizada  $Z_L$  del circuito de entrada, y ambas contribuyen a la excitación sobre el circuito víctima.

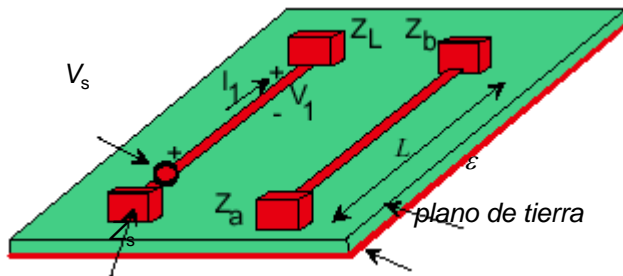
# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MODELOS DE ACOPLAMIENTO NO CONDUCTIVO –BF

### Ejemplo: Crosstalk entre líneas de un circuito impreso



Tenemos una **traza "activa"**, a la que está conectada una fuente de equivalente Thèvenin ( $V_s$ ,  $Z_s$ ) y que termina en una impedancia de carga  $Z_L$ . Este es el **sistema culpable**.



Tenemos además una **traza "receptora"** que es un circuito pasivo, terminado en ambos extremos por impedancias  $Z_a$  y  $Z_b$ . Este es el **sistema víctima**.

Para aplicar el modelo circuital es necesario que se cumpla la **aproximación cuasi-estacionaria**. Si suponemos que la longitud  $L \gg d, w$  de las trazas en un circuito impreso típico es en promedio de 5 cm, la longitud de onda mínima es:

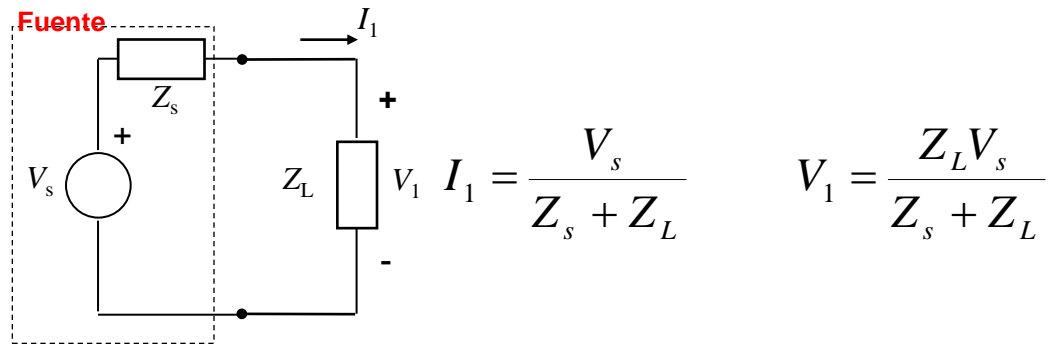
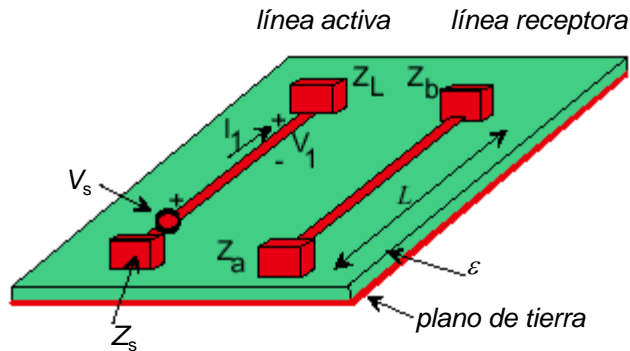
$$\lambda_{\min} \cong 10D = 0.5m \Rightarrow f_{\max} = c/\lambda_{\min} \cong 600MHz$$

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

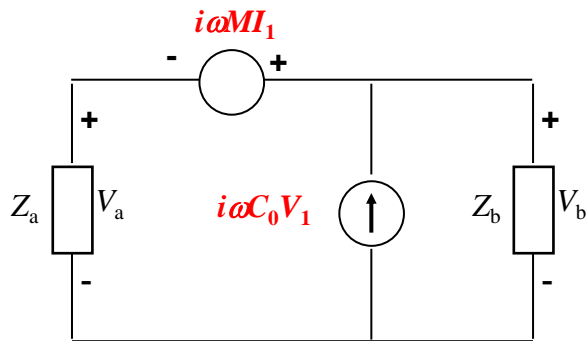
## MODELOS DE ACOPLAMIENTO NO CONDUCTIVO –BF

Ejemplo: Crosstalk entre líneas de un circuito impreso

Circuito culpable:



Circuito víctima:



$$V_a = \frac{Z_a}{Z_a + Z_b} (i\omega C_0 Z_b V_1 + i\omega M I_1) \quad I_a = V_a / Z_a$$

$$V_b = \frac{Z_b}{Z_a + Z_b} (i\omega C_0 Z_a V_1 - i\omega M I_1) \quad I_b = V_b / Z_b$$

$$V_a = \frac{Z_a}{(Z_a + Z_b)(Z_s + Z_L)} (i\omega C_0 Z_b Z_L + i\omega M) V_s$$

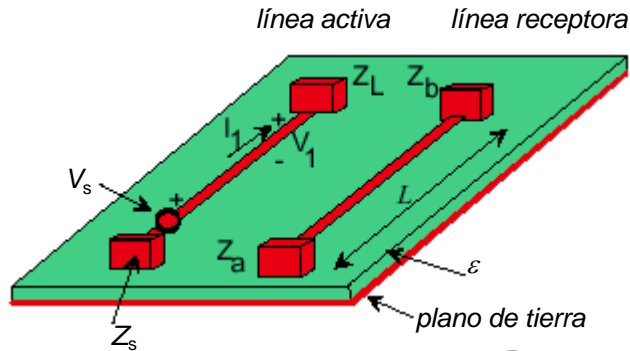
$$V_b = \frac{Z_b}{(Z_a + Z_b)(Z_s + Z_L)} (i\omega C_0 Z_a Z_L - i\omega M) V_s$$



# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MODELOS DE ACOPLAMIENTO NO CONDUCTIVO –BF

### Ejemplo: Crosstalk entre líneas de un circuito impreso



$$V_a = \frac{Z_a}{(Z_a + Z_b)(Z_s + Z_L)} (i\omega C_0 Z_b Z_L + i\omega M) V_s$$

$$V_b = \frac{Z_b}{(Z_a + Z_b)(Z_s + Z_L)} (i\omega C_0 Z_a Z_L - i\omega M) V_s$$

Estas ecuaciones pueden escribirse:

$$k_C = \frac{C_0 Z_a Z_b Z_L}{(Z_a + Z_b)(Z_s + Z_L)} \Rightarrow V_a = i\omega (k_C + k_M Z_a) V_s$$

$$k_M = \frac{M}{(Z_a + Z_b)(Z_s + Z_L)} \Rightarrow V_b = i\omega (k_C - k_M Z_b) V_s$$

**coeficientes de respuesta**

**Casos especiales:**

- **línea activa cortocircuitada en la carga** ( $Z_L = 0$ ):

$$k_C = 0 \Rightarrow V_a = i\omega k_M Z_a V_s \quad k_M = \frac{M}{(Z_a + Z_b) Z_s} \Rightarrow V_b = -i\omega k_M Z_b V_s$$

- **línea activa abierta en la carga** ( $Z_L \rightarrow \infty$ ):

$$k_C = \frac{C_0 Z_a Z_b}{(Z_a + Z_b)} \Rightarrow V_a = i\omega k_C V_s \quad k_M = 0 \Rightarrow V_b = i\omega k_C V_s$$

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## **Crosstalk**

Juan C. Fernandez

2019

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

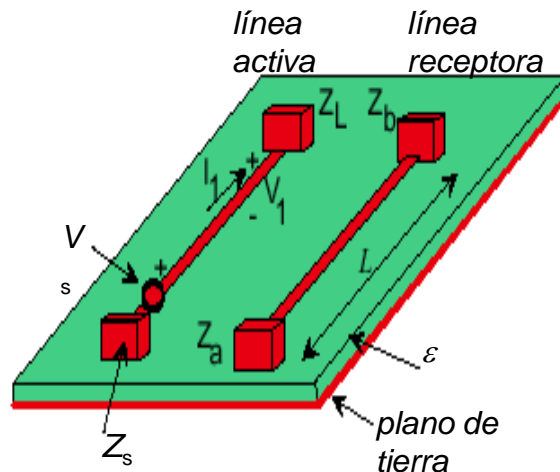
## CROSSTALK

**Crosstalk:** interferencia entre líneas conductoras cuya longitud es comparable o mayor a la longitud de onda de los campos existentes.

El crosstalk habitualmente se da entre líneas cercanas de un mismo circuito.

- se trata de interferencia del equipo sobre sí mismo;
- el modelo usado es el de campos cercanos o campos de inducción, que pueden modelarse mediante técnicas circuitales.

El sistema más sencillo que exhibe crosstalk es el formado por tres conductores, dos vivos y un neutro.

