



UNICAMP

# FUNDAMENTOS DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA

## Representação de grandezas em dB

Por definição, uma quantidade **Q** em **dB** é igual a **10 vezes o logaritmo decimal** da relação de duas potências, ou seja :

$$Q(\text{dB}) = 10 \log ( P_1 / P_2 ).$$

O **decibel (dB)** é uma medida da razão entre duas quantidades, sendo usado para uma grande variedade de medições em acústica, física, eletrônica e telecomunicações. Por ser uma razão entre duas quantidades iguais o **decibel** é uma unidade de medida adimensional semelhante a percentagem. O dB usa o logaritmo decimal ( $\log_{10}$ ) para realizar a compressão de escala. Um exemplo típico de uso do dB é na medição do ganho/perda de potência em um sistema. Além do uso do dB como medida relativa, também existem outras aplicações na medidas de valores absolutos tais como potência e tensão entre outros (dBm, dBV, dBu). O emprego da subunidade dB é para facilitar o seu uso diário (Um decibel (dB) corresponde a um décimo de bel (B)).

Qual é a relação em decibéis entre 100 volts e 1 volts?

$$dB = 20 \times \log(100/1)$$

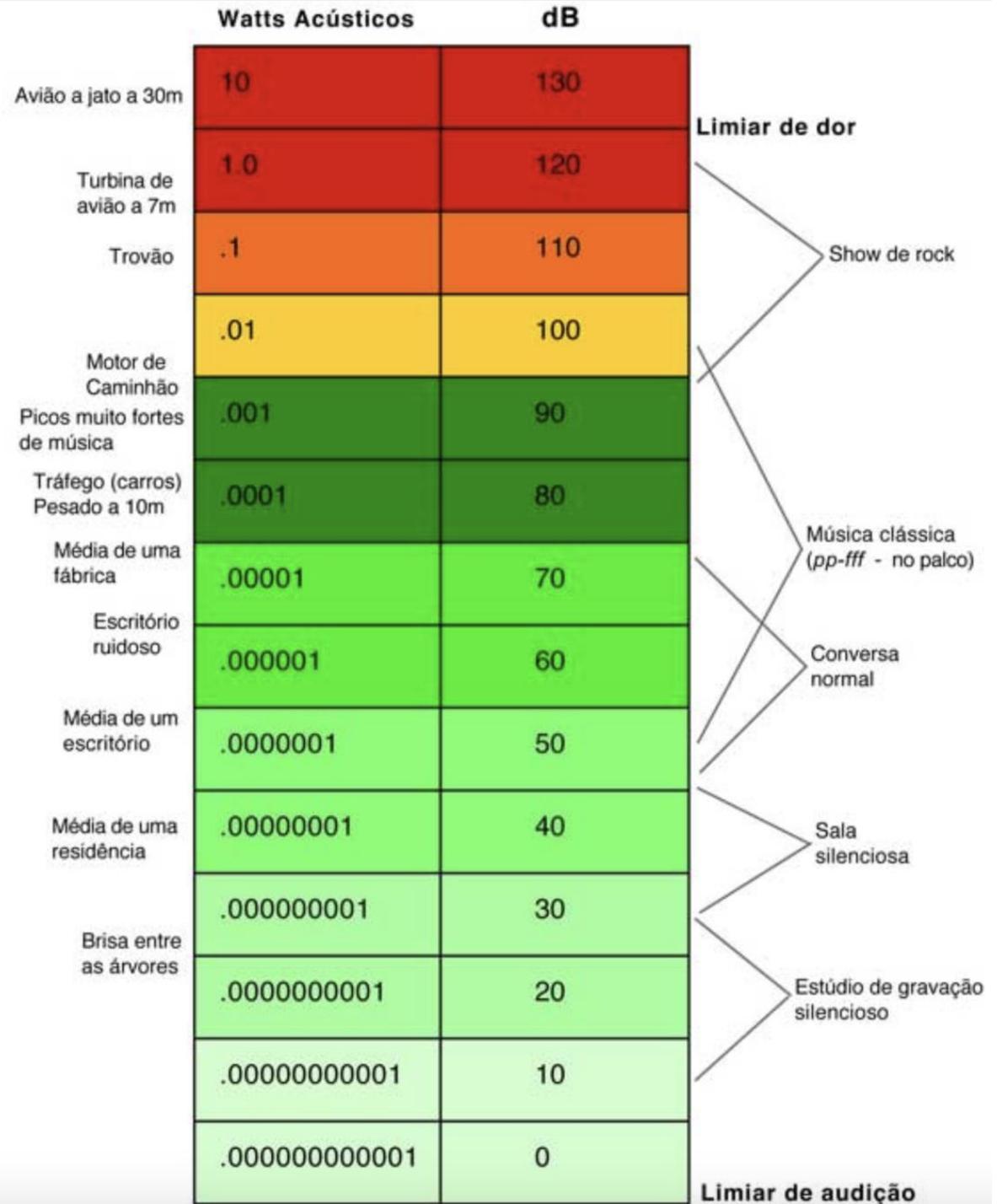
$$dB = 20 \times \log(100)$$

$$dB = 20 \times 2 \text{ (o log de 100 é 2)}$$

$$dB = 40$$

**dB (Decibel)** - É uma unidade relativa que expressa o logaritmo da razão entre duas potências. Por exemplo, uma diferença de 3 dB representa aproximadamente o dobro ou metade da potência ( $\log(2)=0.3$  dependendo se é positivo ou negativo).

**dBm** - É uma unidade de medida de potência absoluta expressa em decibéis em relação a 1 miliwatt (mW). Ou seja, 0 dBm é definido como a potência de 1 miliwatt. Valores positivos ou negativos de dBm indicam potência acima ou abaixo de 1 mW, respectivamente.



**Limiar de dor**

Show de rock

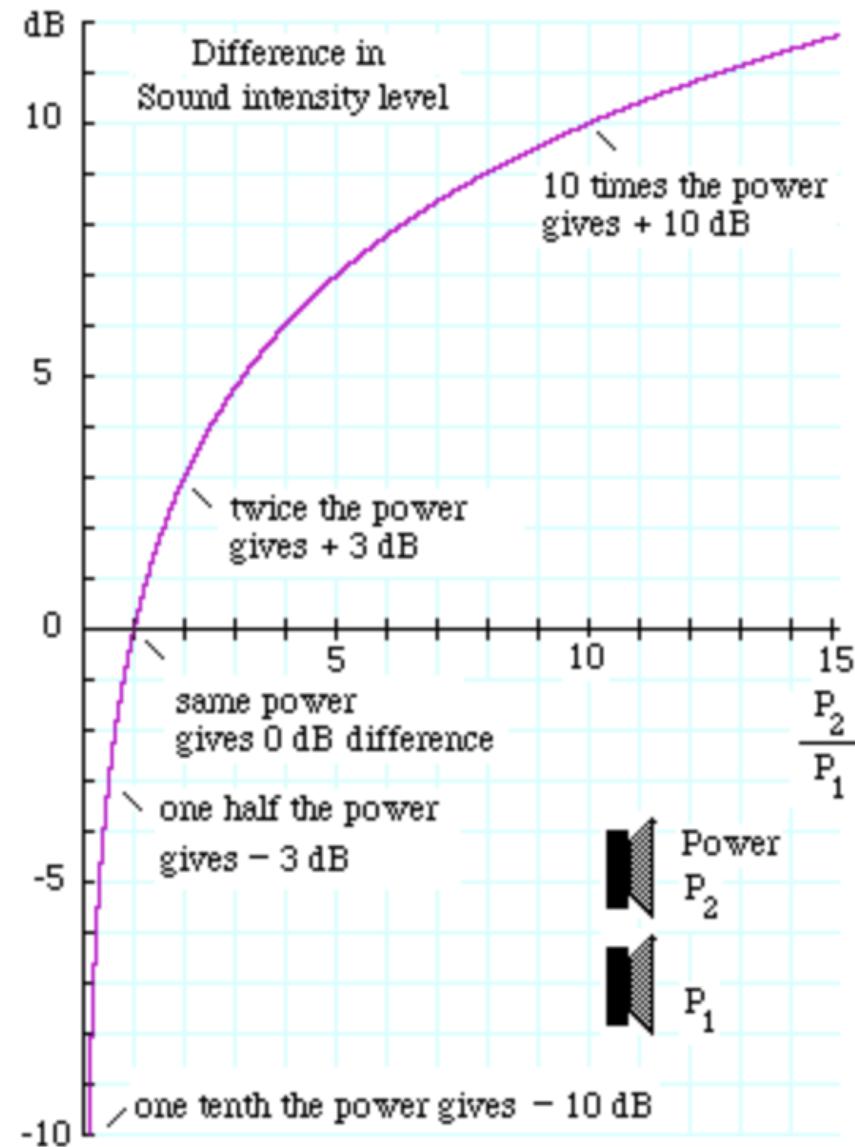
Música clássica  
(*pp-fff* - no palco)

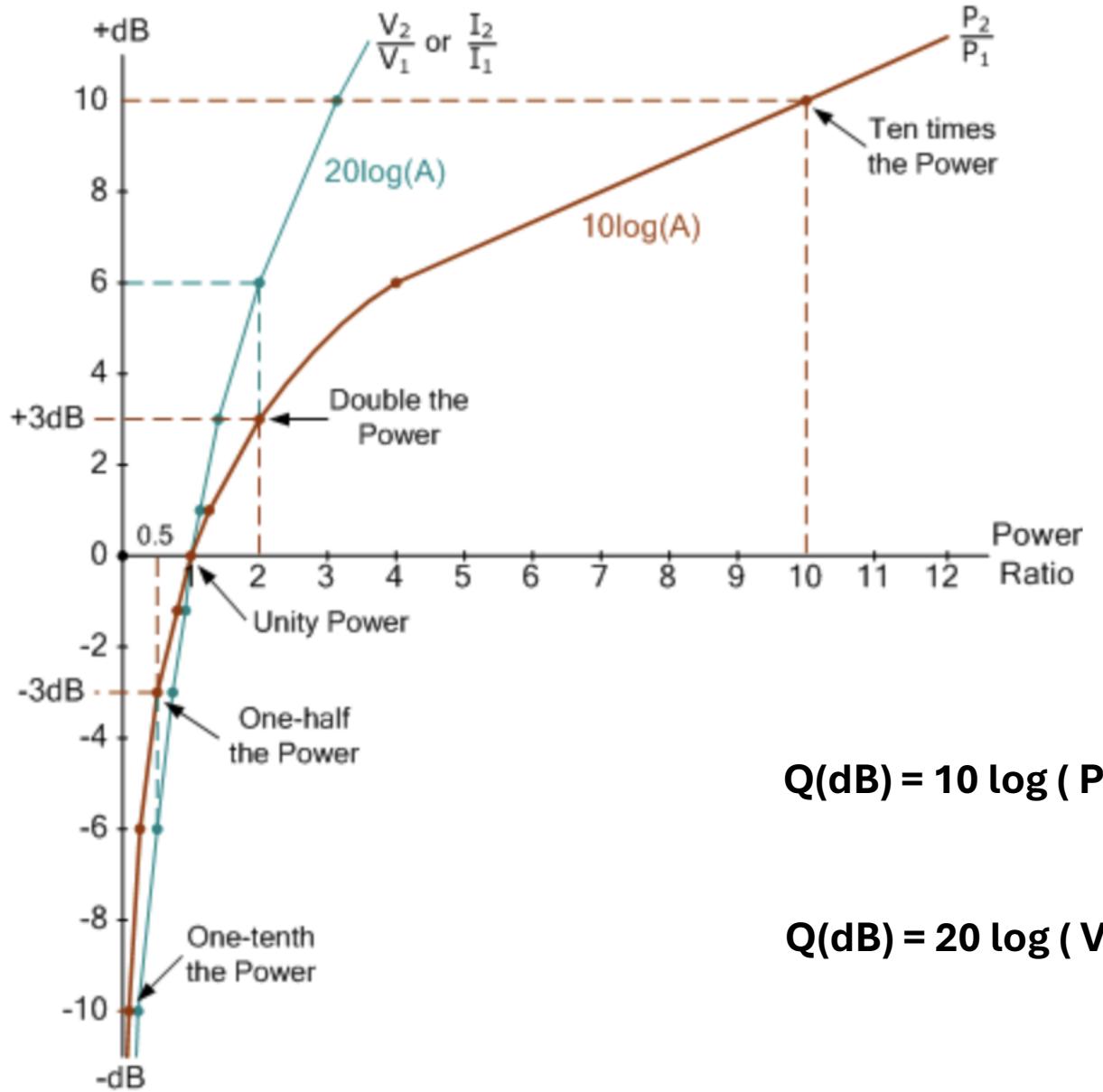
Conversa normal

Sala silenciosa

Estúdio de gravação silencioso

**Limiar de audição**





dB Value	Power Ratio $10\log(A)$	Voltage/Current Ratio $20\log(A)$
-20dB	0.01	0.1
-10dB	0.1	0.3162
-6dB	0.25	$1/2 = 0.5$
-3dB	$1/2 = 0.5$	$1/\sqrt{2} = 0.707$
-1dB	0.79	0.89
0dB	1	1
1dB	1.26	1.1
3dB	2	$\sqrt{2} = 1.414$
6dB	4	2
10dB	10	$\sqrt{10} = 3.162$
20dB	100	10
30dB	1000	31.62

# Decibel: propriedades dos logaritmos

---

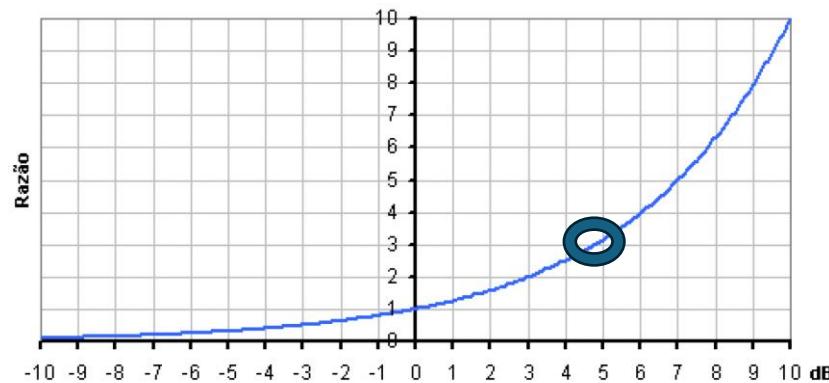
**Definição:**  $N^y = x \rightarrow \log_N x = y.$

**Propriedades:**

$$\log_N x_1 + \log_N x_2 = \log_N x_1 x_2,$$

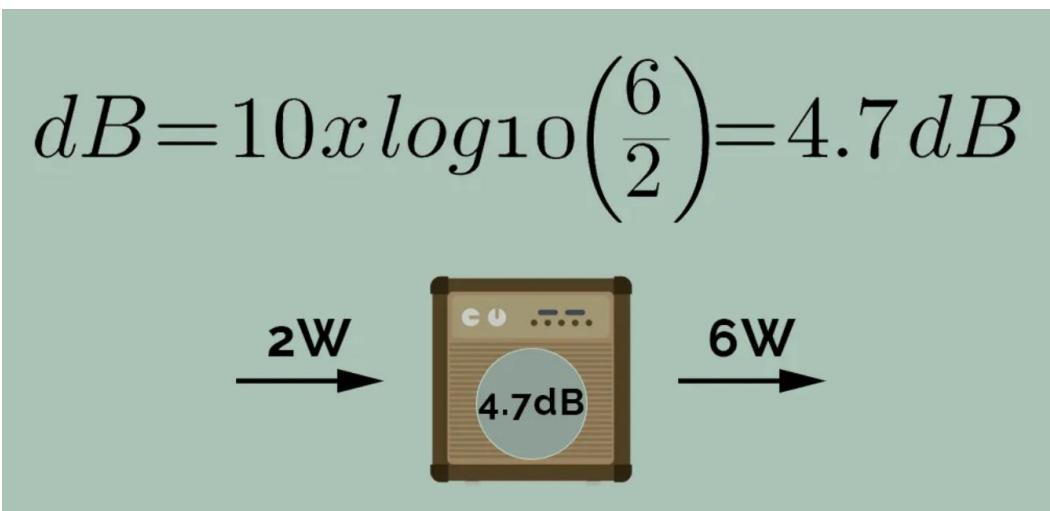
$$\log_N x_1 - \log_N x_2 = \log_N x_1 / x_2,$$

$$\log_N x^m = m \log_N x,$$



$$dB = 10 \times \log_{10} \left( \frac{6}{2} \right) = 4.7 \text{ dB}$$

AMPLIFICADOR OU  
ATENUADOR -4,7 dB



$$\frac{PO_o}{PO_i} = 10^{\left(\frac{dB}{10}\right)}$$

$$\log_N x = y.$$

$$N^y = x$$

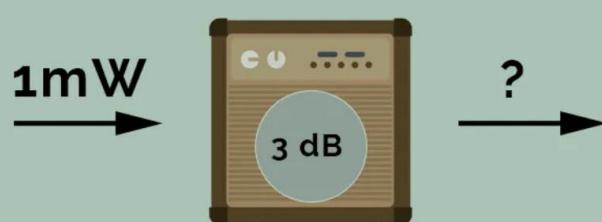
Para ganhos por ex., P2 é a potência de entrada e P1 a potência de saída do circuito.

$$dB = 10 \log ( P1 / P2 ).$$

Para atenuações, P1 é a potência de entrada e P2 a potência de saída.

3 dB representa aproximadamente o dobro ou metade da potência

$$\frac{PO_o}{PO_i} = 10^{\left(\frac{dB}{10}\right)} \quad \frac{PO_o}{1} = 10^{\left(\frac{3}{10}\right)} \quad PO_o = 10^{\left(\frac{3}{10}\right)} = 1.995mW$$



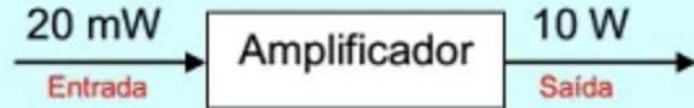


Como a potência é proporcional ao quadrado da tensão dividida pela resistência do circuito, temos, aplicando as propriedades dos logaritmos (o log. do quadrado de n é duas vezes o log. de n) :

$$Q (\text{dB}) = 20 \log ( V_1 / V_2 ) + 10 \log ( R_2 / R_1 )$$

ou ainda, na mesma resistência :

$$Q(\text{dB}) = 20 \log ( V_1 / V_2 )$$



$$P_{\text{entrada}} = 20 \text{mW}$$

$$P_{\text{saída}} = 10 \text{W}$$

$$P_{\text{saída}} = P_{\text{entrada}} \cdot \text{Ganho} \Rightarrow \boxed{\text{Ganho}(dB) = 10 \cdot \log \left( \frac{P_{\text{saída}}}{P_{\text{entrada}}} \right)}$$

$$\text{Ganho}(dB) = 10 \cdot \log \left( \frac{10 \text{W}}{0,02 \text{W}} \right) \Rightarrow \text{Ganho}(dB) = 10 \cdot \log(500)$$

$$\boxed{\text{Ganho}(dB) = 27 \text{dB}}$$

## Relação dBm e dBW

**dBW. A potência em decibéis em relação a 1 watt (W).**

Assim, **0 dBW** é igual a 1 watt de potência. Da mesma forma que o dBm, valores positivos indicam potência maior que 1 W e valores negativos indicam potência menor que 1 W.  
dBW é uma unidade maior que dBm, pois 1 watt é igual a 1000 miliwatts.

**Para converter entre dBm e dBW, você pode usar a seguinte relação:**

$$\text{dBm} = \text{dBW} + 30$$

$$\text{dBW} = \text{dBm} - 30,$$

considerando que  $1 \text{ W} = 1000 \text{ mW}$  e  $10 * \log(1000) = 30$ .

**Portanto, 0 dBW é o mesmo que 30 dBm.**

O dBm é uma unidade de medida de potência :  
**0 dBm = 1 mW** (Não importa em qual resistência !)

$$P(\text{dBm}) = 10 \log P(\text{mW})$$

$$3 \text{ dBm} = 2 \text{ mW}, \quad 10^{3/10} = P(\text{mW}) = 2 \text{ mW} (1,99\ldots)$$

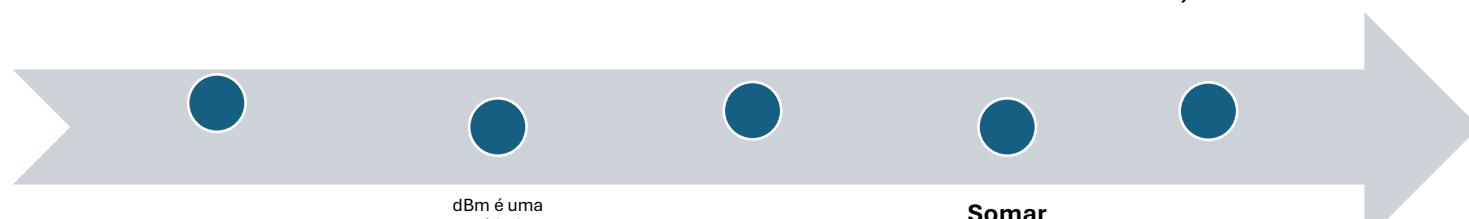
$$30 \text{ dBm} = 1 \text{ W}, \quad 10^{30/10} = P(\text{mW}) = 1 \text{ W}$$

$$-30 \text{ dBm} = 1 \text{ uW} \quad 10^{-30/10} = 1 \text{ uW}$$

**0 dBm + 0 dBm = 3  
dBm. !!!**

Converter dBm para  
mW.  $P(\text{mW}) = 10^{P(\text{dBm})/10}$

Converter de  
Volta para dBm...  
 $P(\text{dBm})=10 \log 2 =$   
 $10 \times 0,3 = 3 \text{ dBm}$



dBm é uma  
unidade  
logarítmica  
que  
representa o  
valor absoluto  
em relação a 1  
miliwatt (mW).