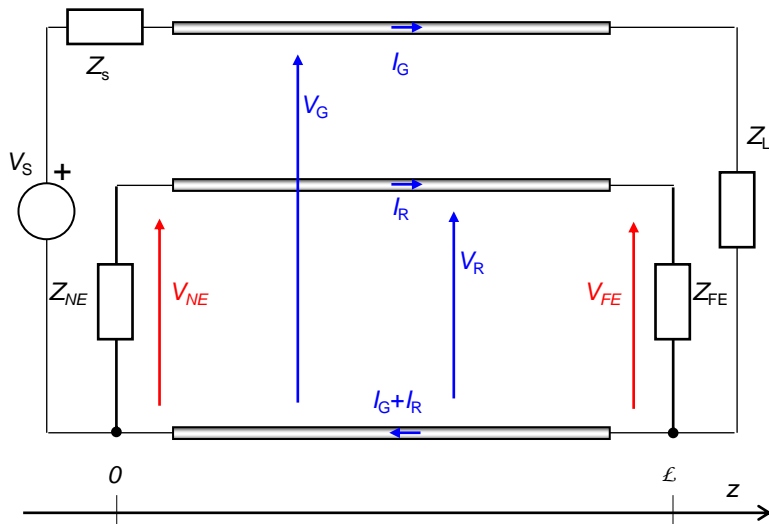


Un caso arquetípico es el de las dos líneas microstrip que analizamos en el modelo de baja frecuencia, que se muestra en la figura.

Hemos modelado esta estructura cuando la longitud de las líneas es pequeña frente a la longitud de onda de operación. En esta parte extenderemos el análisis de este ejemplo cuando la longitud de las líneas es cualquiera.

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## CROSSTALK - MODELO DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS



El modelo que usaremos es el de la figura.

Clayton Paul llama a la línea "activa" (o culpable), donde está conectado el generador, **conductor generador**, y a la línea pasiva (o víctima), **conductor receptor**. El neutro (por donde vuelven las corrientes de las líneas vivas) es denominado **conductor de referencia**.

Las líneas tienen longitud  $\ell$ .

La línea culpable está conectada a una fuente, simbolizada por su equivalente Thévenin, y a una carga.

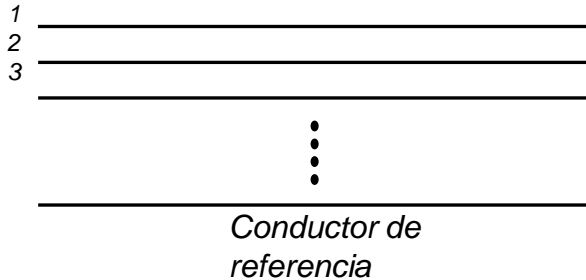
La línea víctima está terminada en ambos extremos por sendas impedancias:  $Z_{NE}$  (near end) y  $Z_{FE}$  (far end). Esta notación se refiere a la posición de la fuente.

Como en la mayoría de los problemas de EMC, el objetivo es hallar las tensiones inducidas sobre las impedancias de terminación de la línea víctima.

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## CROSSTALK - MODELO DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS

### Líneas multifilares



En el caso general, las ecuaciones del telegrafista para una línea multifilar son:

$$\frac{d}{dz}[v_s(z)] + Z[i_s(z)] = 0$$

$$\frac{d}{dz}[i_s(z)] + Y[v_s(z)] = 0$$

- $[v_s(z)]$  es el vector de tensiones entre cada conductor y la referencia,
- $[i_s(z)]$  es el vector de corrientes en cada conductor
- $Z$  e  $Y$  son las matrices de coeficientes de impedancia y admitancia.
- Estas matrices son cuadradas de  $(n \times n)$ .
- Sus elementos incorporan las **capacidades parciales** e inductancias mutuas entre los conductores.

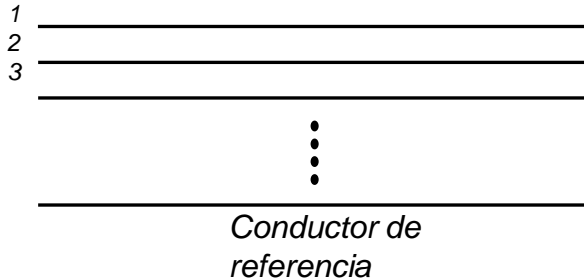
$$Z = \begin{bmatrix} R_1 + R_{g11} + j\omega L_{11} & R_{g12} + j\omega M_{12} & \dots & R_{g1n} + j\omega M_{1n} \\ R_{g21} + j\omega M_{21} & R_2 + R_{g22} + j\omega L_{22} & \dots & R_{g2n} + j\omega M_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ R_{gn1} + j\omega M_{n1} & \dots & \dots & R_n + R_{gnn} + j\omega L_{nn} \end{bmatrix}$$

$$Y = j\omega \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} & \dots & -C_{1n} \\ -C_{21} & C_{22} & \dots & -C_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -C_{n1} & -C_{n2} & \dots & C_{nn} \end{bmatrix}$$

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## CROSSTALK - MODELO DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS

### Líneas multifilares



$$\frac{d}{dz}[v_s(z)] + Z[i_s(z)] = 0$$

$$\frac{d}{dz}[i_s(z)] + Y[v_s(z)] = 0$$

Vamos a trabajar con líneas ideales:

$$Z = j\omega L \quad L = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & \dots & M_{1n} \\ M_{21} & L_{22} & \dots & M_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{n1} & \dots & \dots & L_{nn} \end{bmatrix}$$

$$Y = j\omega C \quad C = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} & \dots & -C_{1n} \\ -C_{21} & C_{22} & \dots & -C_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -C_{n1} & -C_{n2} & \dots & C_{nn} \end{bmatrix}$$

$$LC = c^{-2}I$$

donde  $I$  es la matriz unitaria y  $c$  la velocidad de propagación de las ondas de tensión y corriente en la estructura. Entonces la matriz de inductancias se puede calcular a partir de la inversa de la matriz de capacitancias y viceversa.

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## CROSSTALK - MODELO DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS

En el caso presente, con solamente dos conductores vivos más el conductor de referencia, las matrices quedan:

$$Z = j\omega L \quad L = \begin{bmatrix} l_G & l_m \\ l_m & l_R \end{bmatrix} \quad Y = j\omega C \quad C = \begin{bmatrix} c_G + c_m & -c_m \\ -c_m & c_R + c_m \end{bmatrix} \quad LC = c^{-2} I$$

Entonces:

$$LC = \begin{bmatrix} l_G & l_m \\ l_m & l_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_G + c_m & -c_m \\ -c_m & c_R + c_m \end{bmatrix} = c^{-2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} l_G (c_G + c_m) - l_m c_m = l_R (c_R + c_m) - l_m c_m = c^{-2} \\ l_m (c_R + c_m) - l_G c_m = l_m (c_G + c_m) - l_R c_m = 0 \end{cases}$$

$$c_G = \frac{l_R - l_m}{c^2 (l_G l_R - l_m^2)} \quad , \quad c_R = \frac{l_G - l_m}{c^2 (l_G l_R - l_m^2)} \quad , \quad c_m = -\frac{l_m}{c^2 (l_G l_R - l_m^2)}$$

$$l_G = \frac{c_R + c_m}{c^2 [(c_G + c_m)(c_R + c_m) - c_m^2]} = \frac{c_R + c_m}{c^2 [c_G c_R + c_m (c_G + c_M)]}$$

$$l_R = \frac{c_G + c_m}{c^2 [(c_G + c_m)(c_R + c_m) - c_m^2]} = \frac{c_G + c_m}{c^2 [c_G c_R + c_m (c_G + c_M)]}$$

$$l_m = -\frac{c_m}{c^2 [(c_G + c_m)(c_R + c_m) - c_m^2]} = -\frac{c_m}{c^2 [c_G c_R + c_m (c_G + c_M)]}$$

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## CROSSTALK - MODELO DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS

Quedan entonces las ecuaciones del telegrafista:

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} V_G \\ V_R \end{bmatrix} + j\omega \begin{bmatrix} l_G & l_m \\ l_m & l_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_G \\ I_R \end{bmatrix} = 0 \quad \frac{d}{dz} \begin{bmatrix} I_G \\ I_R \end{bmatrix} + j\omega \begin{bmatrix} c_G + c_m & -c_m \\ -c_m & c_R + c_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_G \\ V_R \end{bmatrix} = 0$$

Podemos hallar la solución de estas ecuaciones matriciales derivando la primera respecto de  $z$  y usando la segunda para eliminar la derivada primera:

$$\begin{aligned} \frac{d^2}{dz^2} \begin{bmatrix} V_G \\ V_R \end{bmatrix} &= -j\omega \begin{bmatrix} l_G & l_m \\ l_m & l_R \end{bmatrix} \frac{d}{dz} \begin{bmatrix} I_G \\ I_R \end{bmatrix} = -j\omega \begin{bmatrix} l_G & l_m \\ l_m & l_R \end{bmatrix} (-j\omega) \begin{bmatrix} c_G + c_m & -c_m \\ -c_m & c_R + c_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_G \\ V_R \end{bmatrix} \\ \frac{d^2}{dz^2} \begin{bmatrix} V_G \\ V_R \end{bmatrix} &= -\omega^2 LC \begin{bmatrix} V_G \\ V_R \end{bmatrix} = -\frac{\omega^2}{c^2} \begin{bmatrix} V_G \\ V_R \end{bmatrix} \Rightarrow \frac{d^2}{dz^2} \begin{bmatrix} V_G \\ V_R \end{bmatrix} + k^2 \begin{bmatrix} V_G \\ V_R \end{bmatrix} = 0 \end{aligned}$$

donde:  $k^2 = \omega^2 / c^2$  y  $c$  es la velocidad de propagación de las ondas en la estructura.