Sumar  
os  
valores  
em mW

$$\log_N x_1 - \log_N x_2 = \log_N x_1/x_2,$$
$$P(\text{dBm}) = 10 \log P(\text{mW})$$

**13 dBm - 10 dBm = 3 dB (e não 3 dBm)**

pois  $13 \text{ dbm} = 20 \text{ mW} \dots\dots\dots 10^{13/10}$

e  $10 \text{ dBm} = 10 \text{ mW.} \dots\dots\dots 10^{10/10}$

O sinal - equivale a uma divisão ou seja  
13 dBm - 10 dBm equivale a  
 $20 \text{ mW} / 10 \text{ mW} = \text{relação de 2 (e não 2 mW).}$

**Relação 2 equivale a 3 dB**

$$P(\text{dBm}) = 10 \log P(\text{mW})$$

$$P(\text{mW}) = 10^{P(\text{dBm})/10}$$

$0 \text{ dBm} + 3 \text{ dBm} = 4,76 \text{ dBm}$  (e não 3 dBm !)



$1\text{mW} + 2\text{mW} = 3 \text{ mW}$   $P(\text{dBm}) = 10 \log 3 = 4,76 \text{ dBm}$

$-2 \text{ dBm} + 2 \text{ dBm} = 3,45 \text{ dBm}$  (e não 0 dBm !)



$10^{-2/10} = 0,6$  e  $10^{2/10} = 1,58$   $0,6 + 1,58 = 2,2 \text{ mW}$

$$P(\text{dBm}) = 10 \log 2,2 = 3,45 \text{ dBm}$$

O sinal + nesse caso se refere às unidades **lineares de potencia**

# RESUMINDO

**UNICAMP**

$$\text{Power Gain}_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \left( \frac{P_2}{P_1} \right)$$

$$\text{Voltage Gain}_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left( \frac{v_2}{v_1} \right)$$

$$\text{Current Gain}_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left( \frac{i_2}{i_1} \right)$$

$$G_{dB} = 10 \log \left( \frac{V_1^2 / Z_0}{V_0^2 / Z_0} \right) = 20 \log \left| \frac{V_1}{V_0} \right|$$

$$\left| \frac{V_1}{V_0} \right| = 10^{(G_{dB} / 20)}$$

## Voltage

$$v_{\text{dBmV}} = 20 \log_{10} \left( \frac{v}{1 \text{ mV}} \right)$$

$$v_{\text{dB}\mu\text{V}} = 20 \log_{10} \left( \frac{v}{1 \text{ }\mu\text{V}} \right)$$

## Current

$$i_{\text{dBmA}} = 20 \log_{10} \left( \frac{i}{1 \text{ mA}} \right)$$

$$i_{\text{dB}\mu\text{A}} = 20 \log_{10} \left( \frac{i}{1 \text{ }\mu\text{A}} \right)$$

## Power

$$P_{\text{dBmW}} = 10 \log_{10} \left( \frac{P}{1 \text{ mW}} \right)$$

$$P_{\text{dB}\mu\text{W}} = 10 \log_{10} \left( \frac{P}{1 \text{ }\mu\text{W}} \right)$$

## Examples (EMC units)

1. Convert  $v = 250 \text{ mV}$  to  $v_{\text{dB}\mu\text{V}}$ .

$$v_{\text{dB}\mu\text{V}} = 20 \log_{10} \left( \frac{v}{1 \mu\text{V}} \right) = 20 \log_{10} \left( \frac{0.25}{10^{-6}} \right) = 107.96 \text{ dB}\mu\text{V}$$

2. Convert  $P = 56 \text{ dBm}$  to  $P$  in watts.

$$P_{\text{dBm}} = 10 \log_{10} \left( \frac{P}{1 \text{ mW}} \right) \quad \Rightarrow \quad P = 10^{-3} \times 10^{56/10} = 398.11 \text{ W}$$

A.2. Transform in dB $\mu$ V the following voltage values:

- a. 670  $\mu$ V
- b. 3.2 V
- c. 21 mV
- d. 0.1  $\mu$ V

$$R.2. \quad x[V] \leftrightarrow 20 \cdot \lg \left( \frac{x}{1 \cdot 10^{-6}} \right) [dB\mu V]$$

$$a. \quad 670\mu V \leftrightarrow 20 \cdot \lg \left( \frac{670 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-6}} \right) = 56.5 dB\mu V$$

$$b. \quad 3.2 V \leftrightarrow 20 \cdot \lg \left( \frac{3.2}{1 \cdot 10^{-6}} \right) = 130 dB\mu V$$

$$c. \quad 21mV \leftrightarrow 20 \cdot \lg \left( \frac{21 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} \right) = 86 dB\mu V$$

$$d. \quad 0.1\mu V \leftrightarrow 20 \cdot \lg \left( \frac{0.1 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-6}} \right) = -20 dB\mu V$$

Considere a impedância de 50 ohms

Converta 23mV

670uV

0,3V



dBmW

$$P = (23 \times 10^{-3})^2 / 50 = 0,01058 \text{ mW} \quad \text{dBmW} = 10 \log(0,01058 / 1 \text{ mW}) = -19,75 \text{ dBm}$$

$$P = (670 \times 10^{-6})^2 / 50 = 8,978 \text{ pW} \quad \text{dBmW} = 10 \log(8,978 \times 10^{-12} / 1 \text{ mW}) = -50,47 \text{ dBm}$$

$$P = (0,3)^2 / 50 = 1,8 \text{ mW} \quad \text{dBmW} = 10 \log(1,8 \times 10^{-3} / 1 \times 10^{-3}) = 2,55 \text{ dBm}$$

# PROPRIEDADES DE COMPONENTES PASSIVOS – COMPORTAMENTO NÃO IDEAL

- RESISTORES
- CAPACITORES
- INDUTORES
- SKIN EFFECT
- CONDUTORES
- EFEITO PELICULAR
- SUPRESSÃO DE RUIDOS
- CAMPO PRÓXIMO/DISTANTE
- ATERRAMENTO

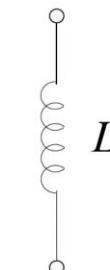
Electromagnetic Compatibility – **Henry Ott**- 2009  
**Clayton R. Paul**, "*Introduction to Electromagnetic Compatibility*", NY, Wiley Interscience, ISBN-0-471-54927-4, 1992.

Em baixa frequência modelos de impedância dos componentes do circuito devem ser estendidos para níveis mais altos frequências para modelar com precisão esses componentes em problemas de EMC. Esses modelos de componentes de circuitos de banda larga devem definir a resposta de frequência desses componentes até essas frequências, para problemas típicos de EMC.

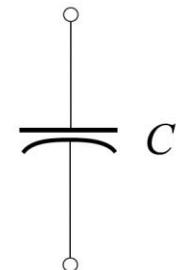
A aproximação de baixa frequência assumida na teoria dos circuitos o que é inadequado para problemas de EMC é a suposição de que o componente interconexões [fios, placas de circuito impresso (PCB), etc.] têm **impedância desprezível**. Em frequências mais altas, essas interconexões normalmente têm **resistência e reatância significativas**. Assim, o efeito destes interconexões devem ser incluídas ao modelar um problema de EMC. Em particular, o efeito das derivações de componentes discretos **deve ser considerado**.



$$\mathbf{Z}_R = R$$



$$\mathbf{Z}_L = j\omega L$$



$$\mathbf{Z}_C = \frac{1}{j\omega C}$$

$\epsilon$        $\mu$        $\sigma$

### Definições

É uma grandeza que determina a capacidade de uma substância para resistir ao campo elétrico de uma carga induzida. Representada pela letra grega epsilon  $\epsilon$  e é medida em farads/metro (F/m). Esta é a equação da constante dielétrica  $\kappa$  ou  $\epsilon_r$ , também chamada de permissividade relativa.

$$\kappa = \epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$$

- $\epsilon_0$  é permissividade elétrica do vácuo, que vale  $8,854 \cdot 10^{-12} F/m$ ;

Material	Permissividade dielétrica ( $\kappa$ )
Ar	~1
Mica	5 a 7,8
Vidros	5 a 10
Porcelana	5,1 a 5,5
PVC	2,6 a 6,5
EPR	2,6
Óleo de transformador	2,5
Papel encerado	3,1
Ebonite	2 a 2,8

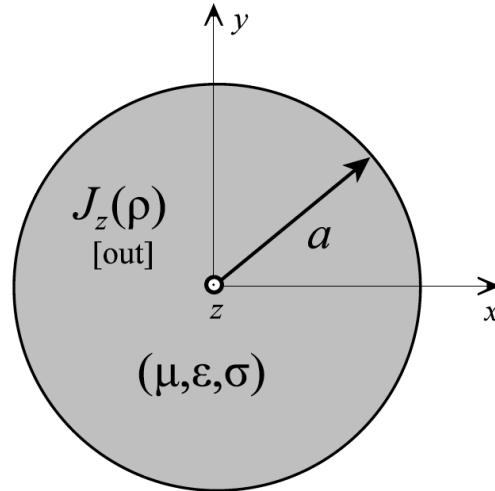
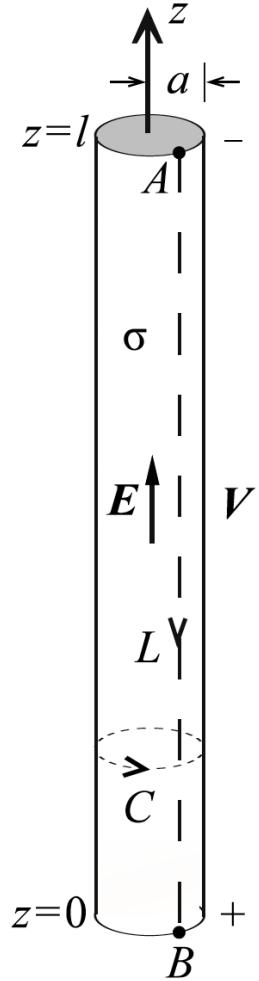
### Permeabilidade Magnética- $\mu$

- É uma propriedade de cada material que indica a sua capacidade de concentrar o fluxo magnético.
  - $\mu = \frac{H}{B}$
  - $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} Tm/Ae$ , permeabilidade magnética do ar.
  - $\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$ , permeabilidade relativa.

A **condutividade elétrica** ( $\sigma$ ) dos materiais é uma propriedade importante que permite classificar os materiais de engenharia como:

- Condutores -  $\rho \approx 1,6 \cdot 10^{-8} \text{ a } 1,4 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot m$
- Semicondutores -  $\rho \approx 10^{-4} \text{ a } 10^6 \Omega \cdot m$
- Isolantes -  $\rho \approx 10^7 \text{ a } 10^{18} \Omega \cdot m$

# Fator de onda (k) das equações de Maxwell para um condutor conduzindo corrente



Permeabilidade  
Permissividade  
Condutividade

$\mu$   $\epsilon$   
 $\sigma$

Frequência.

$$k^2 = -j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon) = \omega^2\mu\epsilon \left(1 - j\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)$$

Em alta frequência a impedância interna do fio vale

$$\hat{z}_i = r + j\omega l_i = \frac{k J_0(ka)}{2\pi a \sigma J_1(ka)}$$

$$= \frac{k}{2\pi a \sigma} \frac{\cos\left(\pi ka - \frac{\pi}{4}\right)}{\cos\left(\pi ka - \frac{3\pi}{4}\right)}$$

$$= \frac{k}{2\pi a \sigma} \frac{e^{j\pi(ka - 1/4)} + e^{-j\pi(ka - 1/4)}}{e^{j\pi(ka - 3/4)} + e^{-j\pi(ka - 3/4)}}$$

Para um bom condutor  $\sigma \gg \omega \epsilon$

$$k^2 = -j\omega \mu (\sigma + j\omega \epsilon) \approx -j\omega \mu \sigma$$

$$k = \sqrt{\omega \mu \sigma} e^{-j\pi/4} = \sqrt{\omega \mu \sigma} \frac{(-1+j)}{\sqrt{2}}$$

$= 0$  para altas frequências

HF

Inserindo para a equação da impedância interna do fio a aproximação para K os termos da exponenciais complexas do numerador e denominador tornam-se zero para alta frequência

$$\hat{z}_i \approx \frac{k}{2\pi a \sigma} \frac{e^{-j\pi(ka - 1/4)}}{e^{-j\pi(ka - 3/4)}} \approx \frac{k}{2\pi a \sigma} e^{-j\pi/2}$$

$$\approx \frac{\sqrt{\frac{\omega \mu \sigma}{2}} (-1 + j)}{2\pi a \sigma} (-j)$$

$$\approx \frac{1 + j}{2\pi a} \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} = r + j\omega l_i$$

Observe que a resistência do fio aumenta com a raiz quadrada da frequência enquanto a indutância interna do fio diminui com a raiz quadrada de frequência.

$$r \approx \frac{1}{2\pi a} \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}}$$

$$l_i = \frac{1}{2\pi a} \sqrt{\frac{\mu}{2\omega\sigma}}$$

A aproximação de alta frequência para a resistência de um fio pode ser interpretada da mesma maneira que a resistência de baixa frequência (DC) comparando as duas equações. Isto é, se juntam em direção ao superfície externa do fio em alta frequência. Podemos definir um equivalente área de alta frequência  $A_{HF}$  que, se uma densidade de corrente uniforme for assumida, produziria a mesma resistência.

$$R_{DC} = \frac{I}{\sigma S}$$

$$r \approx \frac{1}{2\pi a} \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}}$$

$$r_{LF} = \frac{1}{A_{LF}\sigma} = \frac{1}{\pi a^2 \sigma}$$

$$r_{HF} = \frac{1}{A_{HF}\sigma} = \frac{1}{2\pi a} \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}}$$

Resolvendo para o valor de  $A_{HF}$

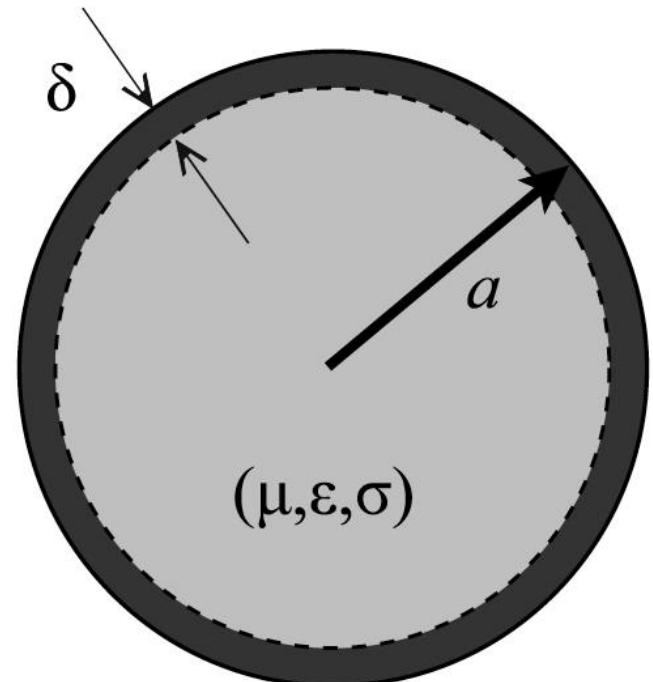
$$\frac{1}{A_{HF}\sigma} = \frac{1}{2\pi a} \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}$$

$$A_{HF} = 2\pi a \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = 2\pi a \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} = 2\pi a \delta$$

Efeito pelicular

delta

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$



## CONCLUSÃO

$$r_{\text{LF}} = \frac{1}{\pi a^2 \sigma}$$

$$r_{\text{HF}} = \frac{1}{2\pi a} \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}}$$



**UNICAMP**

$$l_{i,\text{LF}} = \frac{\mu}{8\pi}$$

$$l_{i,\text{HF}} = \frac{1}{2\pi a} \sqrt{\frac{\mu}{2\omega\sigma}}$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

$$\frac{\sigma a}{\sigma a}$$



$$r_{\text{HF}} = \frac{1}{\pi a^2 \sigma} \frac{\sigma a}{2} \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} = r_{\text{LF}} \frac{a}{2} \sqrt{\pi f \mu \sigma}$$

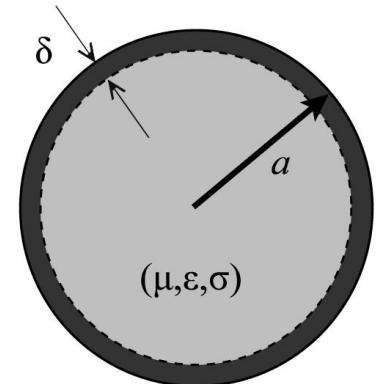
$$r_{\text{LF}} \frac{a}{2\delta}$$

$$\frac{\mu}{\mu} \frac{4}{4}$$



$$l_{i,\text{HF}} = \frac{\mu}{8\pi} \frac{4}{\mu a} \sqrt{\frac{\mu}{2\omega\sigma}} = l_{i,\text{LF}} \frac{2}{a} \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} = l_{i,\text{LF}} \frac{2\delta}{a}$$

$$l_{i,\text{LF}} \frac{2\delta}{a}$$

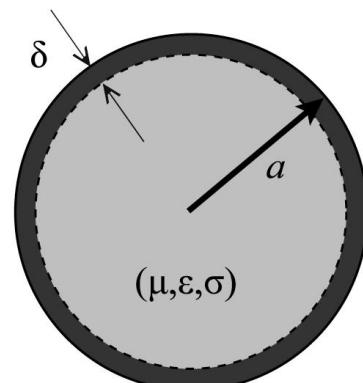


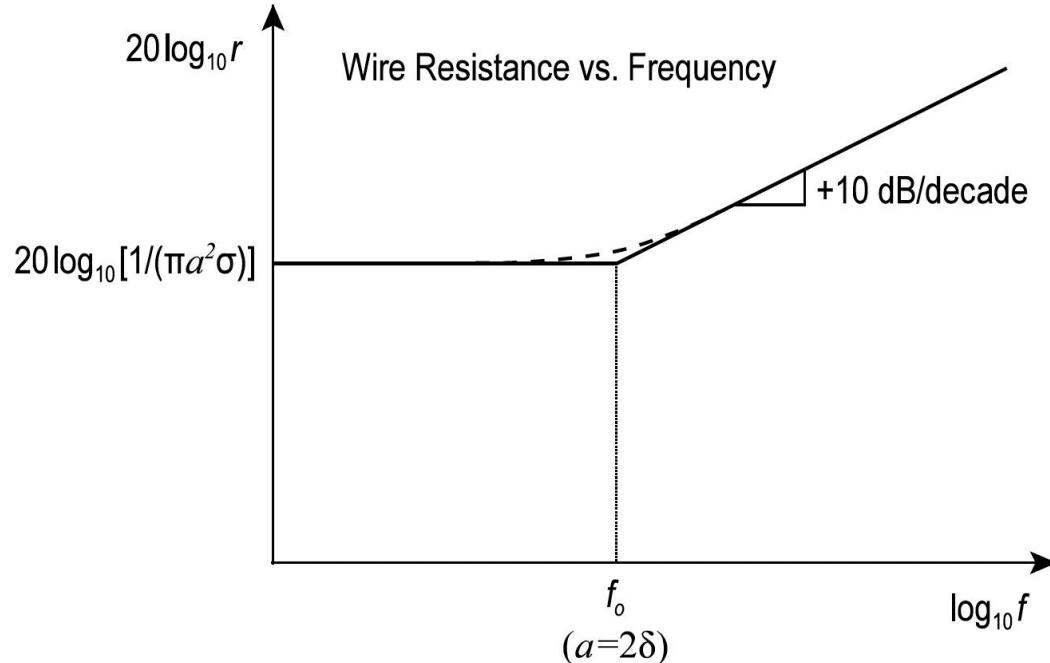
Para  $a = 2\delta$  os valores de baixa frequência e alta frequência são iguais

se o raio do fio é igual a duas vezes a profundidade de penetração , a frequência de corte  $f_o$  é dada por

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f_o \mu \sigma}} = \frac{a}{2} \quad \Rightarrow \quad f_o = \frac{4}{a^2 \pi \mu \sigma}$$

**CONDUTORES DE RAIO a**

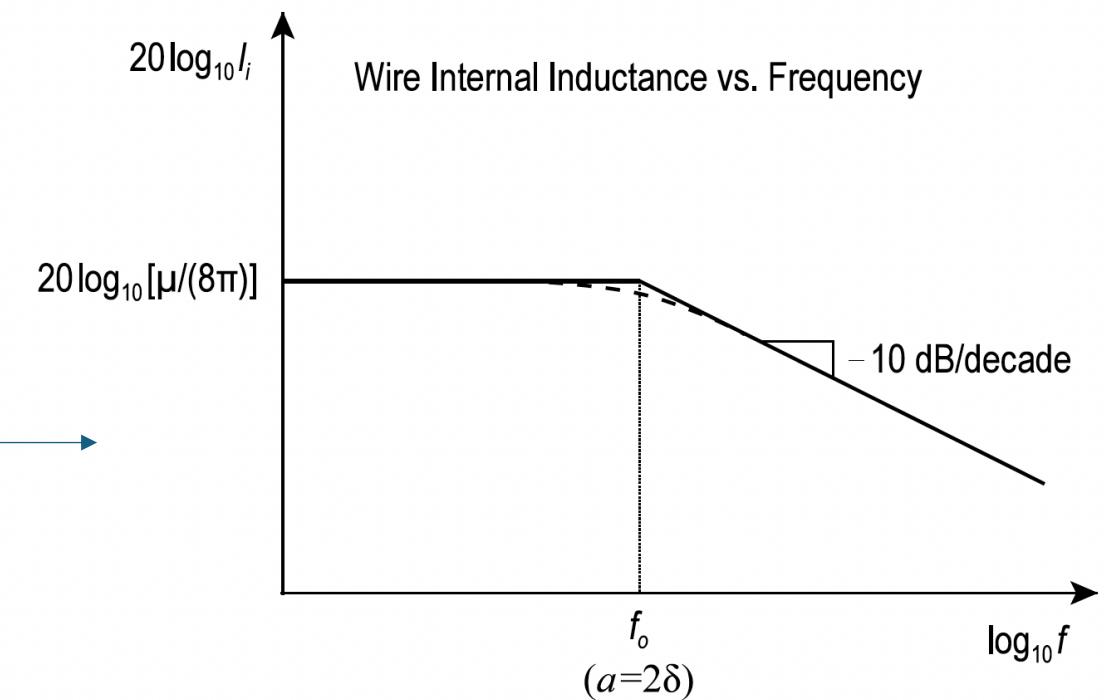




$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f_o \mu \sigma}} = \frac{a}{2} \quad \Rightarrow \quad f_o = \frac{4}{a^2 \pi \mu \sigma}$$

Indutância

## Resistência



A frequência de corte para a resistência interna e para a indutância interna são iguais e vale 2 vezes a profundidade de penetração delta.

## Para PCB



$$r_{LF} \approx \frac{1}{wt\sigma}$$

$$r_{HF} \approx \frac{1}{(2w + 2t)\delta\sigma}$$

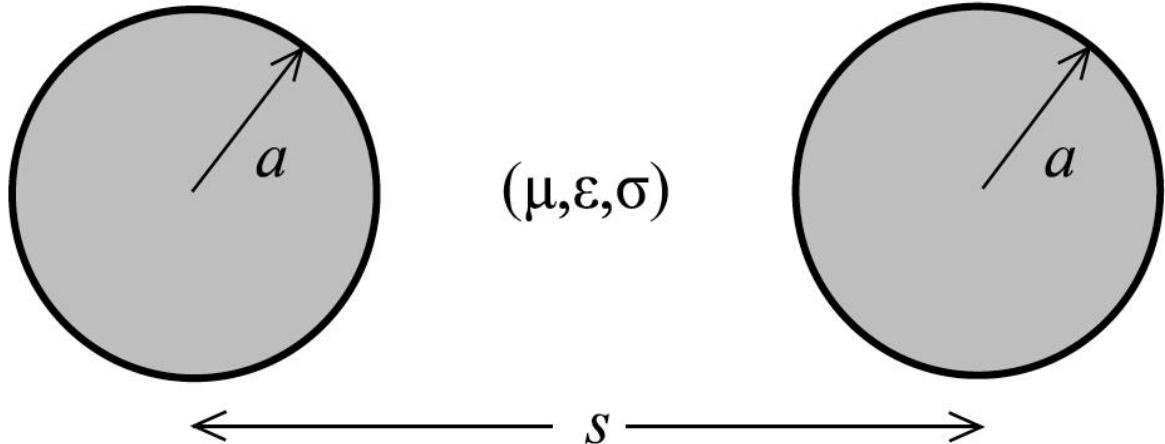
onde uma densidade de corrente é assumida uniforme para a aproximação de baixa frequência

**PARA PCB A INDUTÂNCIA INTERNA É DESPREZADA EM EMC**

## INDUTÂNCIA E CAPACITÂNCIA EXTERNA DE CONDUTORES PARALELOS

$$c = \frac{\pi \epsilon}{\cosh^{-1}\left(\frac{s}{2a}\right)} = \frac{\pi \epsilon}{\ln\left[\frac{s}{2a} + \sqrt{\left(\frac{s}{2a}\right)^2 - 1}\right]}$$

Para  $s \geq 5a$



$$c \approx \frac{\pi \epsilon}{\ln\left(\frac{s}{a}\right)}$$

Para a indutância e condutância  
externa podemos escrever



UNICAMP

$$l_e c = \mu \epsilon$$

$$l_e g = \mu \sigma$$

condutividade do ar = 0

Para distâncias suficiente grandes  
valem as relações



note que são independentes da frequência

$$l_e \approx \frac{\mu}{\pi} \ln \left( \frac{s}{a} \right)$$

$$g \approx \frac{\pi \sigma}{\ln \left( \frac{s}{a} \right)}$$

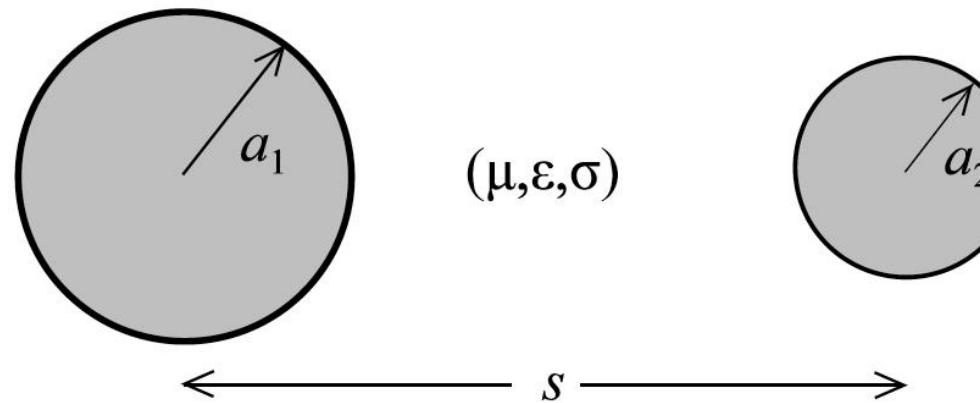
g= 0

# RESUMINDO PARA CONDUTORES COM DIFERENTES RAIOS

$$c \approx \frac{\pi \epsilon}{\ln\left(\frac{s^2}{a_1 a_2}\right)}$$

$$l_e \approx \frac{\mu}{\pi} \ln\left(\frac{s^2}{a_1 a_2}\right)$$

$$g \approx \frac{\pi \sigma}{\ln\left(\frac{s^2}{a_1 a_2}\right)}$$





**UNICAMP**

Os resistores usados como componentes de circuitos discretos podem ser classificados em três grupos básicos de acordo com a construção do resistor: (1) carbono resistores, (2) resistores de fio enrolado e (3) resistores de filme fino.

**Resistores de carbono** - o tipo de resistor mais comum, um cilindro de material de carbono com fios conectados em cada extremidade do carbono cilindro, barato e fácil de fabricar, baixas tolerâncias de resistor de 5-10%.

**Resistores de fio enrolado** - fio resistivo enrolado em um tubo isolante (por questões de espaço) que dissipava o calor (normalmente porcelana), mais difícil de fabricar e mais caro que os resistores de carbono, maior precisão do que resistores de carbono, grande componente indutivo.

**Resistores de filme fino** - um filme metálico fino (geralmente uma linha sinuosa de filme) é depositado em um substrato isolante com fios conectados ao filme condutor, alta precisão, menor indutância que o fio resistores



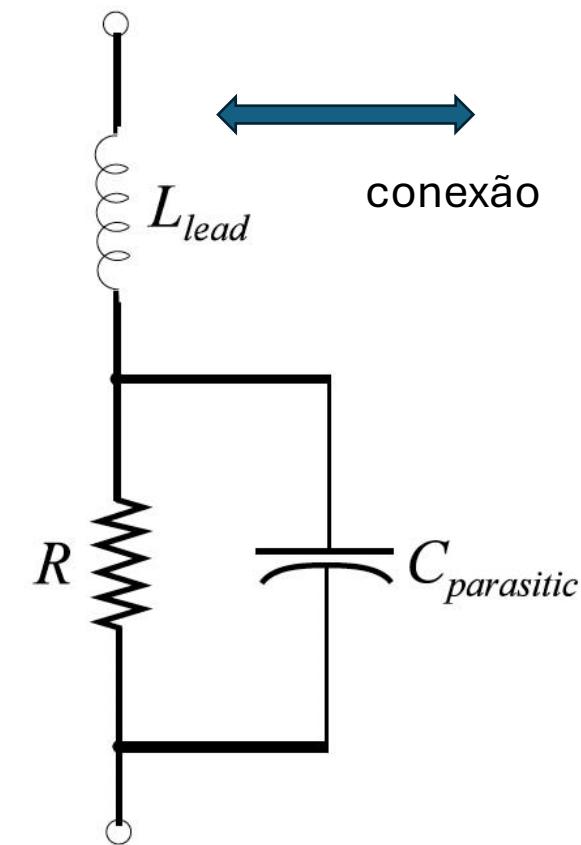
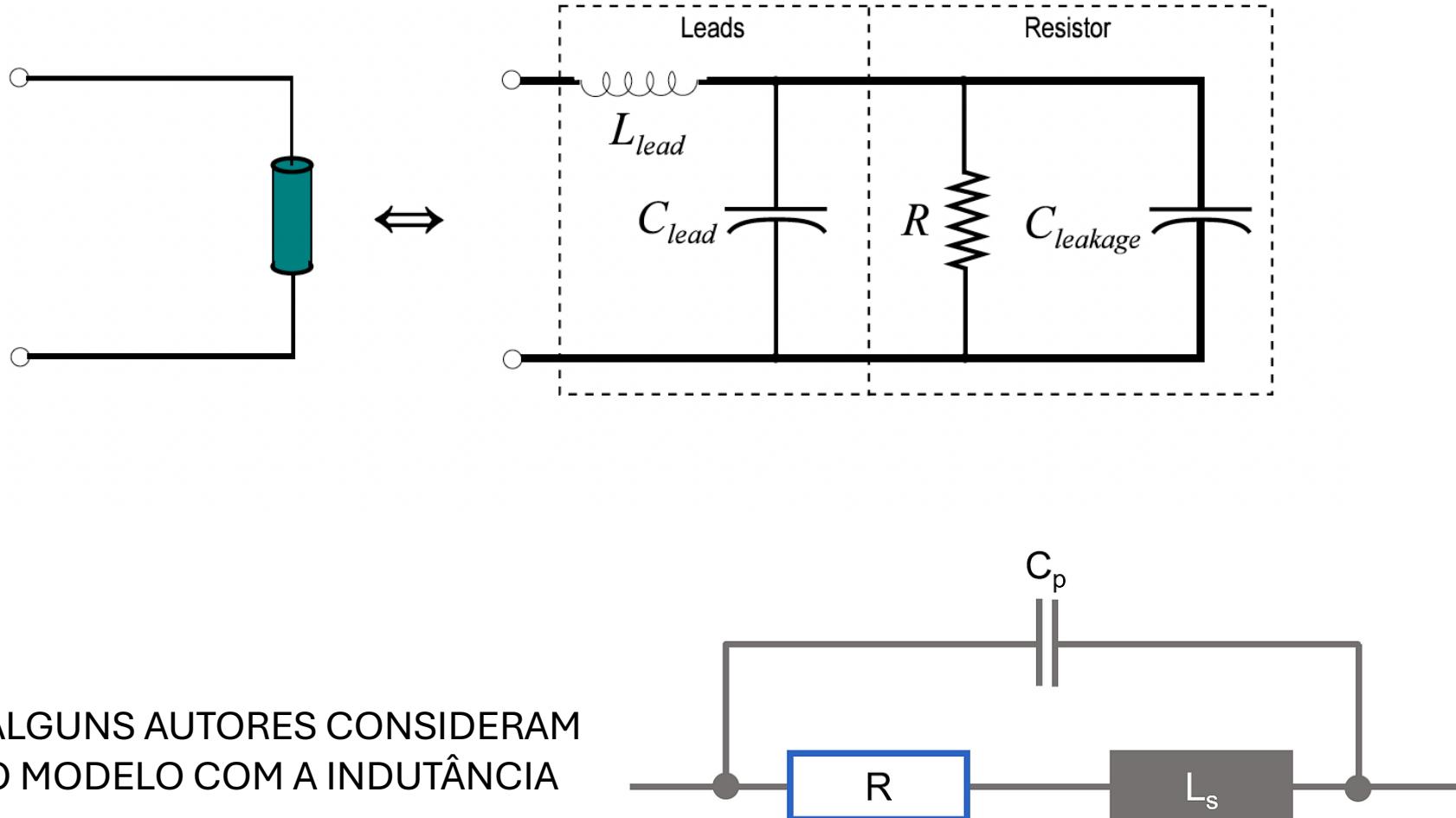
**Resistor de Fio (Nicromo)**



**Resistor de Filme Metálico/Carbono**



## RESISTORES-COMPORTAMENTO NÃO IDEAL



# RESISTORES

**Fio enrolado.** Para aplicações de alta potência. Alta indutância L [H].

**Tipo de filme.** Resistores de baixa potência de uso geral. Baixa indutância L [H].

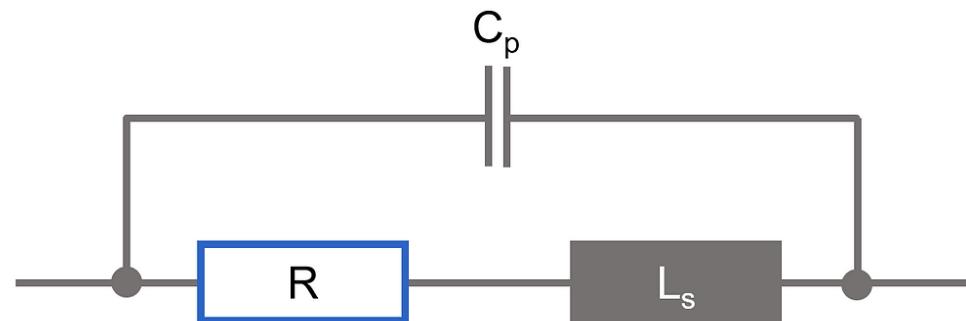
**Composição do carbono.** Aplicações de surto de alta energia.

Baixa indutância L [H].

**Modelos para o resistor real :**

Depende do tipo do resistor, sua fabricação, etc.

Para muitos casos pode-se adotar :

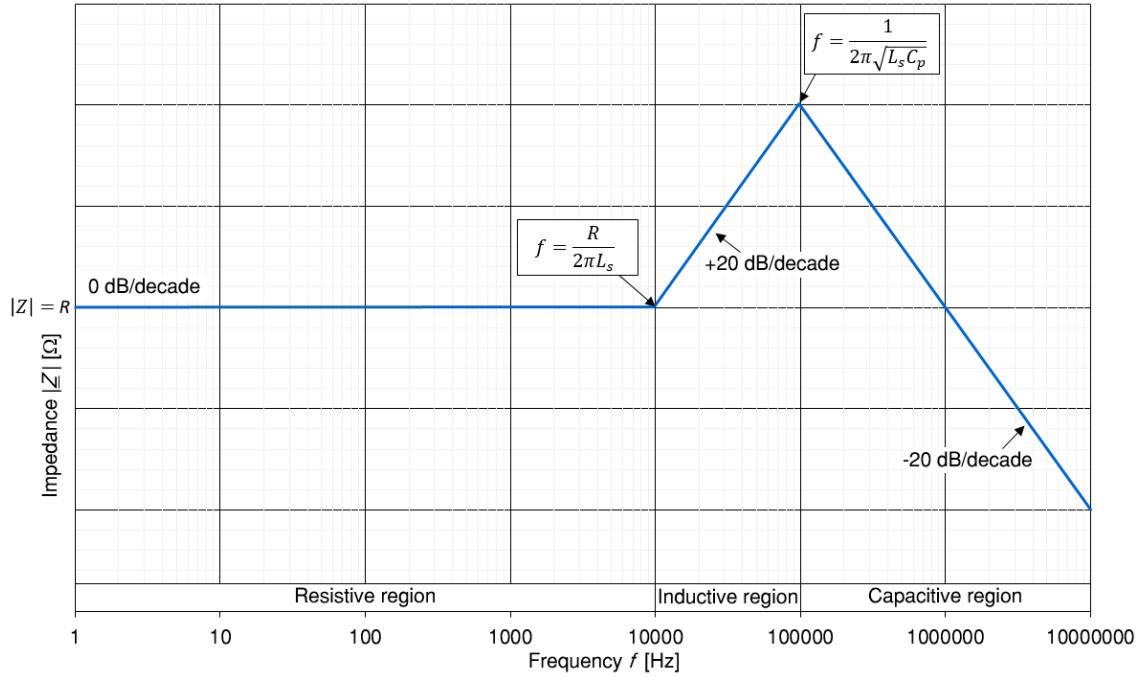


$$\underline{Z} = \frac{R + j\omega L_s}{1 - \omega^2 L_s C_p + j\omega R C_p}$$

$C_p$ : 0,1 a 0,5 pF

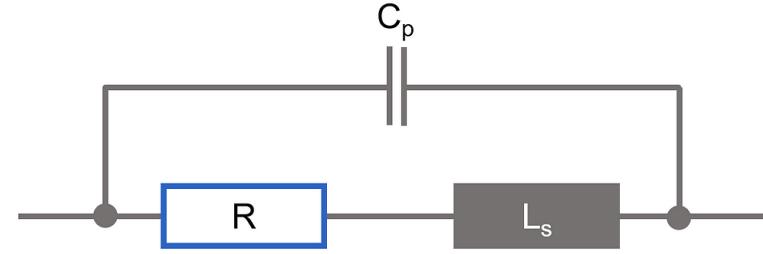
$C_p$  e  $L_s$  são parasitas

$L_s$ : exceto no resistor de fio, quando  $L_s$  é do próprio resistor, a indutância é devida aos terminais.

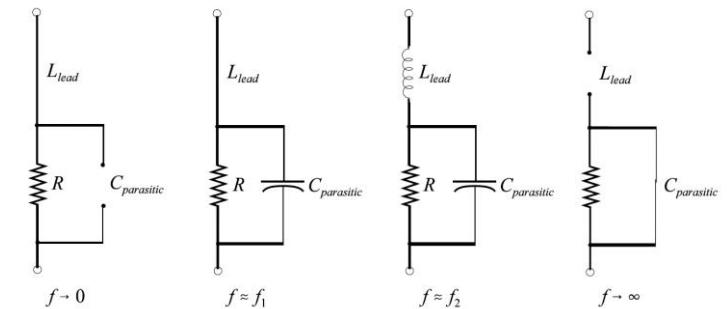


Ex.: Resistor de  $22 M\Omega$ ,  $C = 0,5 pF$

Em  $145$  kHz,  $1/wc \approx 2,2 M\Omega$  já é da ordem de 10% do valor ôhmico.  
Acima desta freqüência, a capacitância vai afetando cada vez mais.