La solución de esta ecuación matricial en el dominio de la frecuencia es entonces (agregamos el factor  $e^{j\omega t}$  para obtener la ecuación completa):

$$V_G(z, t) = V_{G+} e^{j(\omega t - kz)} + V_{G-} e^{j(\omega t + kz)} \quad , \quad V_R(z, t) = V_{R+} e^{j(\omega t - kz)} + V_{R-} e^{j(\omega t + kz)}$$



# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## CROSSTALK - MODELO DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS

$$V_G(z, t) = V_{G+} e^{j(\omega t - kz)} + V_{G-} e^{j(\omega t + kz)} \quad , \quad V_R(z, t) = V_{R+} e^{j(\omega t - kz)} + V_{R-} e^{j(\omega t + kz)}$$

En el caso de las corrientes obtenemos una solución similar:

$$I_G(z, t) = I_{G+} e^{j(\omega t - kz)} + I_{G-} e^{j(\omega t + kz)} \quad , \quad I_R(z, t) = I_{R+} e^{j(\omega t - kz)} + I_{R-} e^{j(\omega t + kz)}$$

Podemos hallar la relación entre las constantes de estas ecuaciones a partir de las ecs. del telegrafista:

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} V_G \\ V_R \end{bmatrix} + j\omega L \begin{bmatrix} I_G \\ I_R \end{bmatrix} = 0$$

y entonces, para las ondas progresivas:

$$-jk \begin{bmatrix} V_{G+} \\ V_{R+} \end{bmatrix} + j\omega L \begin{bmatrix} I_{G+} \\ I_{R+} \end{bmatrix} = 0 \Rightarrow \begin{bmatrix} V_{G+} \\ V_{R+} \end{bmatrix} = \frac{\omega}{k} L \begin{bmatrix} I_{G+} \\ I_{R+} \end{bmatrix} = c L \begin{bmatrix} I_{G+} \\ I_{R+} \end{bmatrix} = c \begin{bmatrix} l_G & l_m \\ l_m & l_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{G+} \\ I_{R+} \end{bmatrix}$$

de donde:

$$V_{G+} = c(l_G I_{G+} + l_m I_{R+}) \quad , \quad V_{R+} = c(l_m I_{G+} + l_R I_{R+})$$

y para las ondas regresivas:

$$jk \begin{bmatrix} V_{G-} \\ V_{R-} \end{bmatrix} + j\omega L \begin{bmatrix} I_{G-} \\ I_{R-} \end{bmatrix} = 0 \Rightarrow \begin{bmatrix} V_{G-} \\ V_{R-} \end{bmatrix} = -\frac{\omega}{k} L \begin{bmatrix} I_{G-} \\ I_{R-} \end{bmatrix} = -c L \begin{bmatrix} I_{G-} \\ I_{R-} \end{bmatrix} = -c \begin{bmatrix} l_G & l_m \\ l_m & l_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{G-} \\ I_{R-} \end{bmatrix}$$

y finalmente:

$$V_{G-} = -c(l_G I_{G-} + l_m I_{R-}) \quad , \quad V_{R-} = -c(l_m I_{G-} + l_R I_{R-})$$

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## CROSSTALK - MODELO DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS

$$\begin{aligned} V_G(z, t) &= V_{G+} e^{j(\omega t - kz)} + V_{G-} e^{j(\omega t + kz)} & , & & V_R(z, t) &= V_{R+} e^{j(\omega t - kz)} + V_{R-} e^{j(\omega t + kz)} \\ I_G(z, t) &= I_{G+} e^{j(\omega t - kz)} + I_{G-} e^{j(\omega t + kz)} & , & & I_R(z, t) &= I_{R+} e^{j(\omega t - kz)} + I_{R-} e^{j(\omega t + kz)} \end{aligned}$$

$$V_{G+} = c(l_G I_{G+} + l_m I_{R+}) \quad , \quad V_{R+} = c(l_m I_{G+} + l_R I_{R+}) \quad V_{G-} = -c(l_G I_{G-} + l_m I_{R-}) \quad , \quad V_{R-} = -c(l_m I_{G-} + l_R I_{R-})$$

No es posible, en general, separar tensión y corriente para cada onda (progresiva y regresiva), salvo cuando la inductancia mutua es despreciable.

Procediendo de la misma forma con la otra ecuación del telegrafista tenemos:

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} I_G \\ I_R \end{bmatrix} + j\omega C \begin{bmatrix} V_G \\ V_R \end{bmatrix} = 0$$

para ondas progresivas:

$$-jk \begin{bmatrix} I_{G+} \\ I_{R+} \end{bmatrix} + j\omega C \begin{bmatrix} V_{G+} \\ V_{R+} \end{bmatrix} = 0 \Rightarrow \begin{bmatrix} I_{G+} \\ I_{R+} \end{bmatrix} = \frac{\omega}{k} C \begin{bmatrix} V_{G+} \\ V_{R+} \end{bmatrix} = c C \begin{bmatrix} V_{G+} \\ V_{R+} \end{bmatrix} = c \begin{bmatrix} c_G + c_m & -c_m \\ -c_m & c_R + c_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{G+} \\ V_{R+} \end{bmatrix}$$

$$I_{G+} = c[(c_G + c_m)V_{G+} - c_m V_{R+}] \quad , \quad I_{R+} = c[-c_m V_{G+} + (c_R + c_m)V_{R+}]$$

y para ondas regresivas:

$$I_{G-} = -c[(c_G + c_m)V_{G-} - c_m V_{R-}] \quad , \quad I_{R-} = -c[-c_m V_{G-} + (c_R + c_m)V_{R-}]$$

y nuevamente no se puede, en general, separar tensión y corriente para cada onda (progresiva y regresiva), salvo cuando la capacitancia mutua es despreciable.

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## CROSSTALK - MODELO DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS

Para tener **ecuaciones desacopladas** es necesario transformar las ecuaciones originales a ecuaciones modales, diagonalizando las matrices en las ecuaciones del telegrafista.

Definimos:

$$\begin{bmatrix} v_s \end{bmatrix} = T_V \begin{bmatrix} V_m \end{bmatrix} \quad , \quad \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix} = T_I \begin{bmatrix} I_m \end{bmatrix} \quad \Rightarrow \quad \begin{bmatrix} V_G \\ V_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{V11} & t_{V12} \\ t_{V21} & t_{V22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{m1} \\ V_{m2} \end{bmatrix} \quad , \quad \begin{bmatrix} I_G \\ I_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{I11} & t_{I12} \\ t_{I21} & t_{I22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{m1} \\ I_{m2} \end{bmatrix}$$

Entonces, las ecuaciones del telegrafista se convierten en:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dz} [v_s(z)] + j\omega L [i_s(z)] &= 0 \quad \Rightarrow \quad T_V \frac{d}{dz} [V_m] + j\omega L T_I [I_m] = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{d}{dz} [V_m] + j\omega T_V^{-1} L T_I [I_m] = 0 \\ \frac{d}{dz} [i_s(z)] + j\omega C [v_s(z)] &= 0 \quad \Rightarrow \quad T_I \frac{d}{dz} [I_m] + j\omega C T_V [V_m] = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{d}{dz} [I_m] + j\omega T_I^{-1} C T_V [V_m] = 0 \end{aligned}$$

y para lograr desacoplar las ecuaciones modales, se requiere que:

$$T_V^{-1} L T_I = L_D = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_2 \end{bmatrix} \quad , \quad T_I^{-1} C T_V = C_D = \begin{bmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & C_2 \end{bmatrix}$$

y como  $LC = c^2 I$  podemos escribir:

$$T_V^{-1} L T_I = L_D = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_2 \end{bmatrix} \quad , \quad c^2 T_I^{-1} L^{-1} T_V = c^2 (T_I L)^{-1} T_V = C_D = \begin{bmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & C_2 \end{bmatrix}$$

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## CROSSTALK - MODELO DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS

En el caso en que el medio en que se hallan los conductores sea homogéneo, Clayton Paul encuentra una solución analítica<sup>[1]</sup>:

$$V_{NE} = \frac{S}{\Delta} \left[ j\omega M_{NE} C + (j\omega)^2 T K_{NE} S \right] V_S, \quad V_{FE} = \frac{S}{\Delta} [j\omega M_{FE}] V_S$$

$$\Delta = C^2 + (j\omega)^2 S^2 \tau_G \tau_R P + j\omega C S (\tau_G + \tau_R) \quad P = 1 - k^2 \frac{1 - \alpha_{SG} \alpha_{LR}}{1 + \alpha_{SG} \alpha_{LG}} \frac{1 - \alpha_{LG} \alpha_{SR}}{1 + \alpha_{SR} \alpha_{LR}}$$

$$M_{NE} = M_{NE}^I + M_{NE}^C = \frac{Z_{NE}}{(Z_{NE} + Z_{FE})(Z_S + Z_L)} l_m \mathcal{L} + \frac{Z_{NE} Z_{FE} Z_L}{(Z_{NE} + Z_{FE})(Z_S + Z_L)} c_m \mathcal{L}$$
$$M_{FE} = M_{FE}^I + M_{FE}^C = -\frac{Z_{FE}}{(Z_{NE} + Z_{FE})(Z_S + Z_L)} l_m \mathcal{L} + \frac{Z_{NE} Z_{FE} Z_L}{(Z_{NE} + Z_{FE})(Z_S + Z_L)} c_m \mathcal{L}$$
$$K_{NE} = \frac{\alpha_{LG} M_{NE}^I + \alpha_{LG}^{-1} M_{NE}^C}{\sqrt{1 - k^2}} = \frac{\alpha_{LG} Z_{NE} l_m \mathcal{L} + \alpha_{LG}^{-1} Z_{NE} Z_{FE} Z_L c_m \mathcal{L}}{\sqrt{1 - k^2} (Z_{NE} + Z_{FE})(Z_S + Z_L)}$$

[1] "Solution of the Transmission-Line Equations for Three-Conductor Lines in Homogeneous Media", C. Paul, IEEE Trans. EMC. EMC-20, 216–222 (1978)., o también "Analysis of Multiconductor Transmission Lines", C.Paul, Wiley Interscience, New York,1994, Cap.6.