$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{lead} C_{parasitic}}}$$

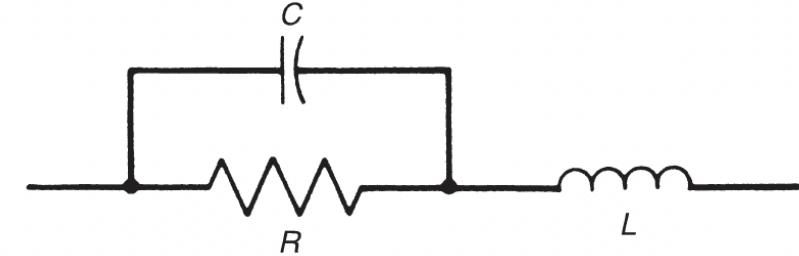
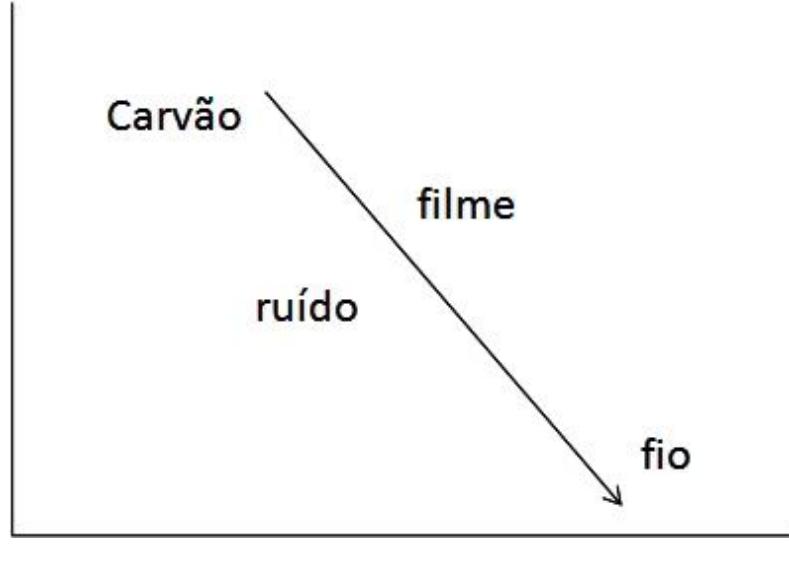


$$f_1 = \frac{1}{2\pi R C_{parasitic}}$$

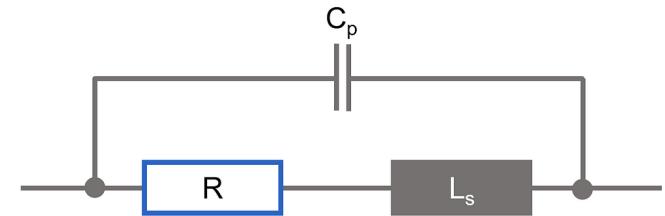
Resistores com valores ôhmico alto : cresce a importância da capacitância C:

### **Ruído gerados por resistores :**

Qualquer tipo de resistor gera ruído de tensão, devido principalmente ao ruído térmico (que nunca pode ser eliminado), contato, etc.



Henry Ott 2009



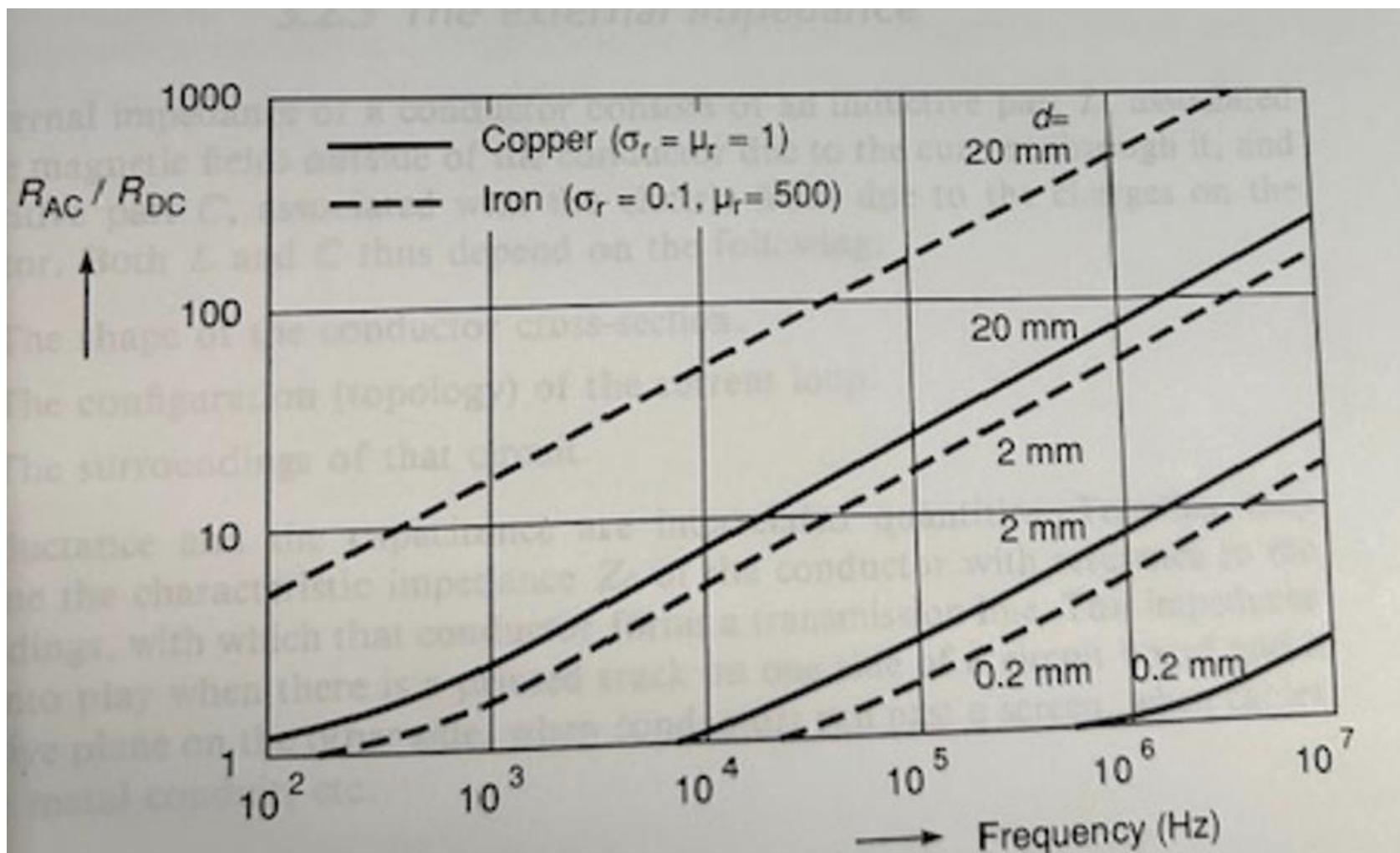
Dois resistores do mesmo tipo, mesmo valor ôhmico, dissipando a mesma potência: **Produz menos ruído aquele que tiver potência nominal maior.**

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = 1 \text{ if } d < 3\delta \quad \text{and} \quad \frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \frac{d}{4\delta} + 0.25 \text{ if } d > 3\delta$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

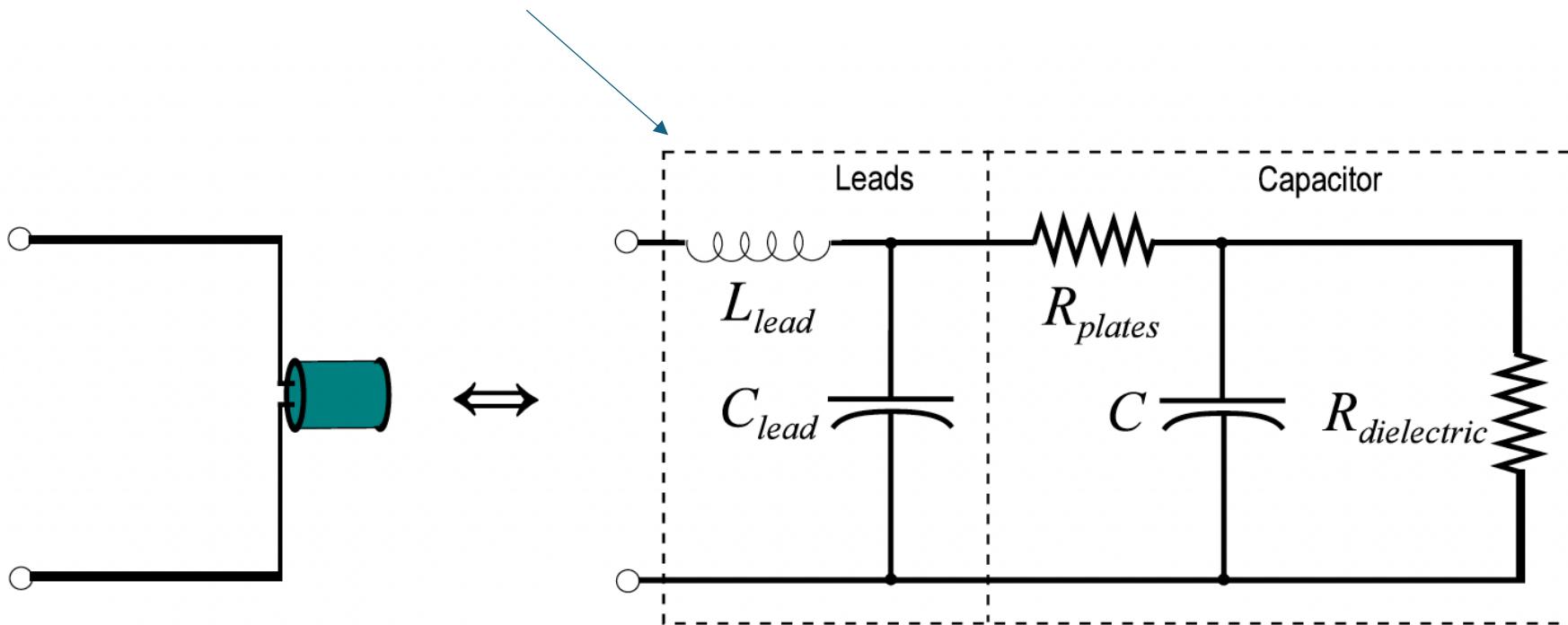
Se  $\delta$  é muito maior que a espessura do condutor então não será significante o efeito skin e não teremos aumento da resistência

**d = diâmetro do condutor**



## Capacitores- comportamento não ideal

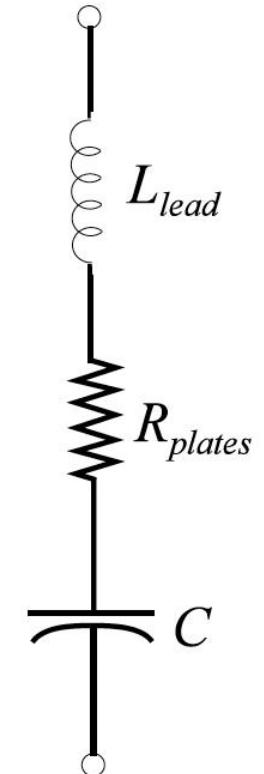
conexões



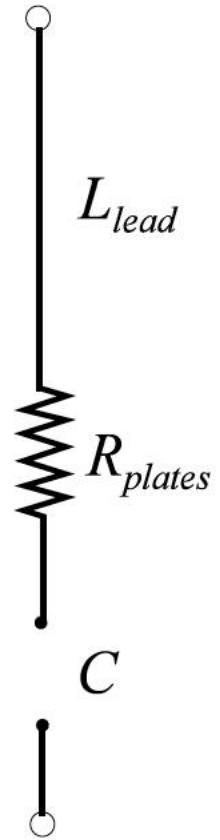
Baixa frequência  
Capacitivo  
Alta frequência  
indutivo

LAT

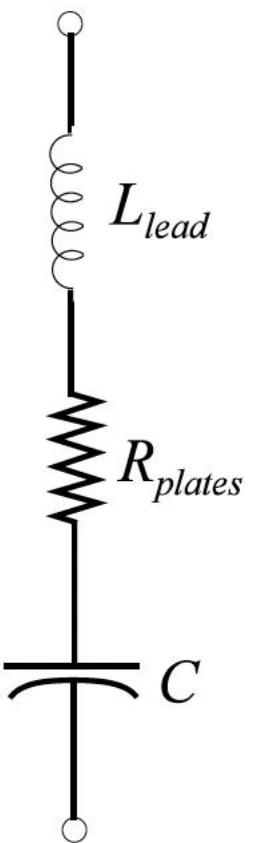
$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{lead}C}}$$



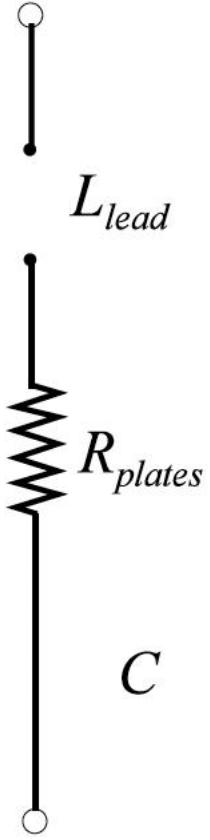
Capacitor Equivalent Circuit



$f \rightarrow 0$



$f \approx f_o$



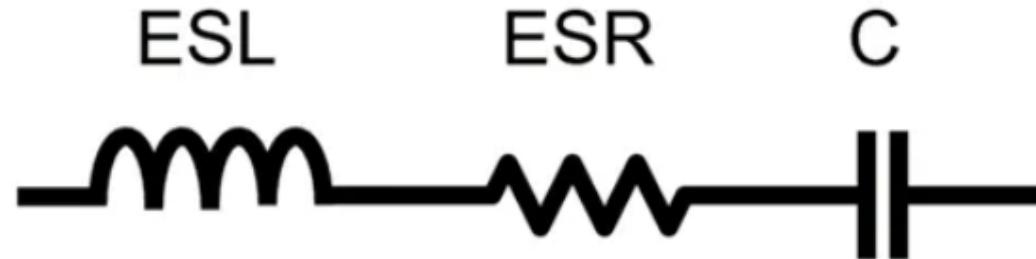
$f \rightarrow \infty$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{lead}C}}$$



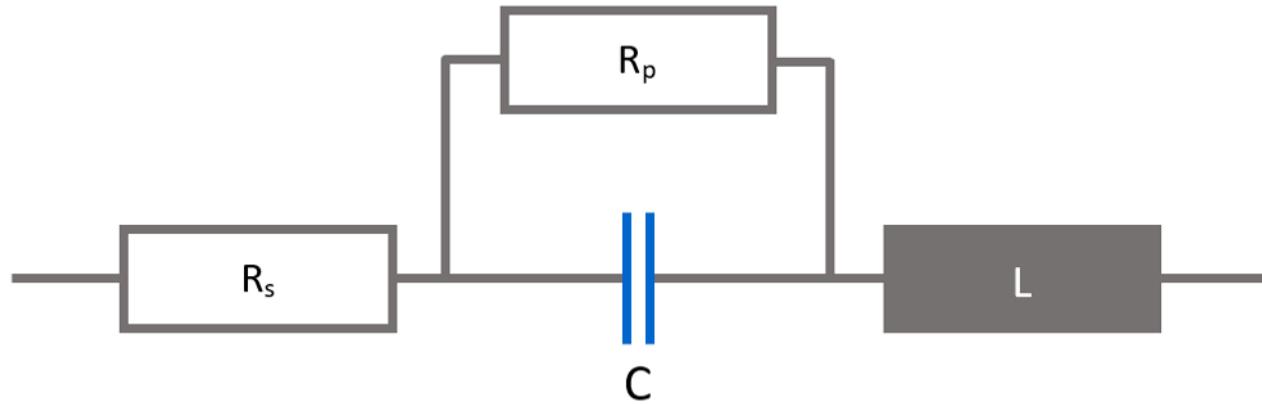
**UNICAMP**

Resistência Série Equivalente (ESR) e  
**Indutância Série Equivalente (ESL)**. ESR e  
ESL são considerados elementos  
“parasitas” devido ao seu efeito  
indesejável no desempenho do capacitor.



# Capacitores

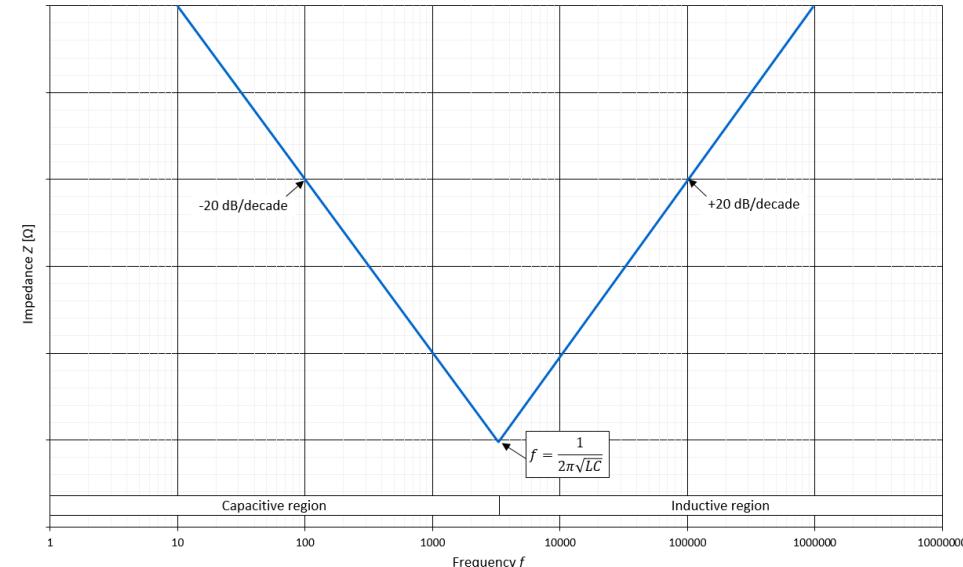
- são categorizados pelo material do dielétrico
- tipos diferentes tem características diferentes e o que vai bem para uma aplicação pode não ir bem para outra.
- capacitor real



$$Z = \frac{1 - \omega^2 L_s C + j\omega R_s C}{j\omega C}$$

Em alguma freqüência haverá uma ressonância série

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{lead}C}}$$

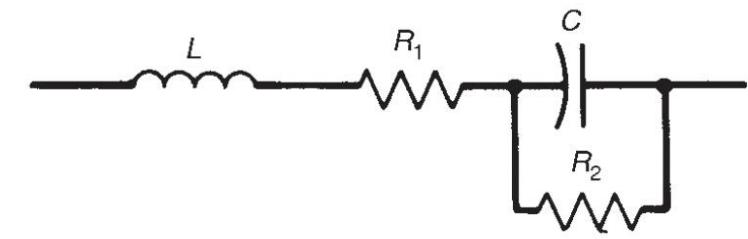
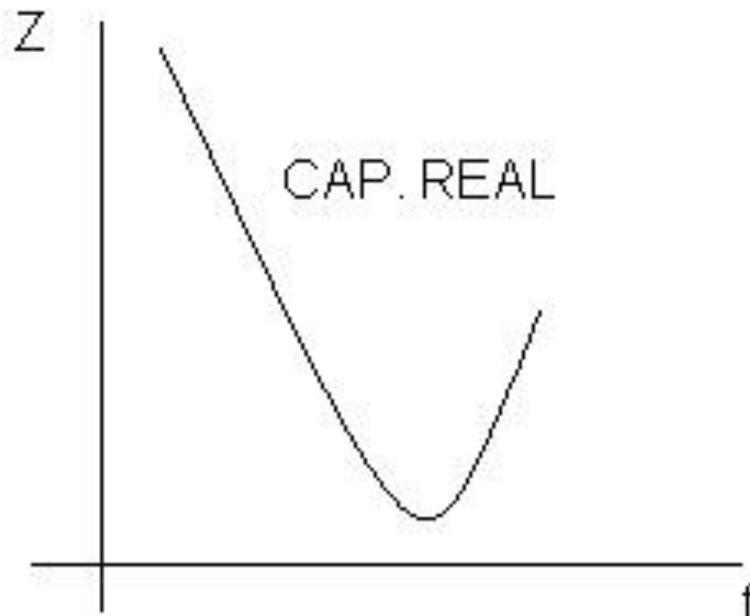
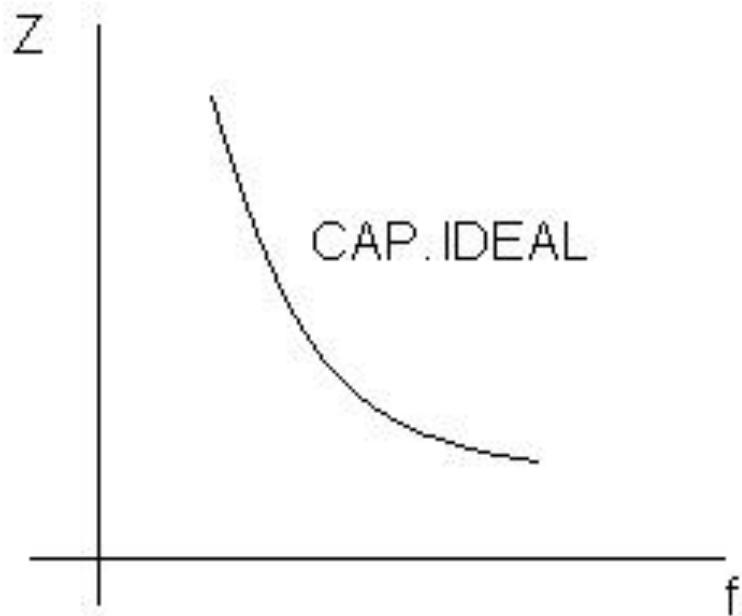


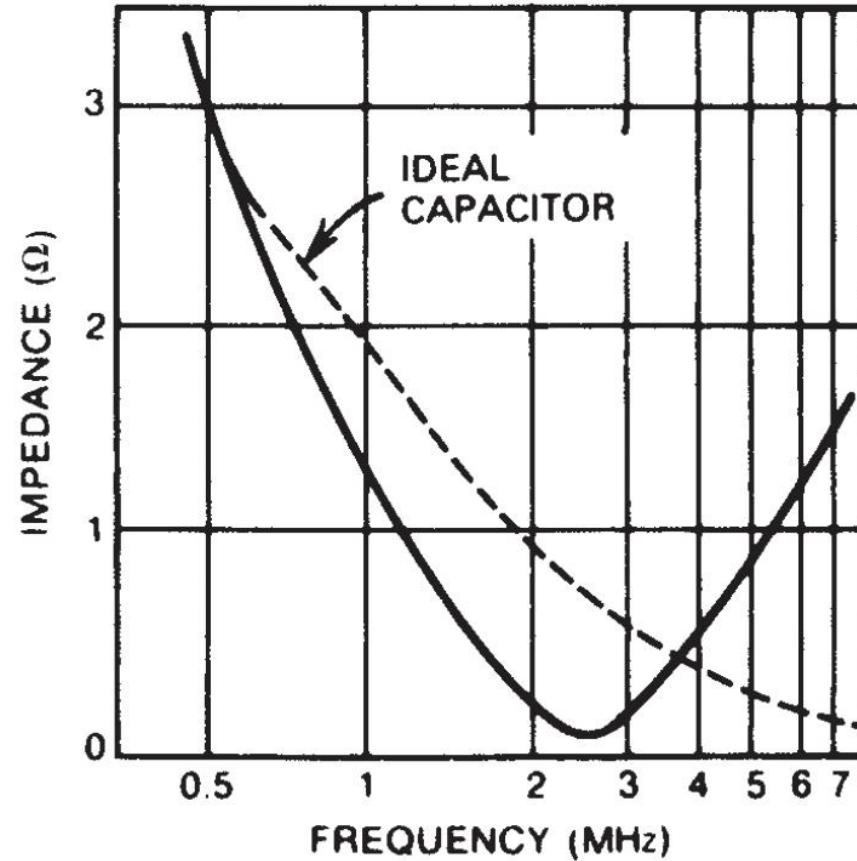
$L$  : devida aos terminais e a estrutura do componente

$R_2$ : leakage; função da resistividade volumétrica e do material do dielétrico

$R_1$ : resist. Série efetiva, função do fator de dissipação do componente

- Tabela de faixas de freqüência por tipo de capacitor
- Escolha do capacitor: a frequência de operação é importante  
A indutância  $L$  limita a freqüência máxima operacional  
Ressonância  $L, C \leftarrow$  freqüência  $f_r$ . Acima da freqüência de ressonância





Effect of frequency on the impedance of a  $0.1\text{-}\mu\text{F}$  paper capacitor.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

- **Freqüências: limite superior** ← dado pela ressonância LC ou pelo aumento do fator de dissipação.

**limite inferior** ← depende do maior valor de capacitância que é prático conseguir

### **Capacitores Eletrolíticos:**

Vantagem dada pelo valor alto de capacitância em pouco volume. A relação c/vol. é a mais alta em toda a família de capacitores.

Capacitores eletrolíticos podem ter  $R_1$  entre 0,1 e  $1\Omega$  ;  $R_1$  cresce com f (porque as perdas no dielétrico crescem) e cresce também com temperaturas decrescentes.

Os eletrolíticos têm também L grande (por serem componentes grandes)

Impróprios para circuitos em f alta; frequências mais altas requerem um capacitor by pass de valor baixo de C e L.

Os eletrolíticos são polarizados: desvantagem

Usar também a 80% da tensão nominal para prolongar a vida do componente (não há vantagem em abaixar mais a tensão)

Envelhecimento: a temperatura é o fator principal.

### ***Cap. Eletrolítico de Tântalo:***

Têm  $R_1$  menor e uma relação com valor maior que o eletrolítico. Alguns têm também L menor que o eletrolítico.

Nestes, reduzir a tensão faz aumentar a vida útil, e quanto menor a tensão melhor.

### ***Paper, Mylar Caps.:***

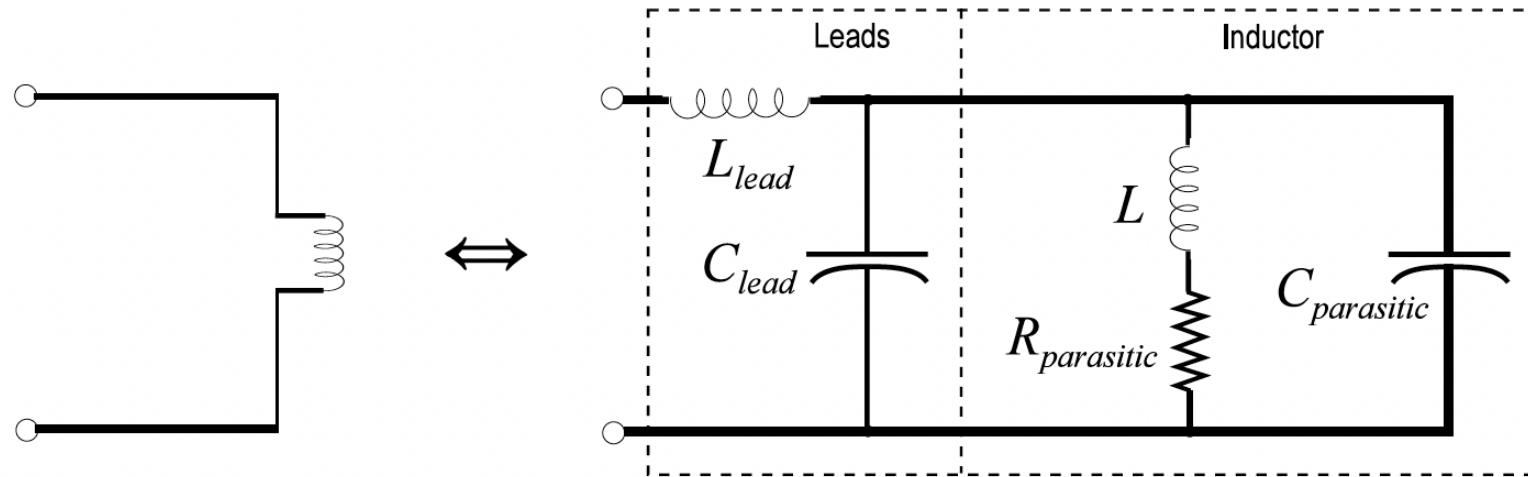
Tem  $R_1$  melhor, mas L não é baixa; a relação c/vol é pior que a do eletrolítico. Sua capacidade vai até uns poucos  $\mu F$ . São para aplicação em freqüências médias (até uns poucos MHz)

O terminal marcado com uma faixa é conectado ao invólucro do componente; este terminal deve ser sempre ligado ao terra ou à referência comum para minimizar o acoplamento pelo campo E (o invólucro funciona como blindagem)

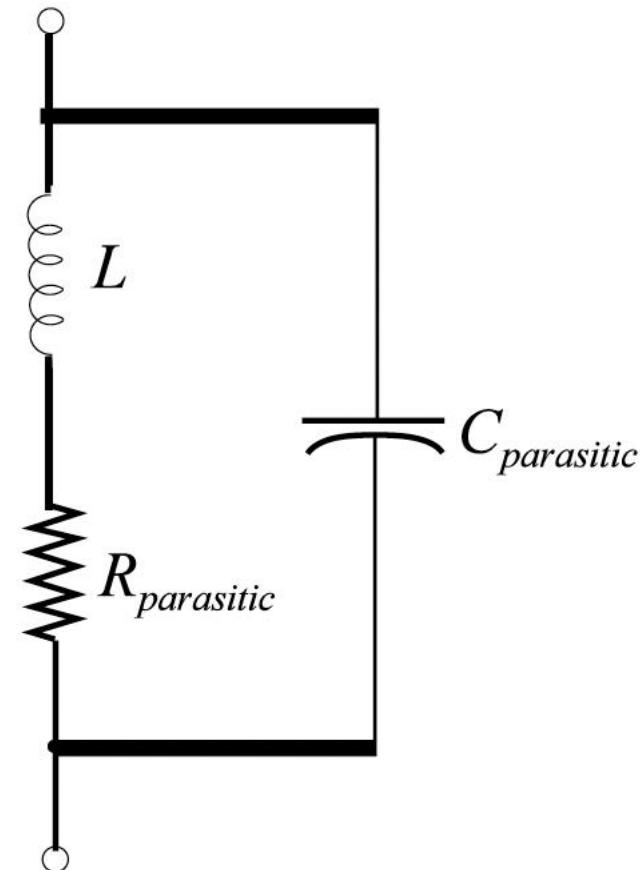
### ***- Mica e Cerâmicos:***

$R_1$  bem baixa e L baixa vão bem até os 500 MHz (não deixar terminais longos) . Muito estáveis com tensão, temperatura e o tempo.

# INDUTORES



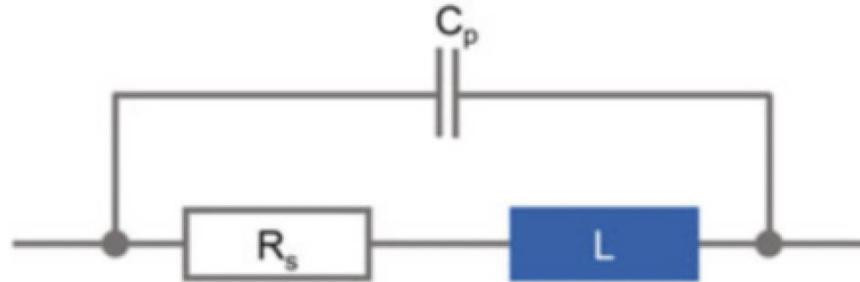
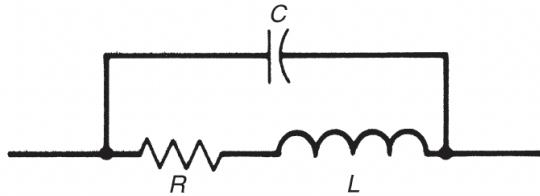
Resistência dos enrolamentos é considerada como uma componente parasita  $R_{parasitic}$ , vai aparecer para  $f$  baixas



Inductor Equivalent Circuit

## Indutores :

- São categorizados pelo tipo de material de núcleo
  - núcleo de ar (ou outro material não magnético)
  - núcleo magnético
- indutor real :

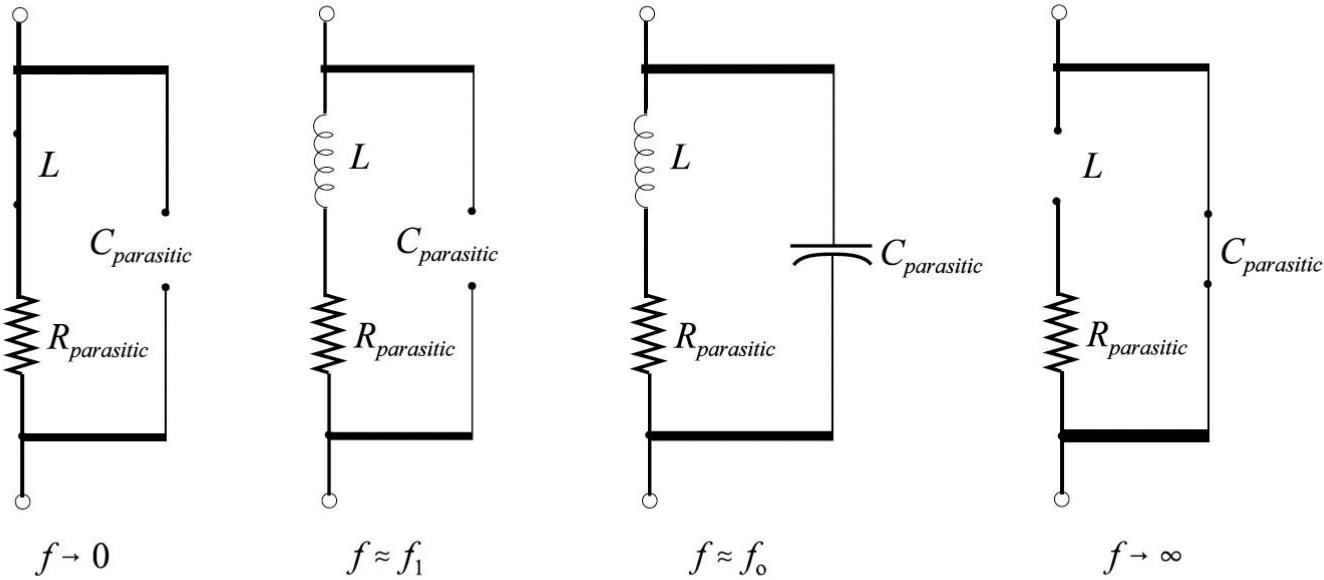
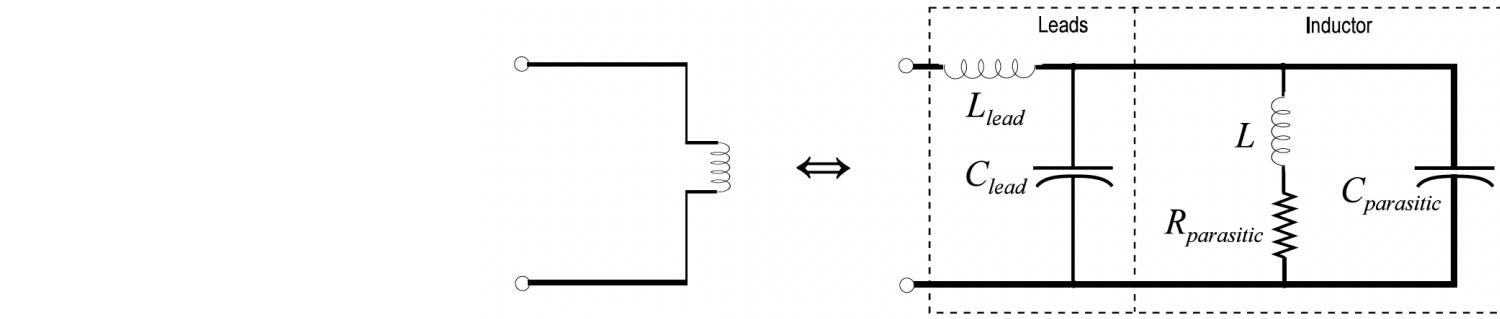


Stray - parasita

$$Z = \frac{R_s + j\omega L}{1 - \omega^2 LC_p + j\omega R_s C_p},$$

C: cap. distribuída entre os enrolamentos

- Indutores dão origem a campos magnéticos (stray) que produzem interferências (núcleos de ar ou ferromagn., abertos que tem mais probabilidade de causar interferência) Usar núcleos fechados para ter quase todo o fluxo circulando no núcleo, reduzindo a interferência.
- Indutores são suscetíveis a interferências devidas a campos magnéticos (núcleos magnéticos, mais, núcleos de ar, menos). Indutores com entreferro são mais suscetíveis.
- É necessário blindar os indutores para conter seus campos E e H.



$$f_1 = \frac{R_{\text{parasitic}}}{2\pi L} :$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\text{parasitic}}}}$$

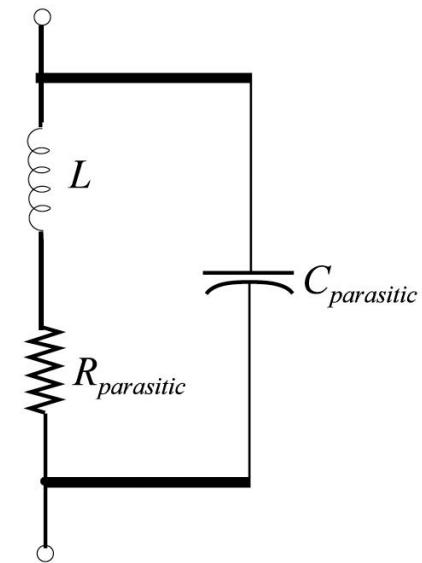
## EXEMPLO

Plote a resposta em frequência de um indutor de  $100 \mu\text{H}$ .

*Assuma que a resistência parasita do indutor vale  $1 \Omega$  e a capacitância parasita vale  $1 \text{ pF}$ .*

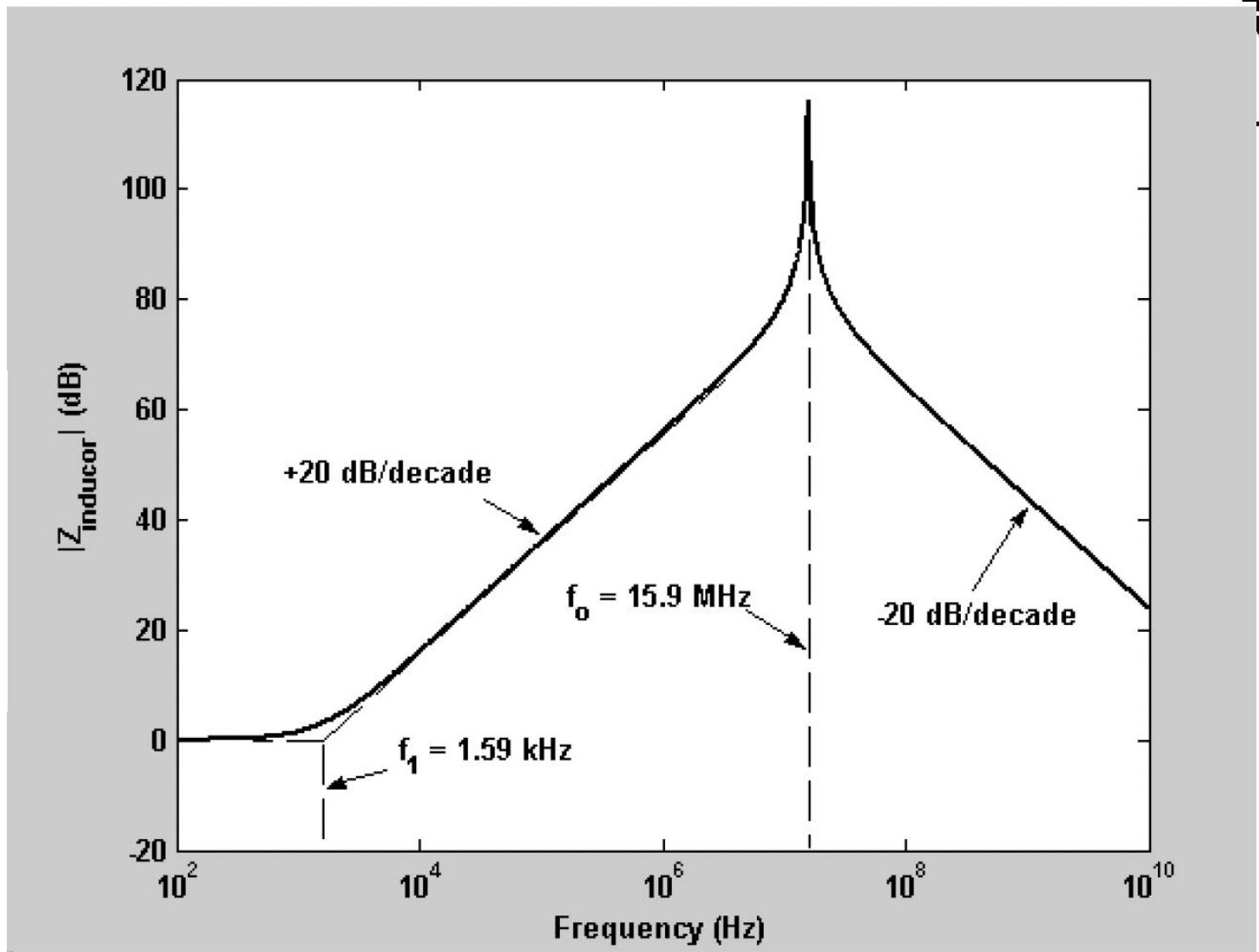
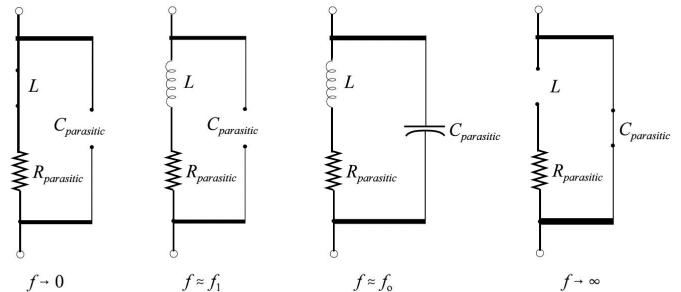
$$f_1 = \frac{R_{\text{parasitic}}}{2\pi L} = \frac{1}{2\pi 100 \times 10^{-6}} = 1.59 \text{ kHz}$$