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## CROSSTALK - MODELO DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS

En el caso en que el medio en que se hallan los conductores sea homogéneo, Clayton Paul encuentra una solución analítica<sup>[1]</sup>:

$$V_{NE} = \frac{S}{\Delta} \left[ j\omega M_{NE} C + (j\omega)^2 T K_{NE} S \right] V_S, \quad V_{FE} = \frac{S}{\Delta} [j\omega M_{FE}] V_S$$

$$\tau_G = \frac{l_G \mathcal{L}}{Z_S + Z_L} + (c_G + c_m) \frac{Z_S Z_L \mathcal{L}}{Z_S + Z_L} = \frac{T}{\sqrt{1-k^2}} \frac{1 + \alpha_{SG} \alpha_{LG}}{\alpha_{SG} + \alpha_{LG}}$$

$$\tau_R = \frac{l_R \mathcal{L}}{Z_{NE} + Z_{FE}} + (c_R + c_m) \frac{Z_{NE} Z_{FE} \mathcal{L}}{Z_{NE} + Z_{FE}} = \frac{T}{\sqrt{1-k^2}} \frac{1 + \alpha_{SR} \alpha_{LR}}{\alpha_{SR} + \alpha_{LR}}$$

$$\alpha_{SG} = \frac{Z_S}{cl_G \sqrt{1-k^2}}, \quad \alpha_{LG} = \frac{Z_L}{cl_G \sqrt{1-k^2}}, \quad \alpha_{SR} = \frac{Z_{NE}}{cl_R \sqrt{1-k^2}}, \quad \alpha_{LR} = \frac{Z_{FE}}{cl_R \sqrt{1-k^2}}$$

$$C = \cos(\beta \mathcal{L}), \quad S = \sin(\beta \mathcal{L}) / \beta \mathcal{L}, \quad T = \mathcal{L} / c, \quad \beta = \omega / c$$

$$k = \frac{l_m}{\sqrt{l_G l_R}}$$

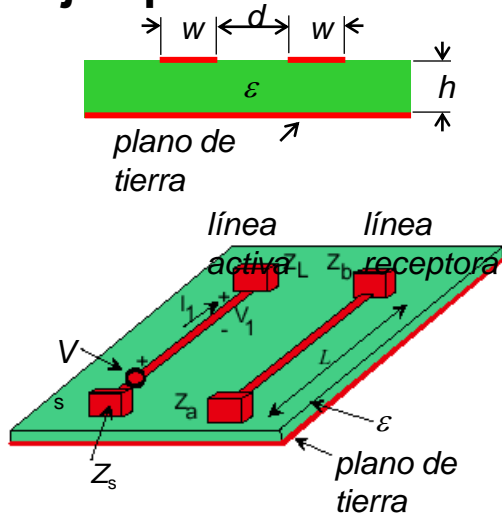
es el **factor de acoplamiento inductivo**

<sup>[1]</sup> "Solution of the Transmission-Line Equations for Three-Conductor Lines in Homogeneous Media", C. Paul, IEEE Trans. EMC. EMC-20, 216–222 (1978)., o también "Analysis of Multiconductor Transmission Lines", C. Paul, Wiley Interscience, New York, 1994, Cap.6.

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## CROSSTALK - MODELO DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS

### Ejemplo:



Vamos a simular el mismo problema que en el modelo circuital de baja frecuencia. Allí habíamos tomado:

$$\ell = 5 \text{ cm}, d = 5 \text{ mm}, w = 2 \text{ mm}, h = 1 \text{ mm} \text{ y } \epsilon_r = 3.6$$

Los parámetros de la línea de transmisión trifilar se pueden calcular usando software de extracción de parámetros. Se obtiene:

$$c_G + c_m = c_R + c_m \cong 3 \times 10^{-11} \text{ F/m} \quad , \quad -c_m = 3.4 \times 10^{-12} \text{ F/m}$$

Como las líneas de campo están parte en el aire y parte en el dieléctrico, es necesario definir una permitividad efectiva. Se obtiene con software de líneas:

$$\epsilon_{\text{eff}} \cong 2.96 \Rightarrow c = c_0 / \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \cong 1.74 \times 10^8 \text{ m/s}$$

Y la frecuencia en que  $\ell = \lambda$  es:  $f \approx 3.5 \text{ GHz}$ .

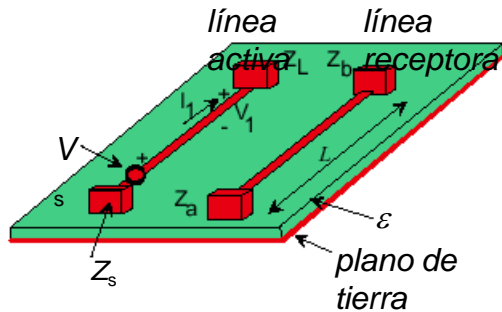
Por la relación entre las matrices de capacitancias e inductancias obtenemos:

$$l_G = l_R \cong 1.11 \times 10^{-6} \text{ H/m} \quad , \quad l_m \cong 1.26 \times 10^{-7} \text{ H/m}$$

Tomamos además:  $Z_S = Z_L = Z_{NE} = Z_{FE} = Z_0 \approx 53.5 \Omega$ .

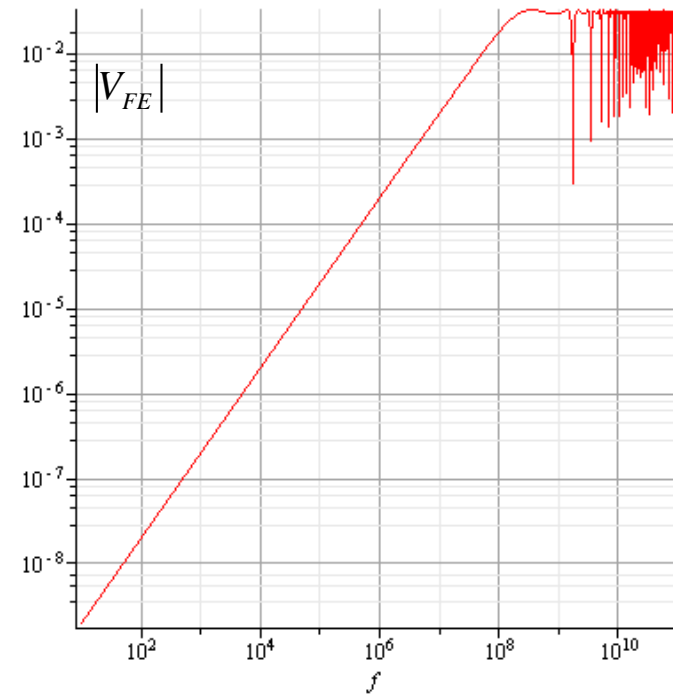
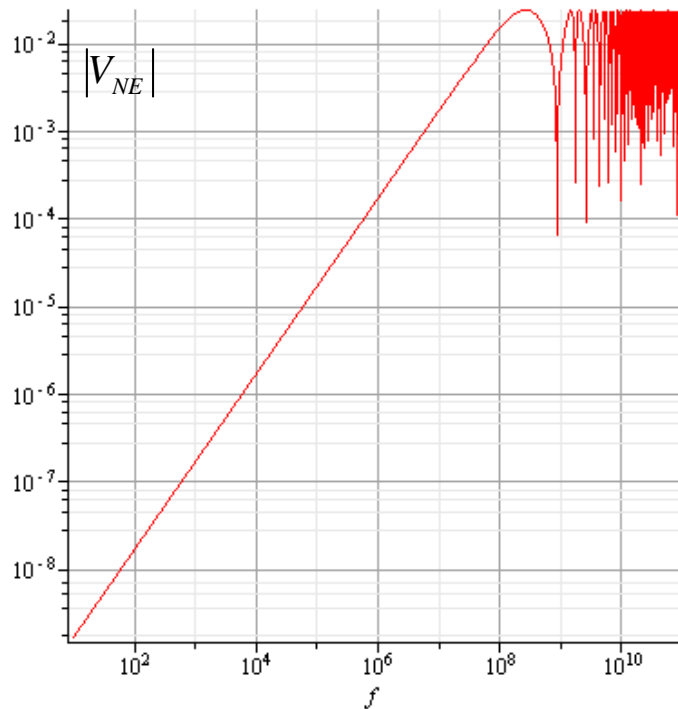
# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## CROSSTALK - MODELO DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS



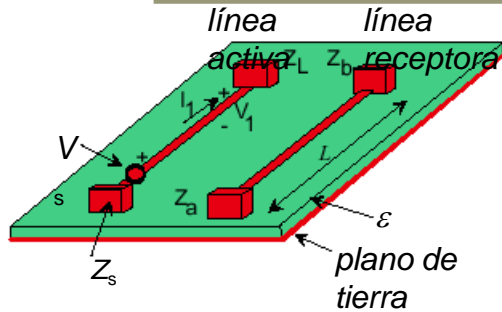
La frecuencia en que  $\ell = \lambda$  es:  $f \approx 3.5$  GHz.