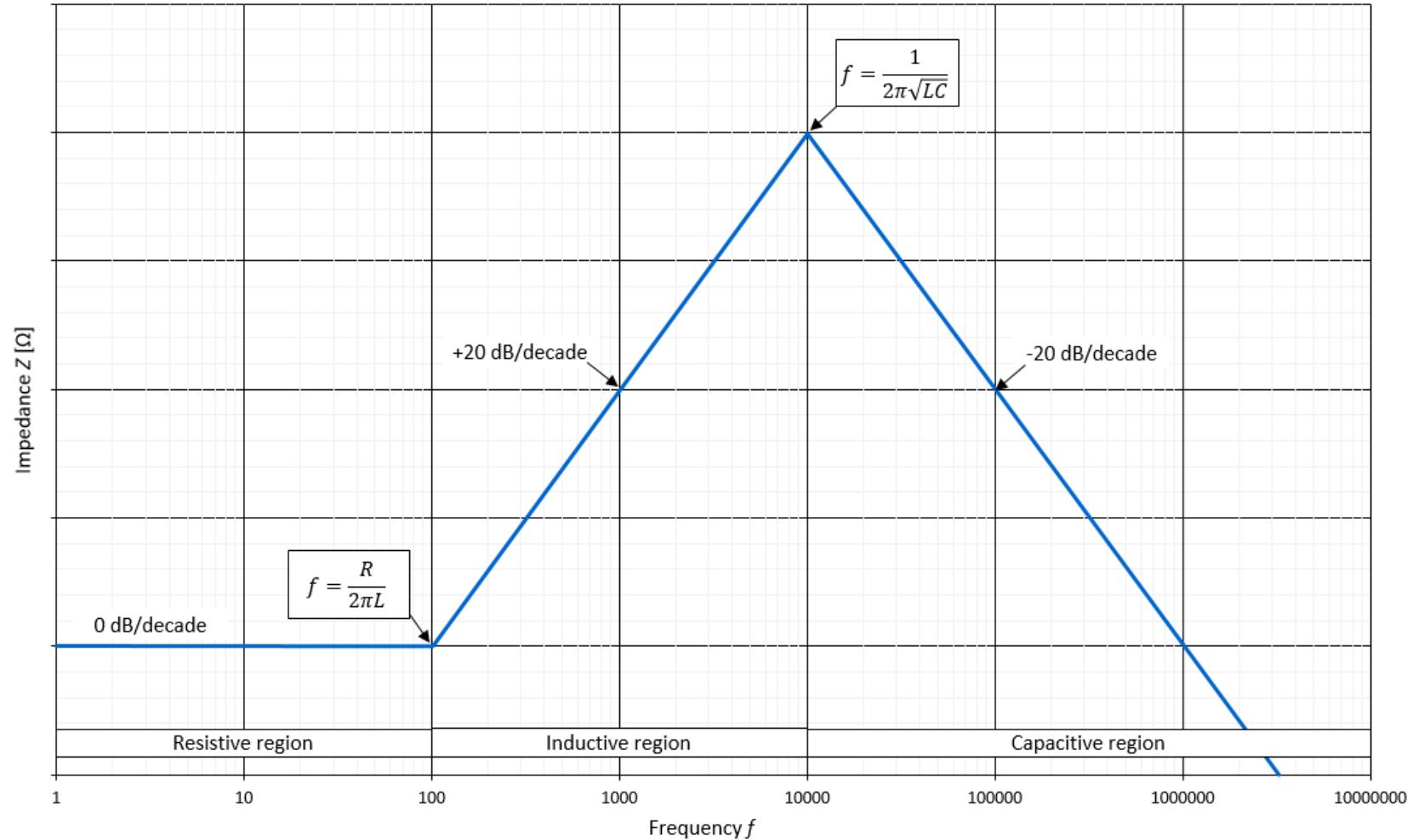
A impedância do indutor  
é igual ao do resistor



Inductor Equivalent Circuit

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\text{parasitic}}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(10^{-4})(10^{-12})}} = 15.9 \text{ MHz}$$





Em alguma freqüência haverá uma ressonância paralela

## SUPRESSÃO DE RUIDO COM CAPACITORES E INDUTORES

Em geral, a baixa impedância do capacitor em frequências de sinal de ruído pode ser usada para desviar correntes de ruído longe de um caminho específico, enquanto a alta impedância do o indutor pode ser usado para bloquear correntes de ruído de um caminho específico.

No entanto, vários fatores devem ser considerados ao selecionar o ruído componente de supressão. Incluídos nesses fatores estão:

- (1) as características de impedância do circuito no local onde a supressão de ruído é necessária,
- (2) o espectro de frequência do operacional e do ruído sinais no circuito no local de supressão de ruído,
- (3) o tamanho do componente de supressão de ruído e
- (4) a frequência auto-resonante da supressão de ruído componente.

$$\hat{I}_1 = \hat{I}_{signal} + \hat{I}_{noise}$$

**IMPORTANTE**

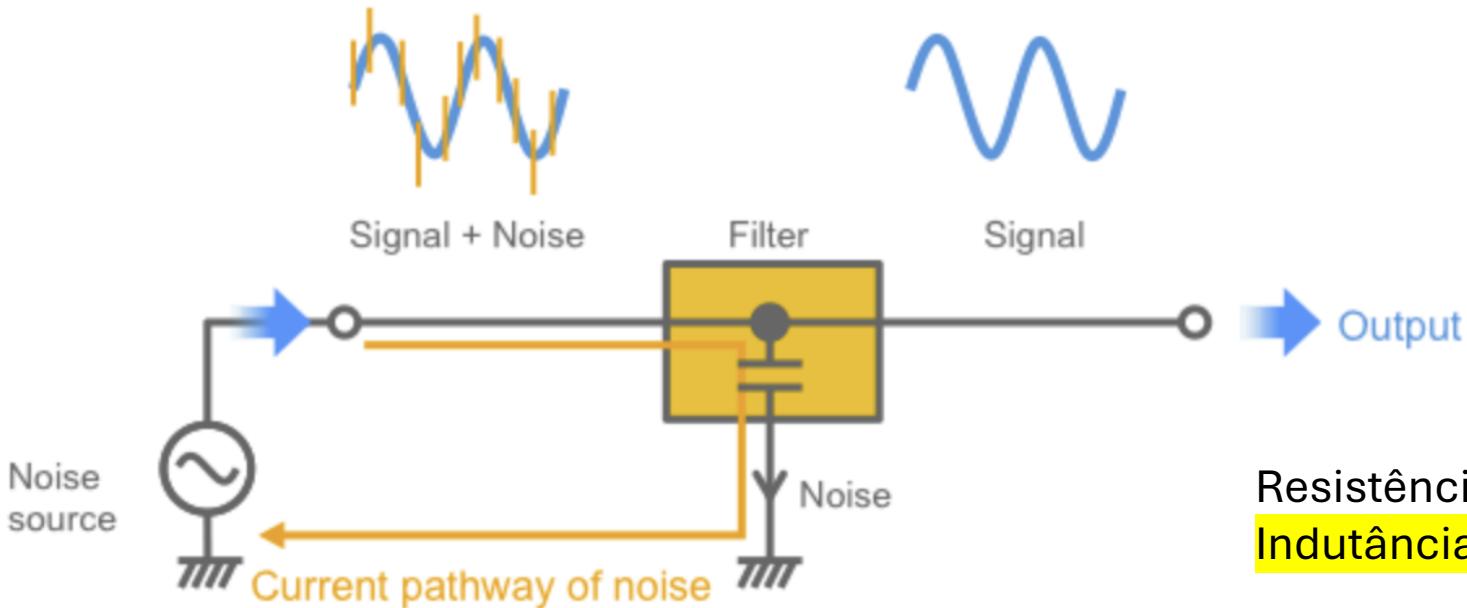
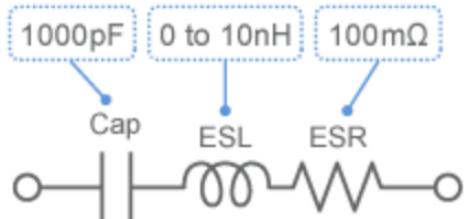
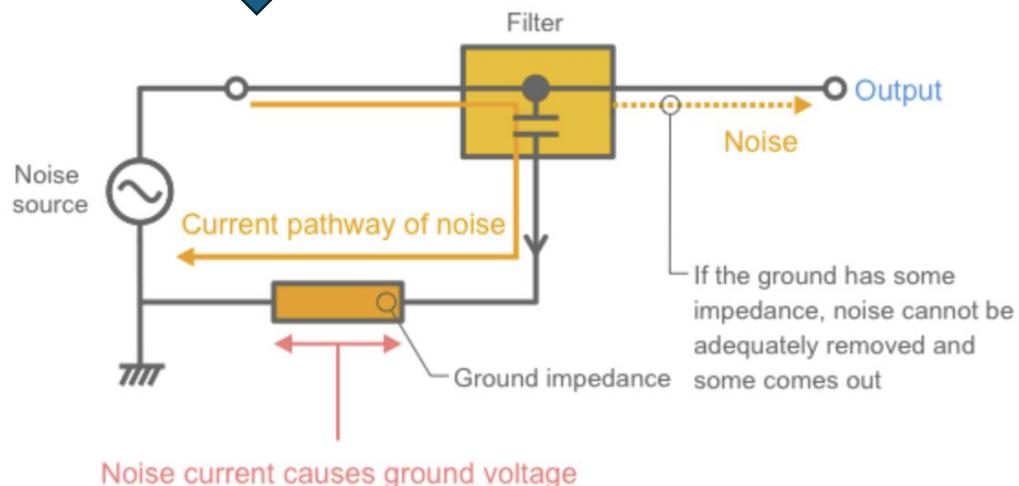
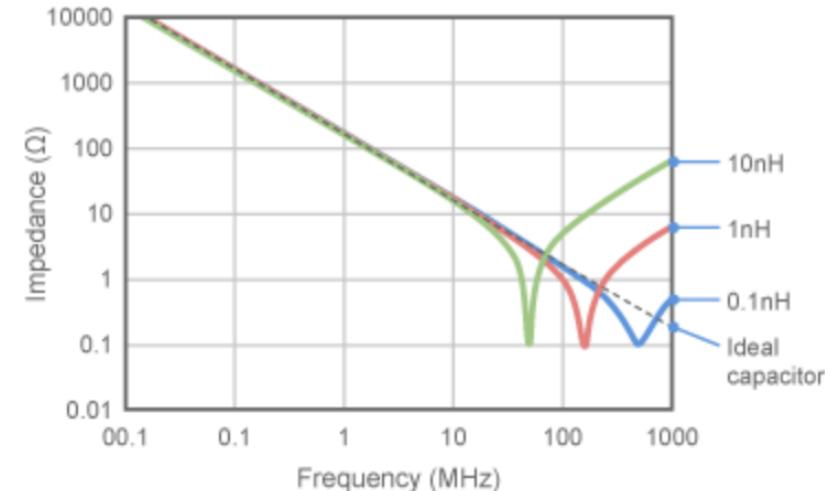


Fig. 1-18 Current pathway of noise



(a) Equivalent circuit model



(b) Impedance

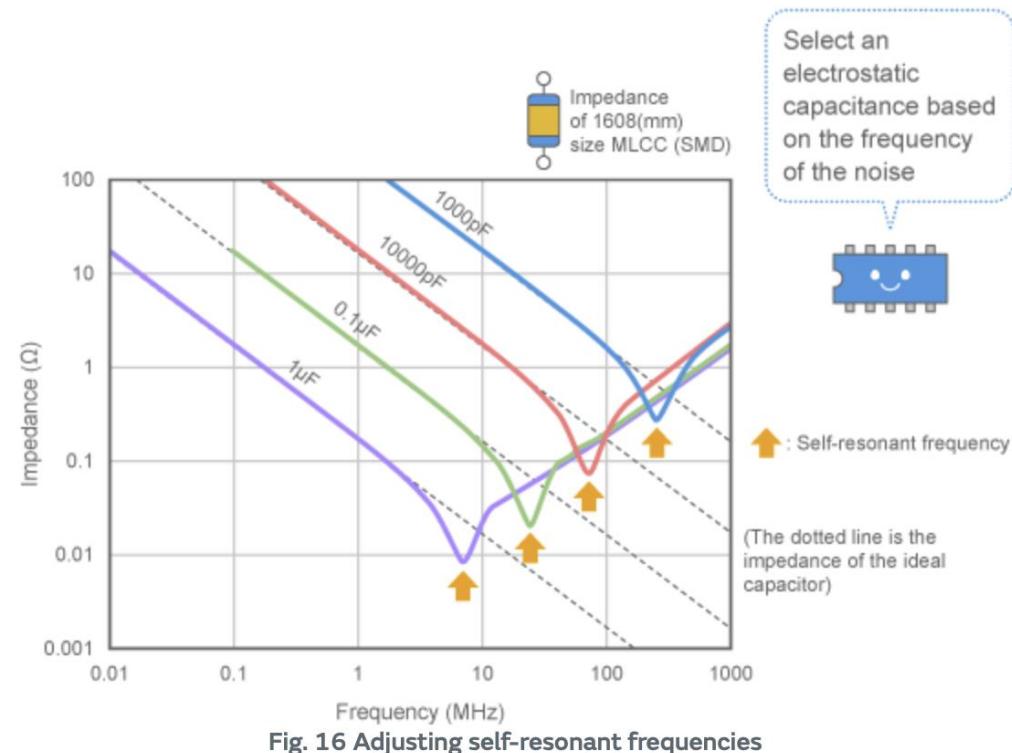
Fig. 13 Results of calculating impedance when ESL is changed

A única maneira de suprimir o ruído em uma ampla faixa de altas frequências (nas quais o capacitor é indutivo) é usar um capacitor com o **mínimo de ESL** possível.

ESL pode ter efeito mesmo em ruído de baixa frequência

Na Figura 13, o ESL teve efeito apenas em frequências **acima de 100 MHz**. No entanto, pode haver casos em que o ESL exerça um forte efeito mesmo em frequências extremamente baixas, quando se utiliza um capacitor com grande capacitância eletrostática. Isso ocorre porque a frequência auto-ressonante é reduzida, de modo que a faixa de frequência na qual o capacitor é indutivo se espalha para as frequências mais baixas.

### Indutância Série Equivalente (ESL).



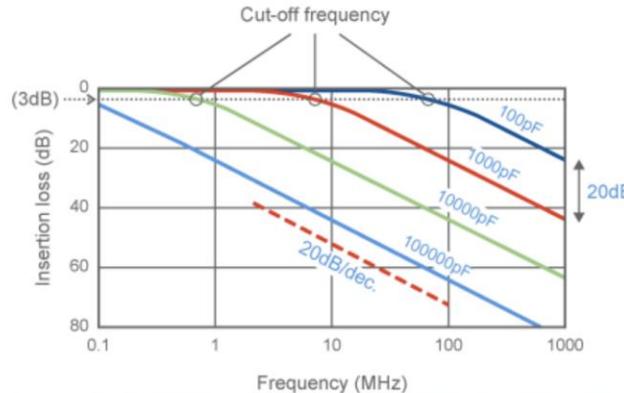


Fig. 2 Basic characteristics of low-pass filters made with capacitors

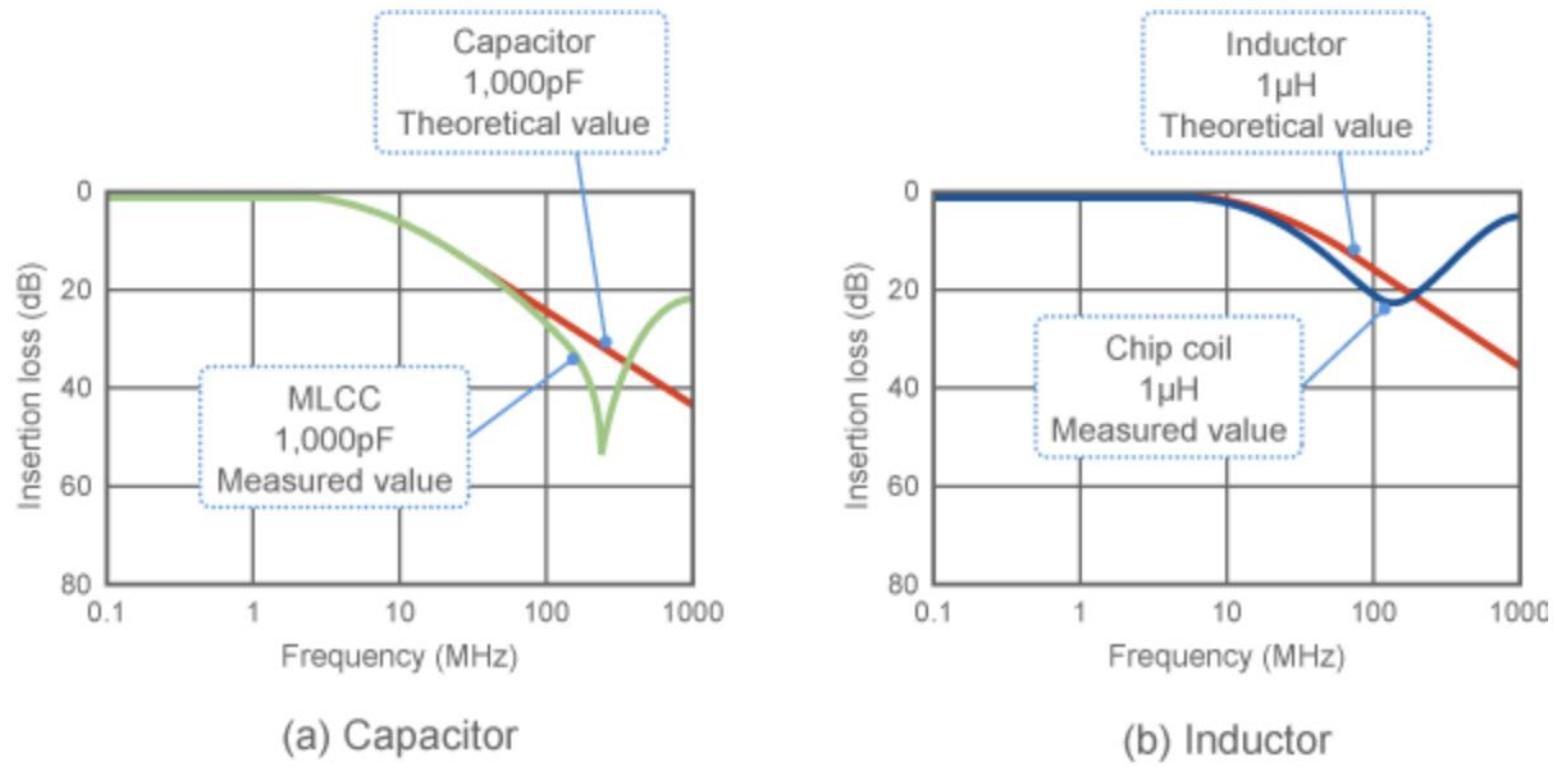


Fig. 5 Actual insertion loss characteristics of capacitors and inductors

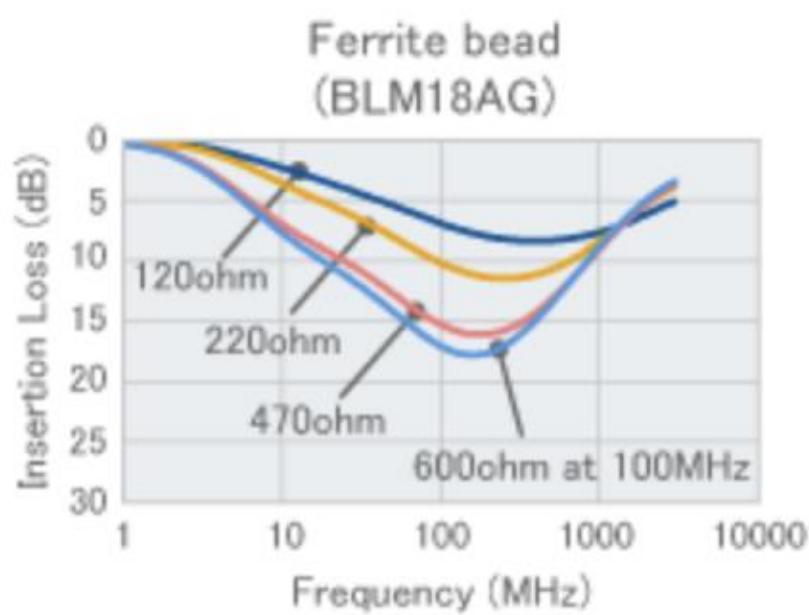
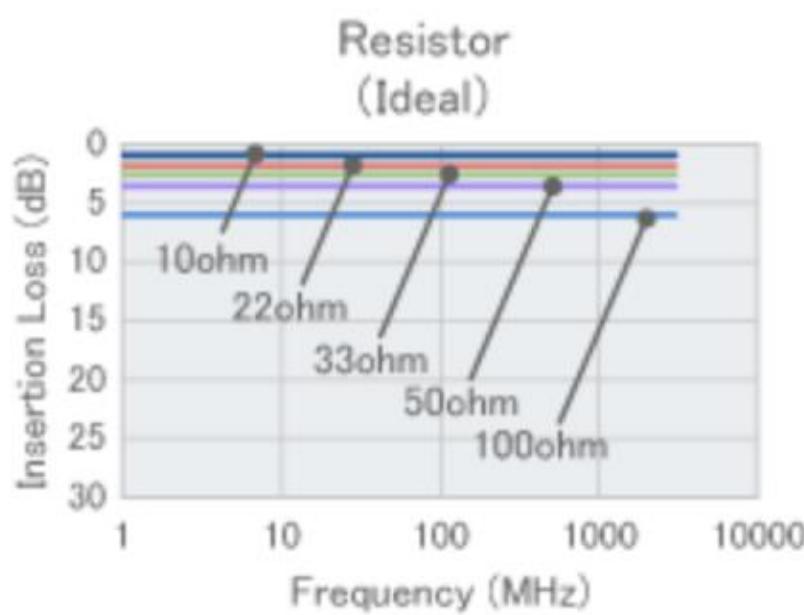
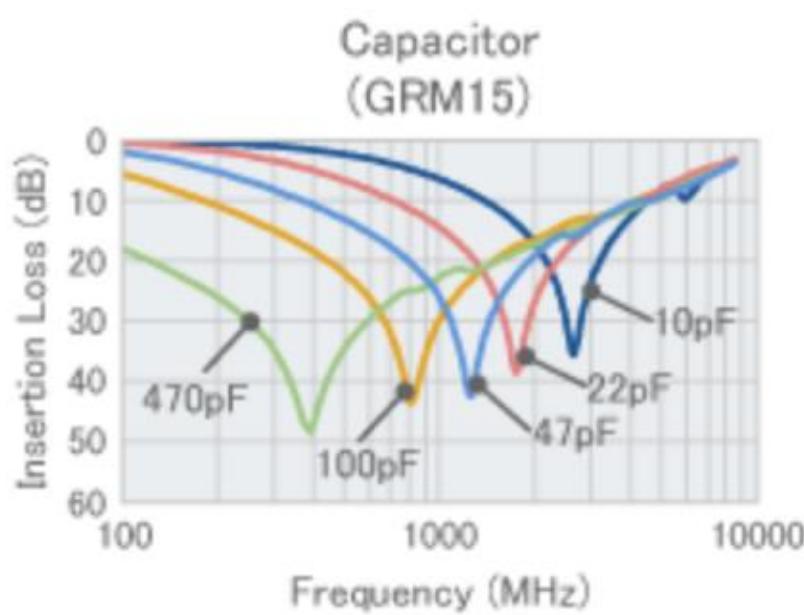


Fig. A. Examples of insertion loss of a capacitor, resistor, and ferrite bead

A impedância do **indutor** aumenta à medida que a frequência aumenta. Isso significa que, quanto maior a frequência, mais difícil será a passagem das correntes de ruído e, portanto, menor será a tensão na carga. Os indutores usados para essa finalidade são chamados de **bobinas de bloqueio**.

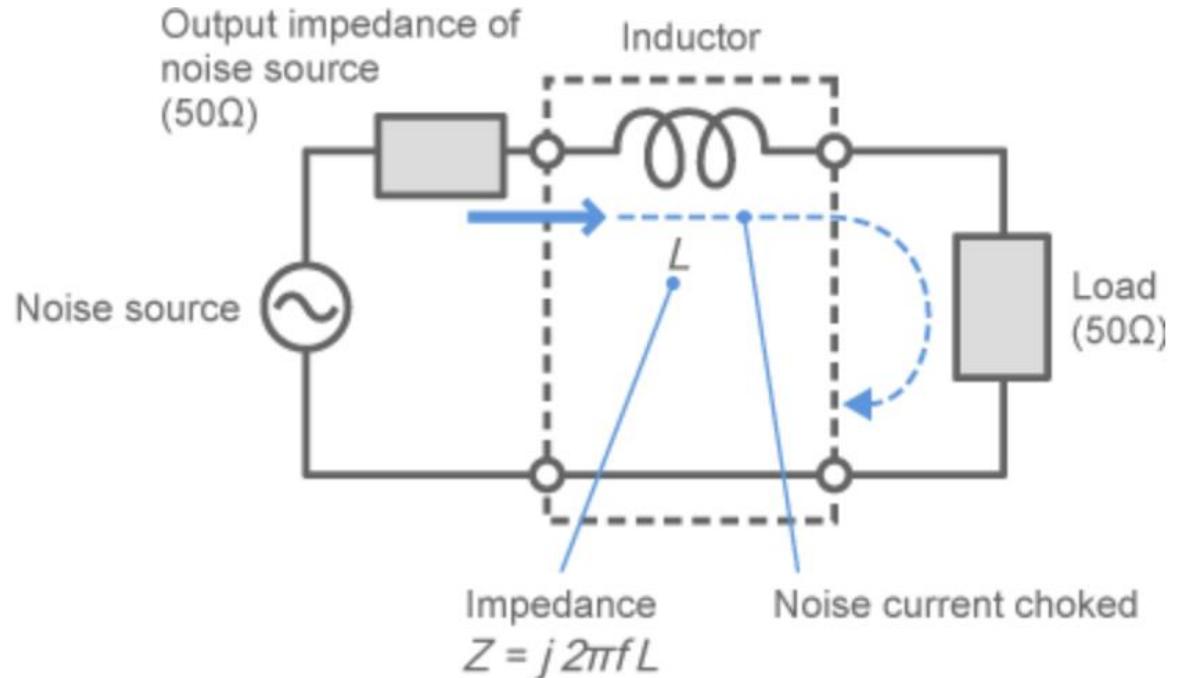


Fig. 4 Low-pass filter made with an inductor

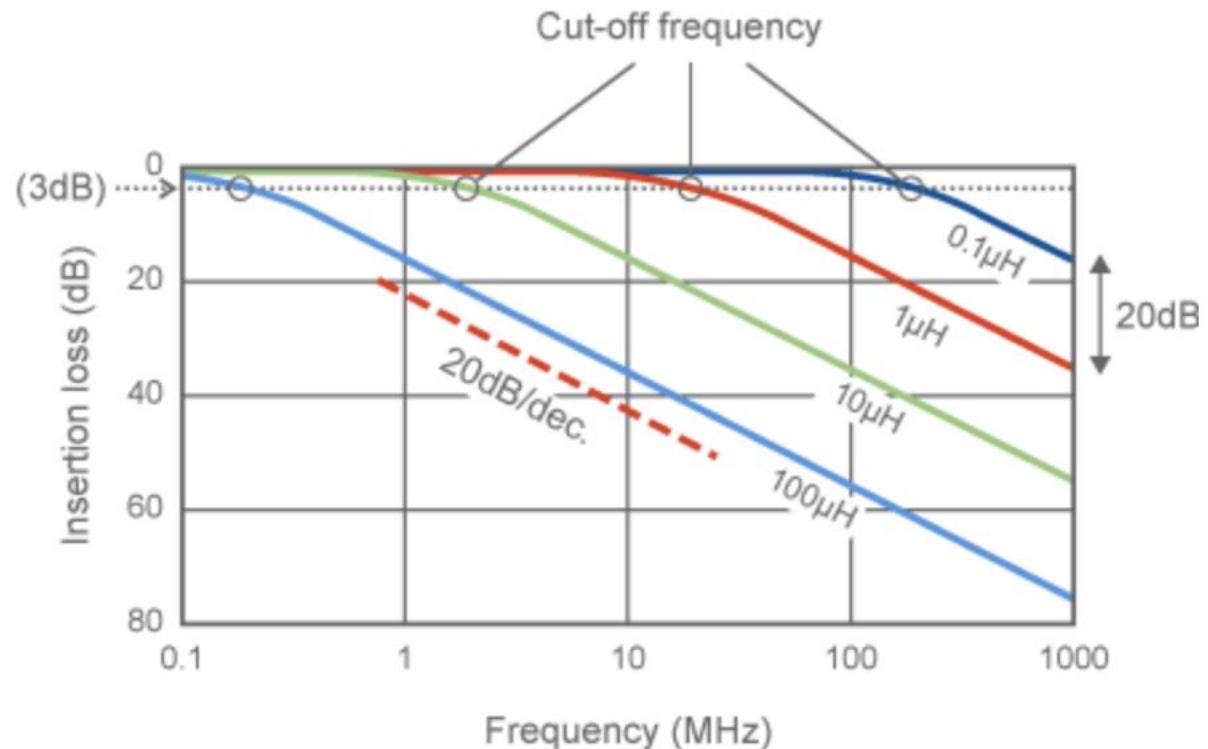
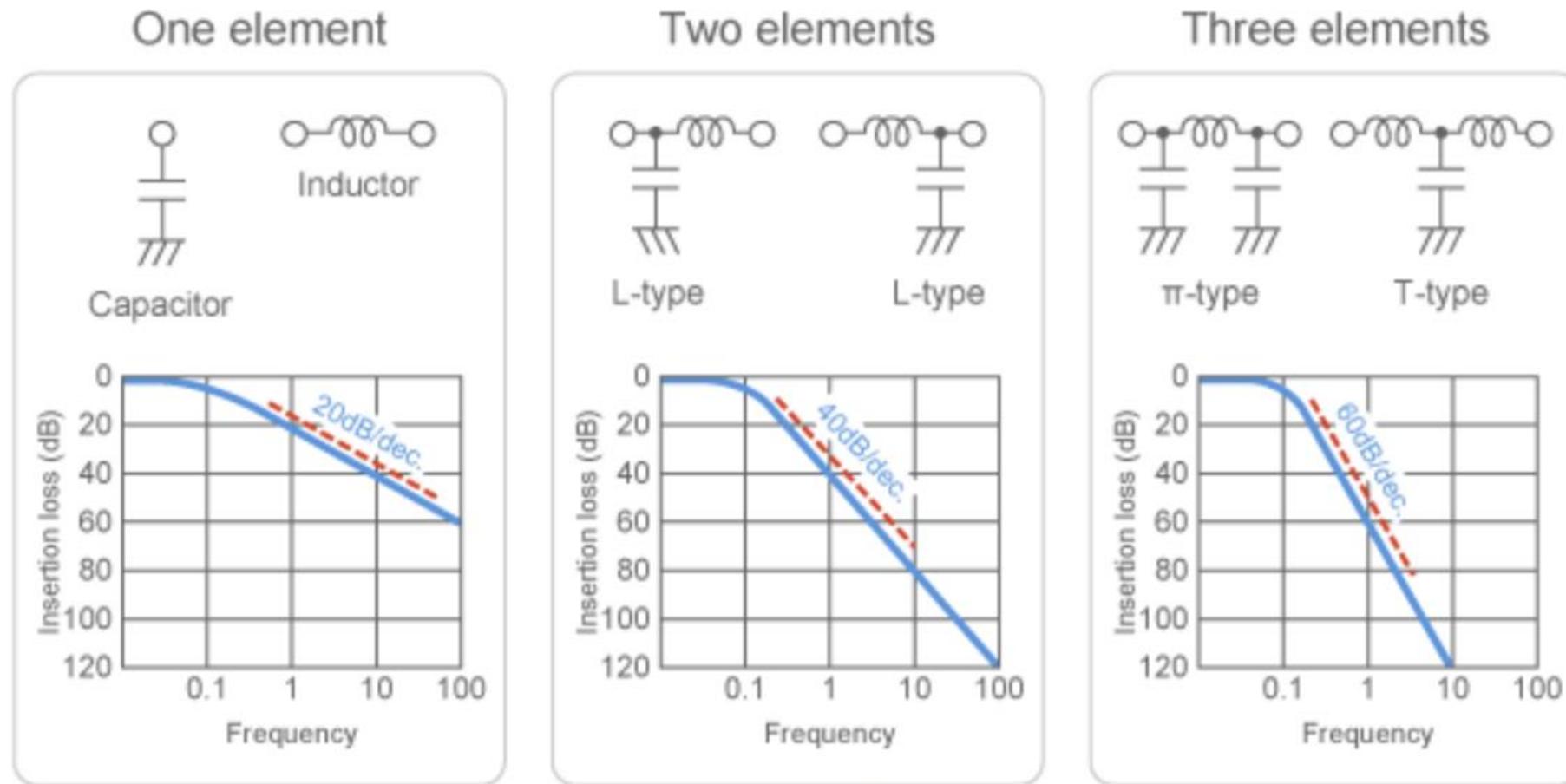


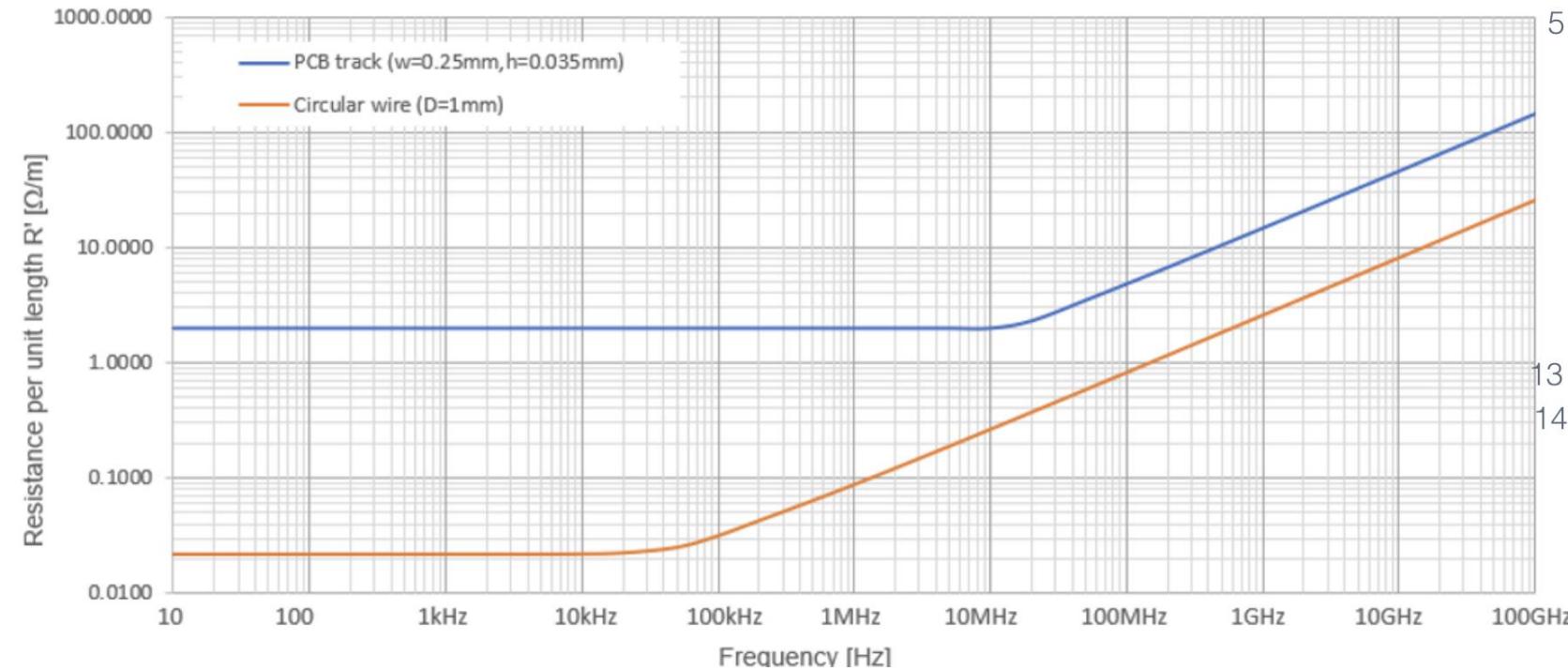
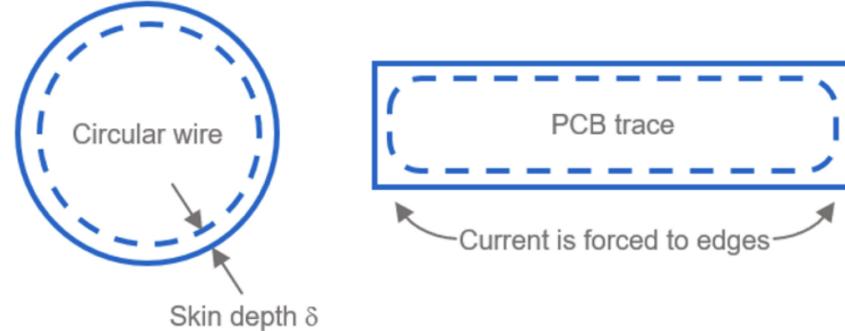
Fig. 5 Basic characteristics of low-pass filters made with inductors