Ploteamos las tensiones de crosstalk en las impedancias de terminación de la línea víctima:



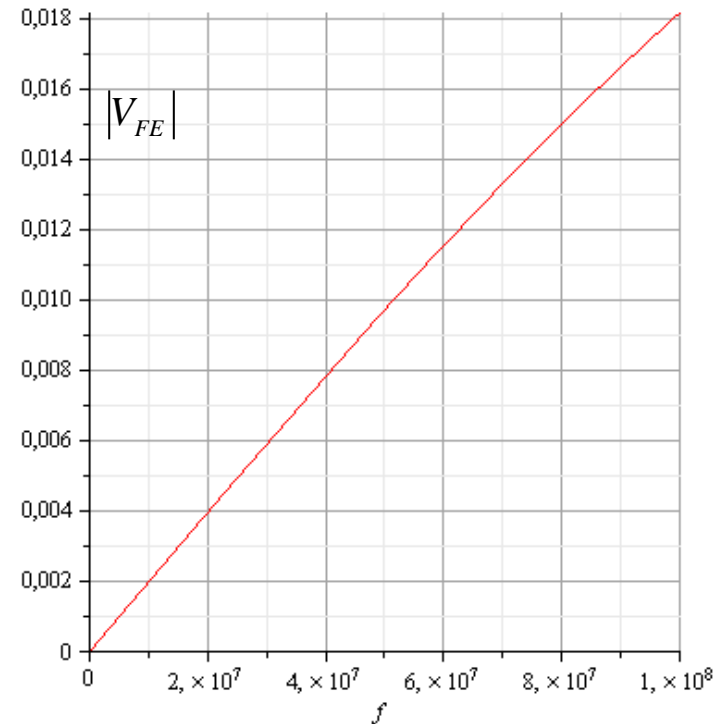
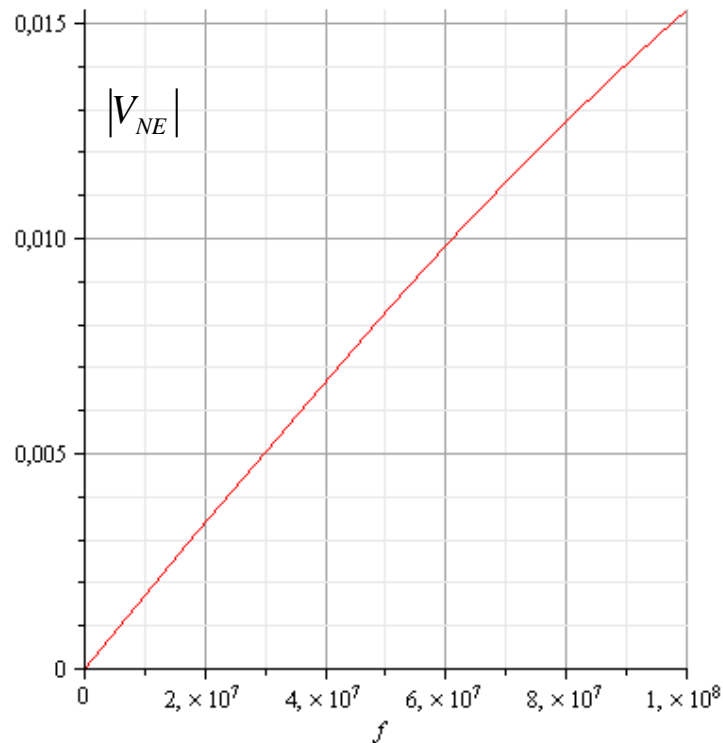
# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## CROSSTALK - MODELO DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS



La frecuencia en que  $\ell = \lambda$  es:  $f \approx 3.5$  GHz.

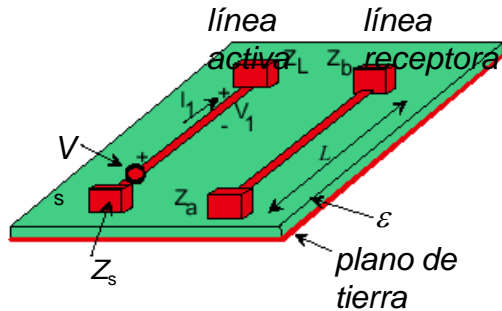
Ploteamos las tensiones de crosstalk en las impedancias de terminación de la línea víctima (extremo de bajas frecuencias):





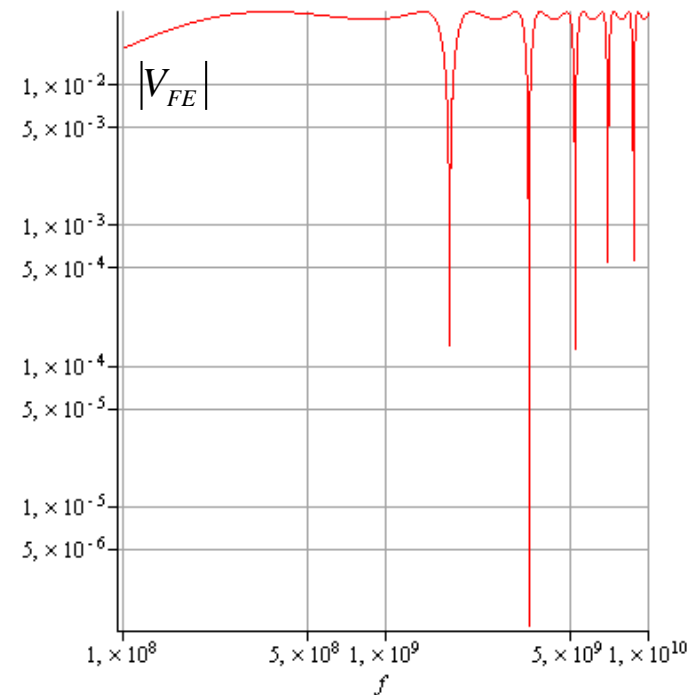
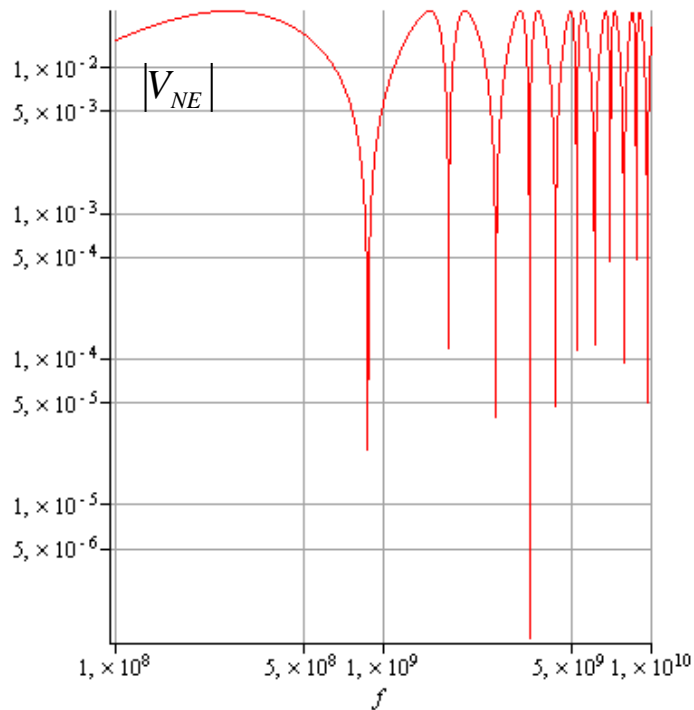
# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## CROSSTALK - MODELO DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS



La frecuencia en que  $\ell = \lambda$  es:  $f \approx 3.5$  GHz.

Ploteamos las tensiones de crosstalk en las impedancias de terminación de la línea víctima (extremo de altas frecuencias):

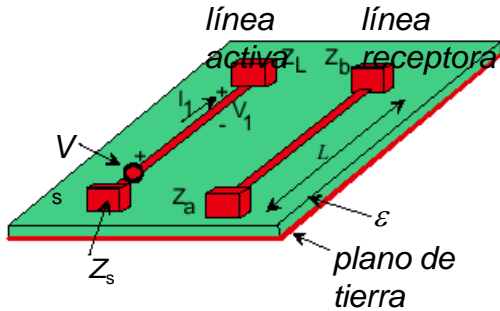


# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## CROSSTALK - MODELO DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS

**Líneas cortas:**  $\ell \ll \lambda$ .

Se puede modelar el crosstalk mediante un **acoplamiento general débil** definido por la capacidad de acoplamiento  $C_0$  y la inductancia mutua  $M$  entre las dos trazas vivas de terminación de la línea víctima. Habíamos hallado:



$$k_C = \frac{C_0 Z_a Z_b Z_L}{(Z_a + Z_b)(Z_s + Z_L)} \Rightarrow V_a = i\omega(k_C + k_M Z_a)V_s$$

$$k_M = \frac{M}{(Z_a + Z_b)(Z_s + Z_L)} \Rightarrow V_b = i\omega(k_C - k_M Z_b)V_s$$

$$V_a = \frac{Z_a}{(Z_a + Z_b)(Z_s + Z_L)} j\omega M V_s + \frac{Z_a Z_b Z_L}{(Z_a + Z_b)(Z_s + Z_L)} j\omega C_0 V_s$$

$$V_b = -\frac{Z_b}{(Z_a + Z_b)(Z_s + Z_L)} j\omega M V_s + \frac{Z_a Z_b Z_L}{(Z_a + Z_b)(Z_s + Z_L)} j\omega C_0 V_s$$

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

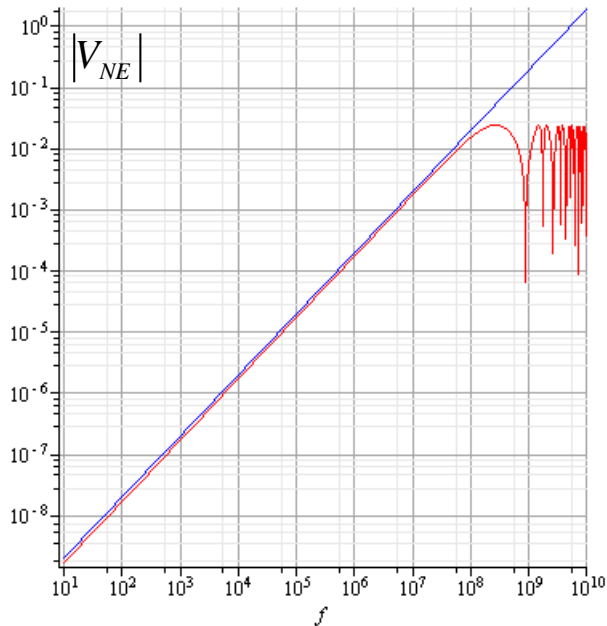
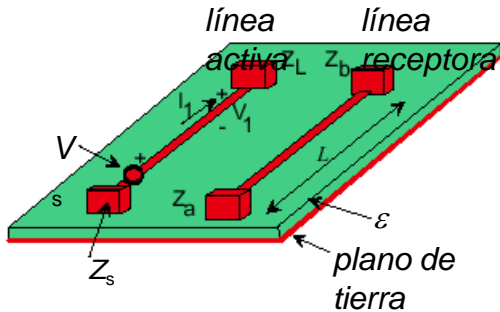
## CROSSTALK - MODELO DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS

**Líneas cortas:**  $\ell \ll \lambda$ .

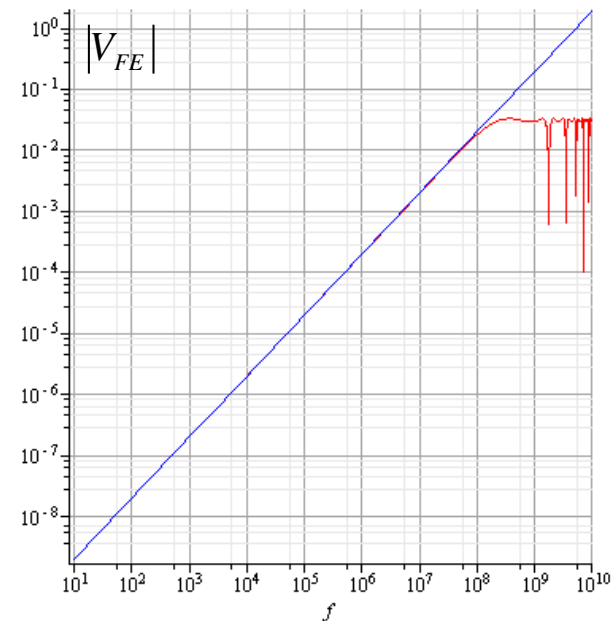
Clayton Paul llega a las mismas ecuaciones, con pequeñas diferencias de notación:

$$V_{NE} = \frac{R_{NE}}{(R_{NE} + R_{FE})(R_s + R_L)} j\omega L_m V_s + \frac{R_{NE} R_{FE} R_L}{(R_{NE} + R_{FE})(R_s + R_L)} j\omega C_m V_s$$

$$V_{FE} = \frac{R_{FE}}{(R_{NE} + R_{FE})(R_s + R_L)} j\omega L_m V_s + \frac{R_{NE} R_{FE} R_L}{(R_{NE} + R_{FE})(R_s + R_L)} j\omega C_m V_s$$



línea corta



línea larga

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

**Modelo de Bajas Frecuencias**

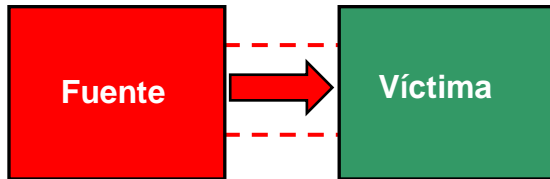
**Reducción de Interferencias**

Juan C. Fernandez

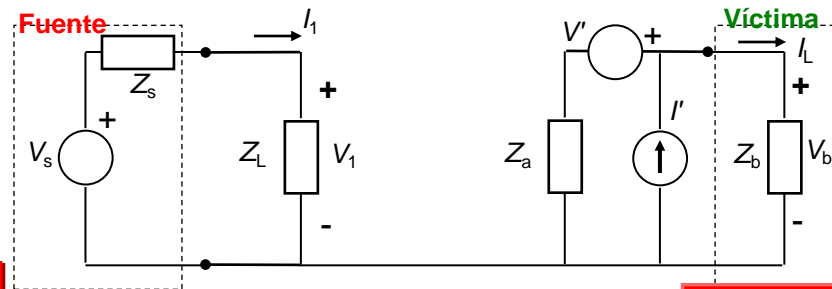
2019

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MODELOS DE ACOPLAMIENTO NO CONDUCTIVO-BF



### ACOPLAMIENTO GENERAL DÉBIL



**Acoplamiento inductivo**

**Acoplamiento capacitivo**

En este caso las inductancias y capacidades de la fuente en los modelos previos se reemplazan por impedancias. Las fuentes inducidas siguen siendo:

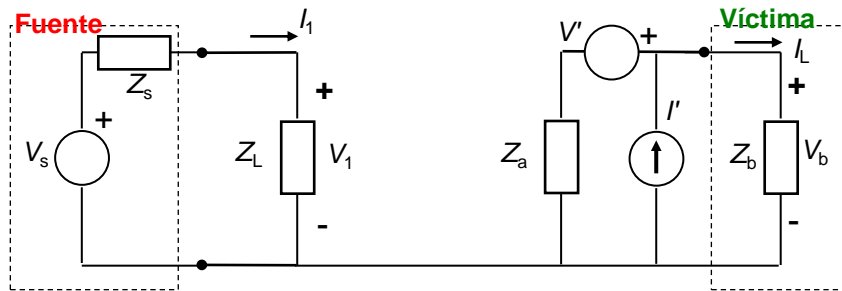
$$V' = j\omega M I_1$$

$$I' = j\omega C_0 V_1$$

Las fuentes de interferencia inducen fuentes respuesta  $V_1$  e  $I_1$  en la carga generalizada  $Z_L$  del circuito de entrada, y ambas contribuyen a la excitación sobre el circuito víctima.

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIA-BF



El modelo generalizado de acoplamiento débil en baja frecuencia sugiere varios métodos para reducir los efectos de interferencia:

- Reducir la intensidad de la fuente de EMI  $V_s$ .
- Diseñar la carga  $Z_L$  de manera de disminuir la interferencia.
- Reducir los efectos del acoplamiento (reducir  $C_0$  y  $M$ ).
- Usar filtros.

Estos dos últimos métodos son los más usados en la práctica, ya que son los de más sencilla implementación.

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIA–BF

- Reducir los efectos del acoplamiento (reducir  $C_0$  y  $M$ ).

Para reducir los parámetros de acoplamiento se puede:

- separar los circuitos fuente y víctima;
- usar blindajes para disminuir los campos que llegan al circuito víctima;
- cambiar la geometría y ubicación de los circuitos para "ortogonalizar" la señal fuente y el circuito víctima.

Vemos a continuación algunos ejemplos sencillos de estas técnicas en el área de EMC en circuitos impresos (PCB). El diseño de circuitos impresos es un área especializada del diseño bajo criterios de EMC que requiere modelación computacional para estimar los posibles efectos de interferencia.

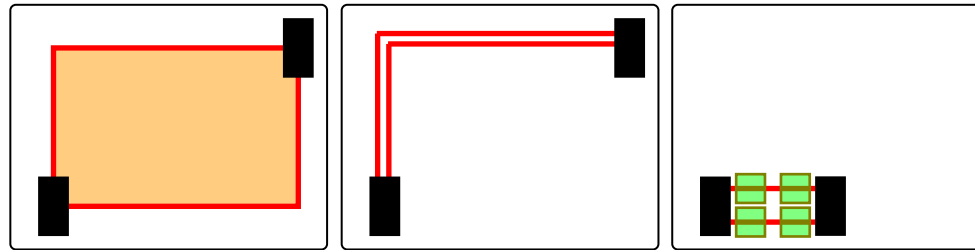
# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIA–BF

- Reducir los efectos del acoplamiento (reducir  $C_0$  y  $M$ ).

Un primer aspecto es minimizar las áreas que puedan comportarse como espiras para **acoplamiento inductivo**.

En la figura se esquematiza la conexión entre dos ICs en una placa.



- la primera disposición tiene un área muy grande, dando lugar a la inyección en los ICs de fuertes señales acopladas inductivamente.
- la segunda disposición ha corregido este problema, pero tiene un fuerte acoplamiento capacitivo por la presencia de dos trazas muy cercanas y largas.
- la tercera disposición, con trazas cortas y filtros a las entradas de los ICs es la mejor.

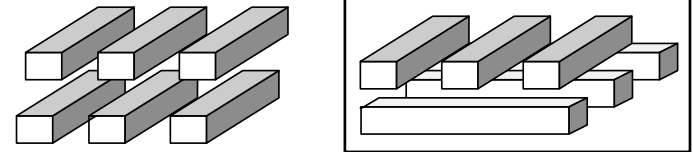


# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

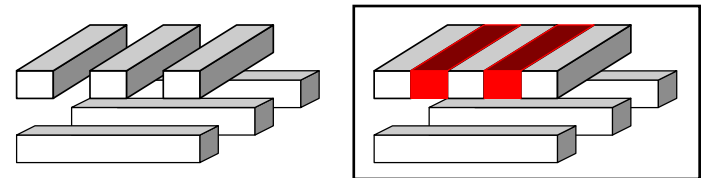
## MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIA-BF

- Reducir los efectos del acoplamiento (reducir  $C_0$  y  $M$ ).

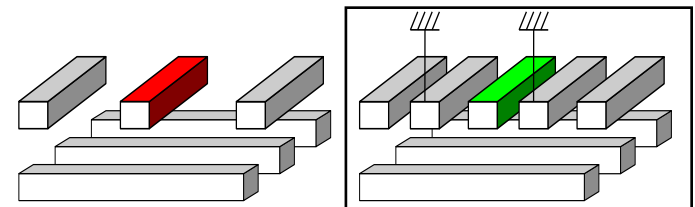
En este esquema de un PCB bicapa se reduce el acoplamiento **capacitivo** colocando las líneas en direcciones perpendiculares ("ortogonalización").



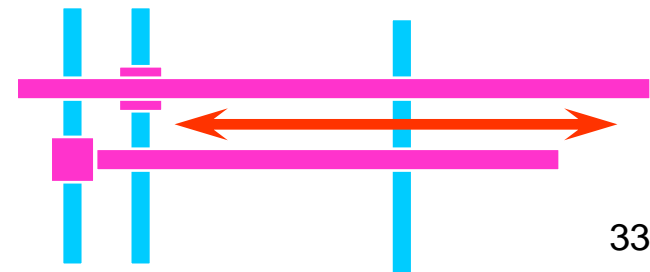
En este esquema se reduce el acoplamiento **capacitivo** entre líneas paralelas introduciendo dieléctricos intermedios de baja permitividad.



En este esquema se **blinda** una línea de señal rodeándola de trazas conectadas a tierra. Esto también reduce el acoplamiento **capacitivo** entre líneas paralelas.



Hay que disminuir en lo posible la **longitud de las rutas paralelas** sobre la misma capa. La máxima longitud depende del tiempo de tránsito de los pulsos a lo largo de la ruta.



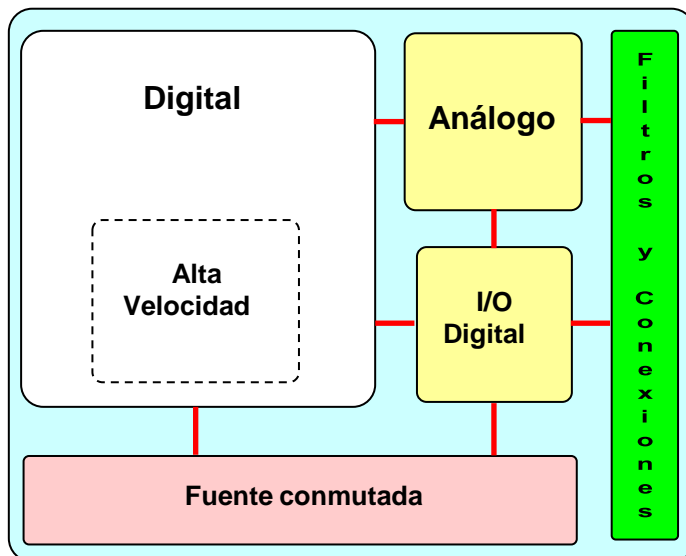
# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIA–BF

- Reducir los efectos del acoplamiento (reducir  $C_0$  y  $M$ ).

**Segregar, segregar y segregar.** Se denomina segregar a la acción de separar los circuitos complejos en unidades funcionales conectadas entre sí por pocos puntos de entrada.

Este es un esquema que surge del **diseño topológico de sistemas en EMC**. La separación entre las distintas unidades debe ser mecánica y eléctrica.



En la figura se esquematiza un PCB con varios subcircuitos. Cada uno está restringido a un área segregada del circuito general, y las conexiones entre áreas (puntos de entrada) son las mínimas imprescindibles para lograr los objetivos de comunicación entre subcircuitos. Cada punto de entrada tiene además filtros o sistemas de reducción de EMI. Las áreas segregadas pueden blindarse para mayor separación si es necesario.

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIA–BF

### • Filtros

Las técnicas de filtrado de señales requieren un curso propio para su análisis exhaustivo, de modo que aquí sólo daremos algunos ejemplos.

Los filtros deben diseñarse para atenuar señales en modo común (CM) o en modo diferencial (DM), con los anchos de banda y grados de atenuación requeridos en cada situación.

Una situación común es el filtrado pasabajos en DM o CM para eliminar ruido de alta frecuencia en la entrada a circuitos susceptibles.

Los filtros suprimen o atenúan la interferencia electromagnética en dos formas básicas:

- Los elementos **capacitivos en paralelo** conducen las señales de interferencia a tierra. La impedancia es menor cuanto mayor es la frecuencia.
- Los elementos **inductivos en serie** aumentan la impedancia a las señales de interferencia. La impedancia es mayor cuanto mayor es la frecuencia.

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIA-BF

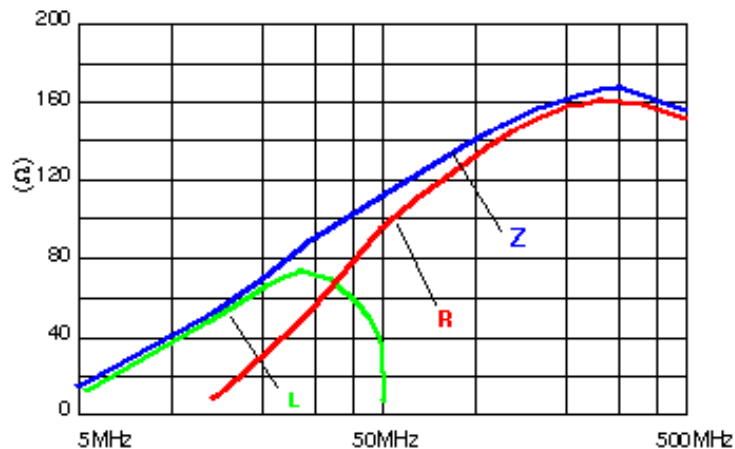
### • Filtros de ferrita

Una disposición muy utilizada como filtros pasabajos en CM y DM sobre cables de señal son las **vainas** o **filtros de ferrita**.

La idea básica es que la inductancia de un cable que transporta corriente aumenta si se lo rodea de un material ferromagnético.



En la figura se ve el modelo de un alambre conductor rodeado de una vaina de ferrita.



Como la ferrita tiene **pérdidas magnéticas** (que se modelan mediante una permeabilidad compleja), el modelo circuital equivalente es el de una inductancia en serie con una resistencia, ambos dependientes de la frecuencia.

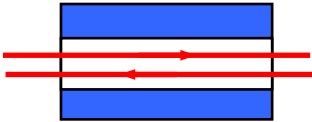
**Esta serie constituye un filtro pasabajos.**

A alta frecuencia la vaina de ferrita se comporta como un resistor, absorbiendo la energía electromagnética e impidiendo oscilaciones con capacidades parásitas del circuito.

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIA–BF

### • Filtros de ferrita (cont.)



Las vainas de ferrita no alteran las corrientes DM ya que en un par de cables que transporta corriente en este modo las corrientes son iguales y de sentido opuesto, y por lo tanto generan un campo magnético despreciable.



En el caso de señales en CM, hay una sola corriente (la corriente de retorno se da a través de tierra, fuera de la vaina), y se crea un campo magnético que se ve alterado por la presencia del material de ferrita.

Por lo tanto las vainas de ferrita se usan como filtros pasabajos en contra de señales de interferencia en CM.

Para eliminar interferencia en un circuito de DM, se debe colocar una vaina en cada conductor.

En este caso el filtro actuará también sobre la señal DM deseada, por lo que debe analizarse las ventajas y desventajas de esta conexión, sobre la base de diferentes materiales (con respuestas en frecuencia diferentes) y la pérdida de señal que puede tolerarse.

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIA–BF

### • Filtros de ferrita (cont.)

Las ferritas usadas en vainas son habitualmente aleaciones de níquel-zinc.

Para conductores cilíndricos vienen en distintas formas.



Por ejemplo, el izquierdo es el usual en conectores de cables de PC, y el derecho y el inferior tienen dispositivos de anclaje para no cortar el cable.



El inferior tiene una sección cuadrada que permite su estiba en carcazas o bandejas de conexión.



Otra posibilidad es bobinar el cable alrededor de un toroide de ferrita. En tal caso la inductancia crece proporcionalmente a la permeabilidad relativa del material y al número de vueltas al cuadrado.



Un esquema similar pero sin toroide es plegar el cable dentro de la estructura de ferrita.



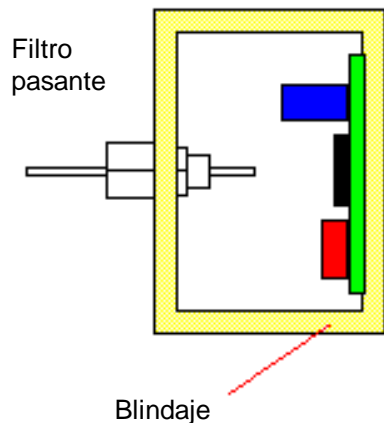
También hay estructuras pensadas para cables planos como la de la figura.

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIA–BF

### • Filtros pasantes

En ocasiones es necesario conectar la señal a procesar a un circuito blindado. El punto de entrada al blindaje consiste en una fuente de posible interferencia para el circuito interior.



Una forma usual de hacerlo es mediante los **conectores** o **filtros pasantes**.

Estos filtros usan **capacitores pasantes**, que tienen inductancia prácticamente nula en un muy amplio rango de frecuencia. Por lo tanto no se producen resonancias y el filtro (pasabajos) funciona con efectividad hasta la región de los GHz.

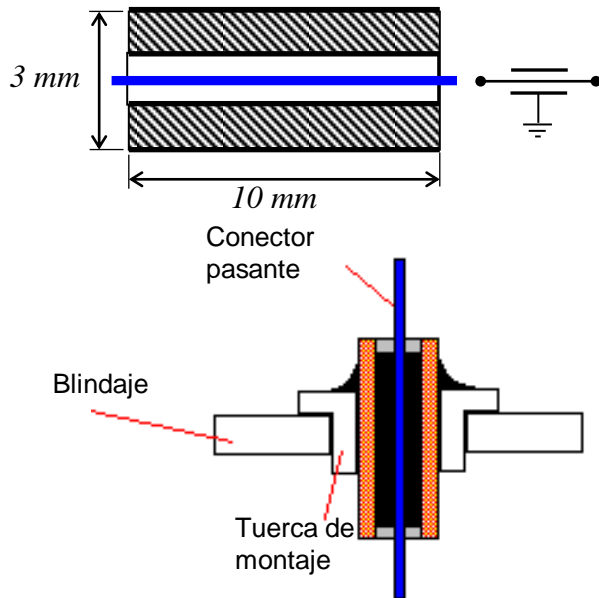
Hay básicamente dos tipos de filtro pasante:

- el **capacitor tubular**.
- el **capacitor discoidal**

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIA–BF

### • Filtros pasantes (cont.)

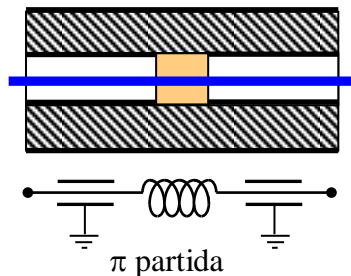


#### Capacitor tubular.

Se trata de un cilindro hueco, cuyas paredes interior y exterior son las placas del capacitor, separadas por un dieléctrico cerámico.

El sistema se adecua a ser montado sobre la pared del blindaje.

Son comunes capacidades de hasta  $5\text{ nF}$ .



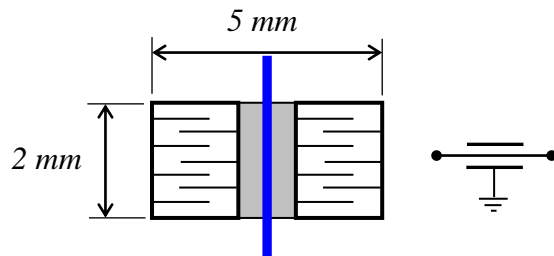
Otra construcción, la llamada **sección Pi partida**, consiste en eliminar una sección del electrodo interior y colocar una vaina de ferrita. El circuito equivalente son dos capacitores pasantes en serie con una inductancia. En la construcción de tipo Pi de varias secciones se obtienen capacidades de hasta  $22\text{ nF}$ .



# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIA–BF

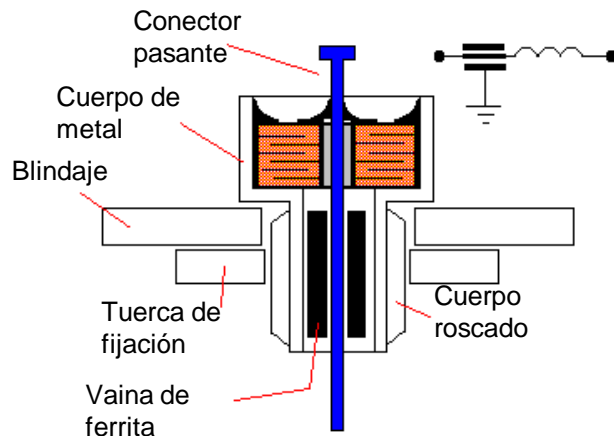
### • Filtros pasantes (cont.)



### Capacitor discoidal.

Este capacitor usa una construcción en capas para alcanzar mayores valores de capacidad.

Los electrodos se sinterizan junto al sustrato cerámico en un cuerpo monolítico, con lo que se logran capacidades de hasta  $100\text{ nF}$  con discos de  $5\text{ mm}$  de diámetro, mientras que se llega hasta  $1\text{ }\mu\text{F}$  en discos de  $9\text{ mm}$ .



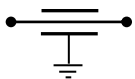
Se puede colocar una vaina de ferrita para tener un filtro LC serie, como se ilustra en el esquema de la figura.

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

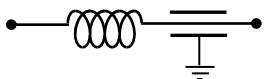
## MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIA–BF

### • Filtros pasantes (cont.)

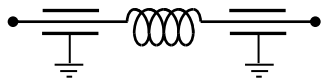
Algunos usos de los filtros pasantes son los siguientes:



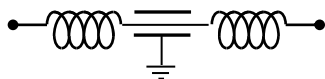
**Filtro C.** El filtro C es un capacitor serie que atenúa altas frecuencias.



**Filtro LC.** El filtro LC consiste de un filtro LC serie. El extremo inductivo ofrece alta impedancia y el extremo capacitivo baja impedancia a altas frecuencias, y se usa para adaptar impedancias entre fuente y carga.



**Filtro  $\pi$ .** El filtro  $\pi$  consiste en dos elementos capacitivos y uno inductivo intermedio. Presenta baja impedancia en ambos extremos y debido a la inductancia provee mejor performance en alta frecuencia que los esquemas anteriores. Sin embargo, por la posibilidad de resonancias en alta frecuencia (ringing) no se recomiendan para aplicaciones de conmutación.



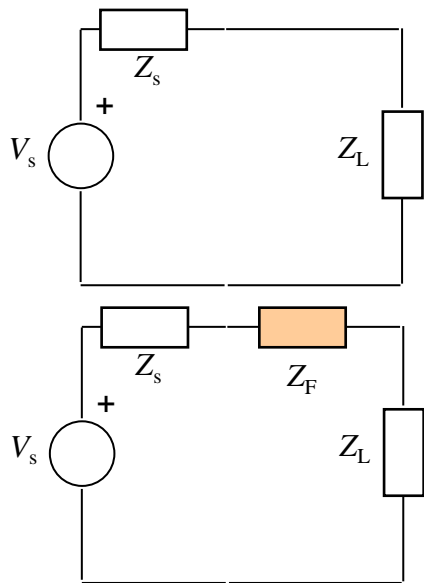
**Filtro T.** El filtro T consiste en dos elementos inductivos y uno capacitivo intermedio. Presenta alta impedancia en ambos extremos y una performance de filtro similar al filtro  $\pi$ , pero sin los problemas de resonancia de aquél.

# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIA–BF

- Pérdida de inserción (insertion loss)

La performance de un filtro se mide por la relación (en dB) entre la potencia enviada a la carga con el filtro colocado y la potencia enviada a la carga sin el filtro. Esta relación se conoce como **pérdida de inserción** (Insertion Loss) y se puede determinar a partir de las impedancias involucradas.



En el primer circuito, sin el filtro, la tensión sobre la carga es:.

$$V_L = \frac{Z_L}{Z_s + Z_L} V_s$$

mientras que en el segundo circuito, con el filtro intercalado como una impedancia serie, la tensión sobre la carga es:

$$V'_L = \frac{Z_L}{Z_s + Z_F + Z_L} V_s$$

Por lo tanto, la pérdida de inserción  $IL$  será:

$$IL = 20 \log_{10} \left( \frac{|V'_L|}{|V_L|} \right) = 20 \log_{10} \left( \frac{|Z_s + Z_L|}{|Z_s + Z_L + Z_F|} \right)$$

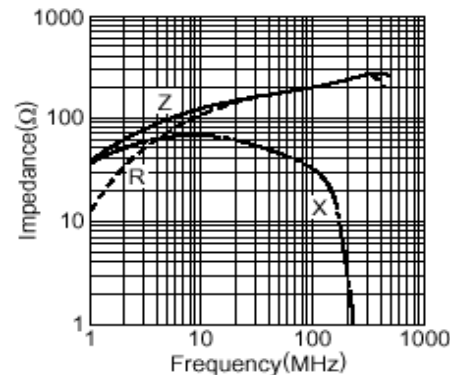
# COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNETICA

## MÉTODOS DE REDUCCIÓN DE INTERFERENCIA–BF

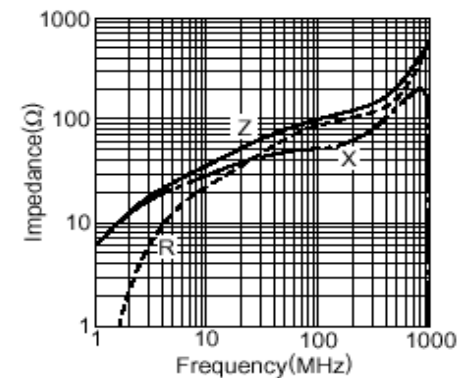
### • Pérdida de inserción (cont.)

**Ejemplo:** Calcular la pérdida de inserción de un filtro de vaina de ferrita entre una fuente y una carga, ambas resistivas de  $50\Omega$  para los materiales (TDK Corp.) cuyas curvas de impedancia se dan en la figura, a 10, 100 y 200 MHz.

HF70RH26X29X13



HF57RH12X15X7.3



Sacamos de las curvas los valores de impedancia para cada material a cada frecuencia, con lo que tenemos la siguiente tabla:

HF70RH26X29X13			HF57RH12X15X7.3		
$f = 10 \text{ MHz}$	$f = 100 \text{ MHz}$	$f = 200 \text{ MHz}$	$f = 10 \text{ MHz}$	$f = 100 \text{ MHz}$	$f = 200 \text{ MHz}$
$(110 + j70) \Omega$	$(200 + j34) \Omega$	$(235 + j3) \Omega$	$(22 + j29) \Omega$	$(87 + j50) \Omega$	$(105 + j60) \Omega$

Y con las expresiones de la página previa obtenemos:

HF70RH26X29X13			HF57RH12X15X7.3		
$f = 10 \text{ MHz}$	$f = 100 \text{ MHz}$	$f = 200 \text{ MHz}$	$f = 10 \text{ MHz}$	$f = 100 \text{ MHz}$	$f = 200 \text{ MHz}$
-6.9 dB	-9.6 dB	-10.5 dB	-2 dB	-5.7 dB	-6.6 dB