# EMI suppression filters

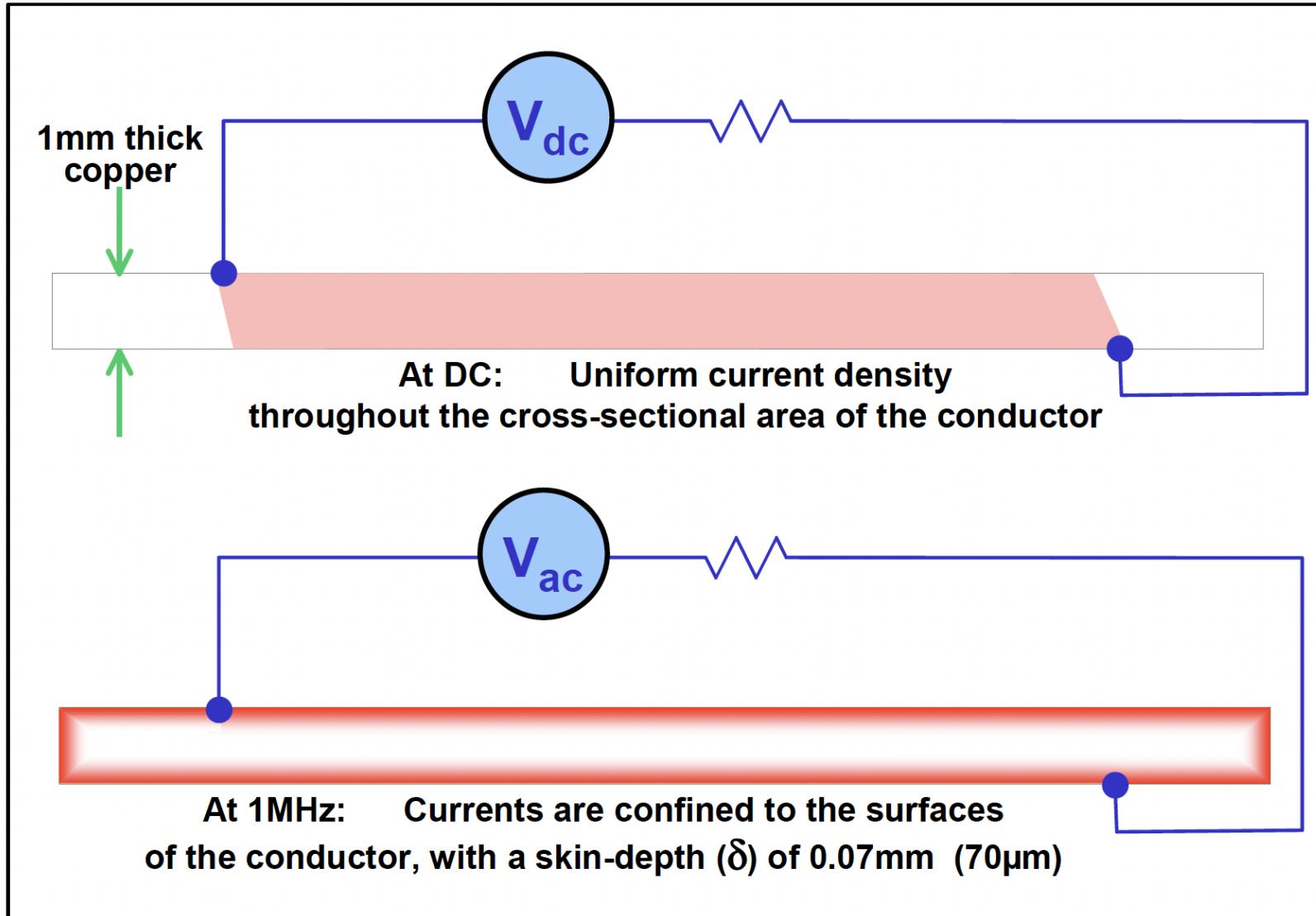


**Fig. 8 LC filter configuration and frequency characteristics**

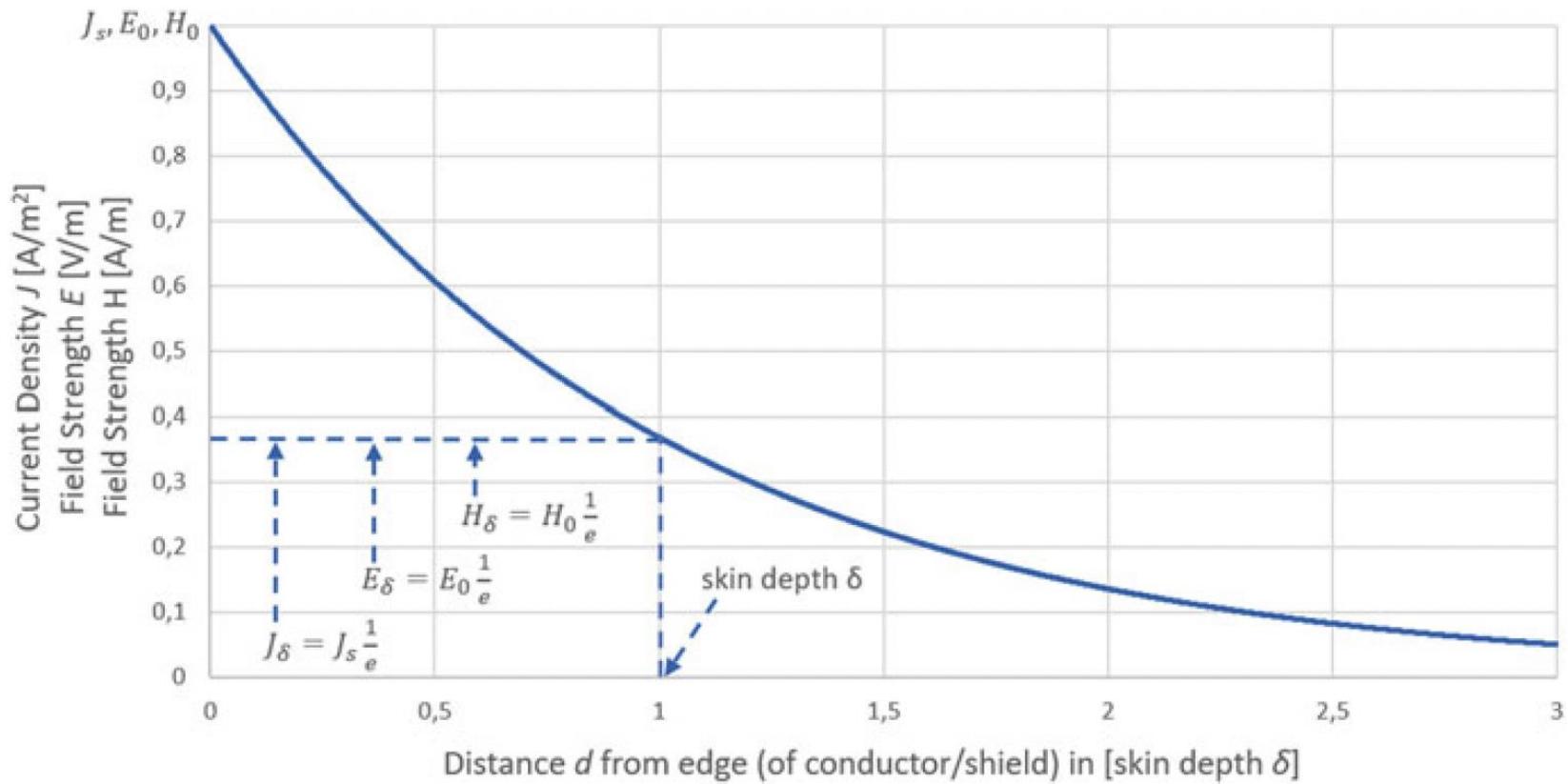
# Skin Effect



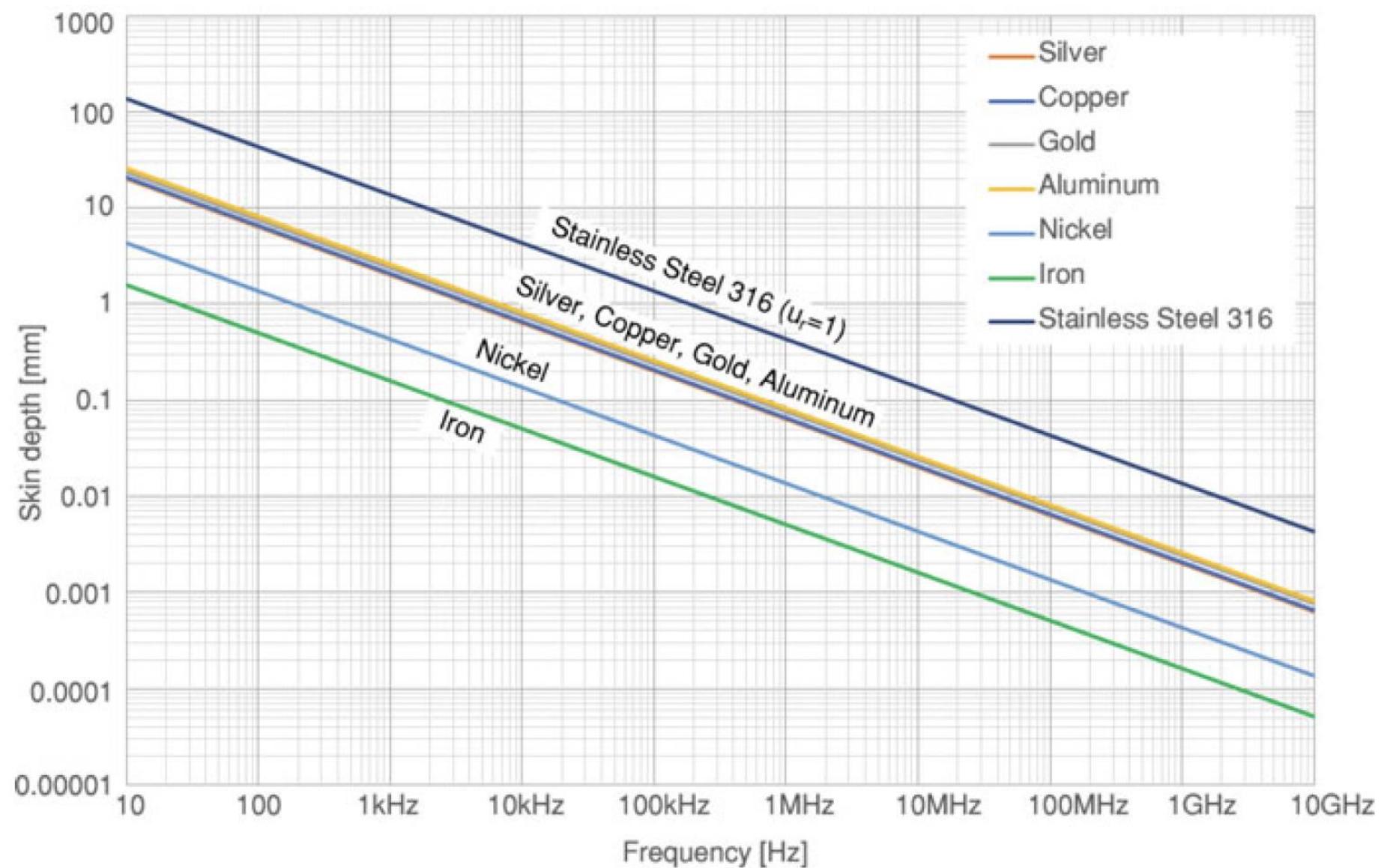
A profundidade do efeito skin  $\delta$  [m] é definida como a distância da borda do condutor onde a densidade de corrente cai para 37% ( $37\% = 1/e = 1/2,72$ ) da densidade de corrente na superfície do condutor.



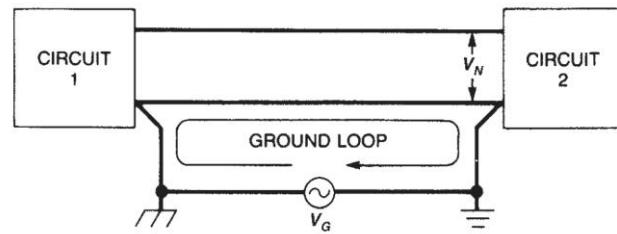
**Figure 5 Comparison of current densities for currents at DC and 1MHz**



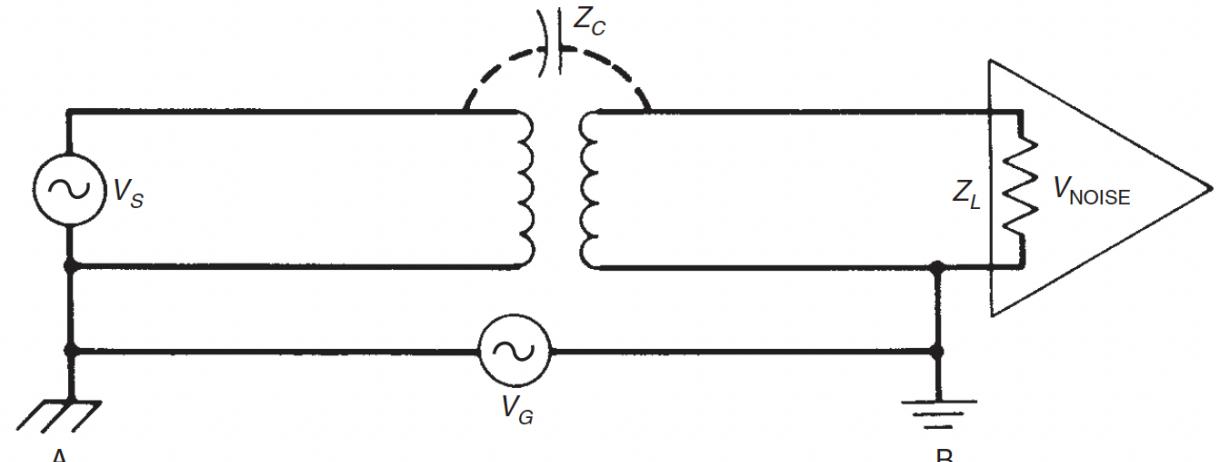
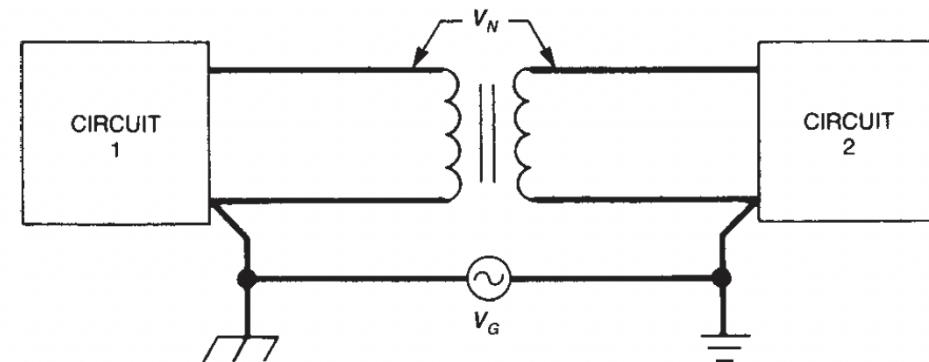
Atenuação da densidade de corrente  $J$  [A/m<sup>2</sup>],  
intensidade do campo elétrico  $E$  [V/m] e intensidade do  
campo magnético  $H$  [A/m] devido ao efeito pelicular



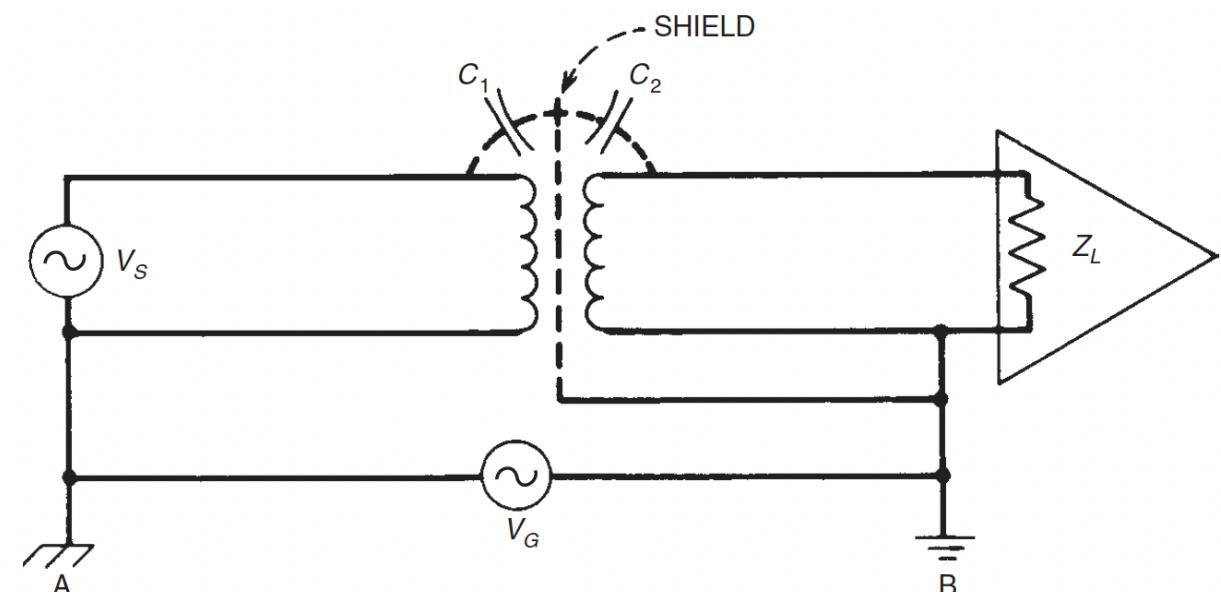
# TRANSFORMADORES



RUÍDO  
→



$$V_{NOISE} = \frac{Z_L}{Z_L + Z_C} V_G$$

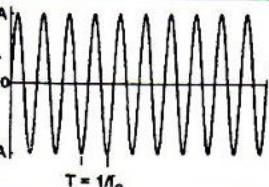
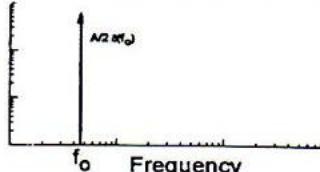
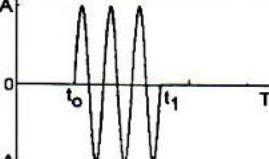
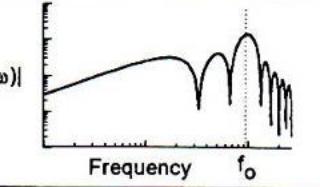
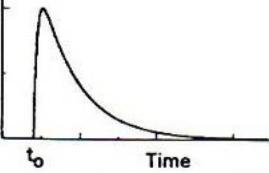
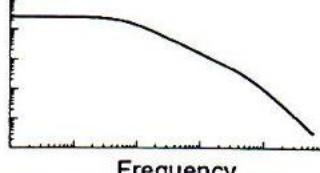
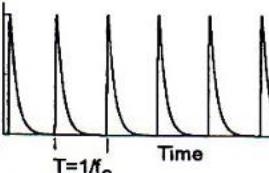
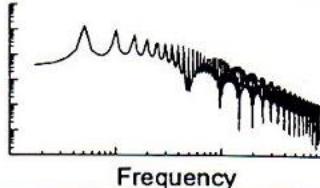
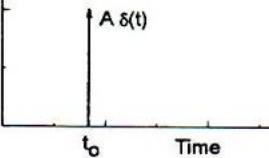
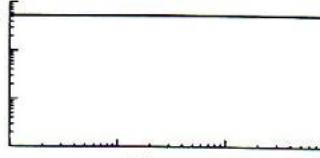
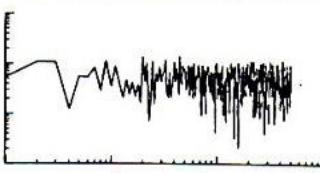


Blindagem eletrostática sem afetar o campo magnético



**UNICAMP**

TABLE 1.7 Different Types of Waveforms and Spectra Encountered in EMC Models

Signal	Waveform	Spectrum Magnitude
1. Sinusoidal waveform		
2. Sinusoidal pulse		
3. Single-pulse		
4. Pulse train		
5. Impulse ( $\delta$ -function)		
6. Noise with a DC offset		

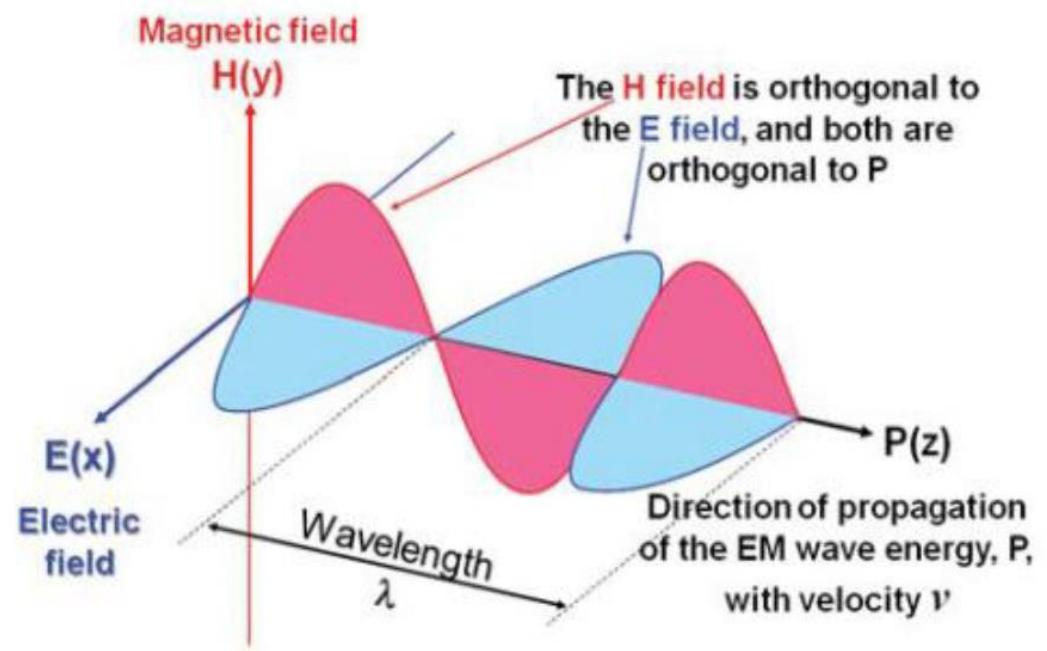
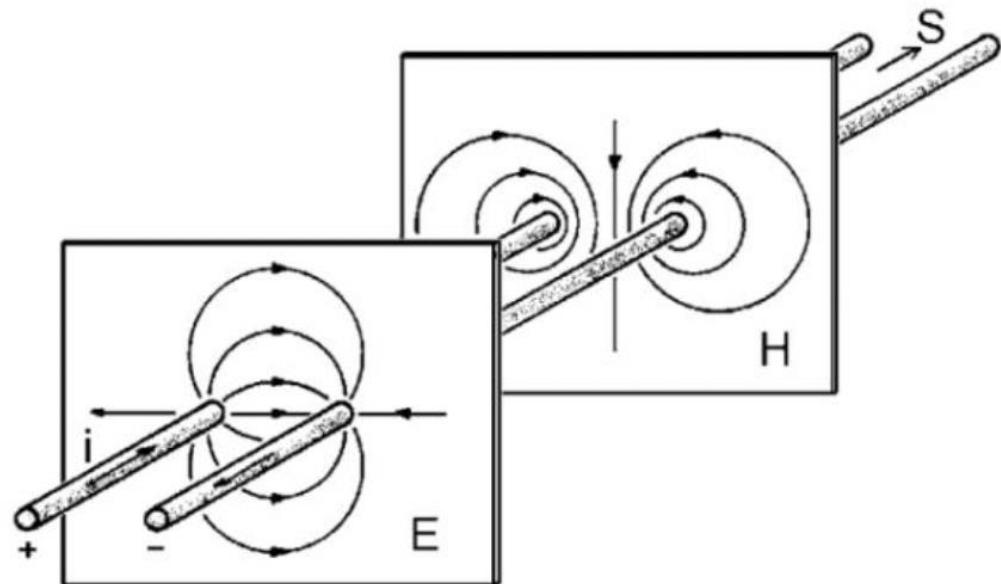


CAMPO ELÉTRICO E  
MAGNETICO

CAMPO PRÓXIMO E CAMPO  
DISTANTE

# CAMPO ELÉTRICO E MAGNÉTICO

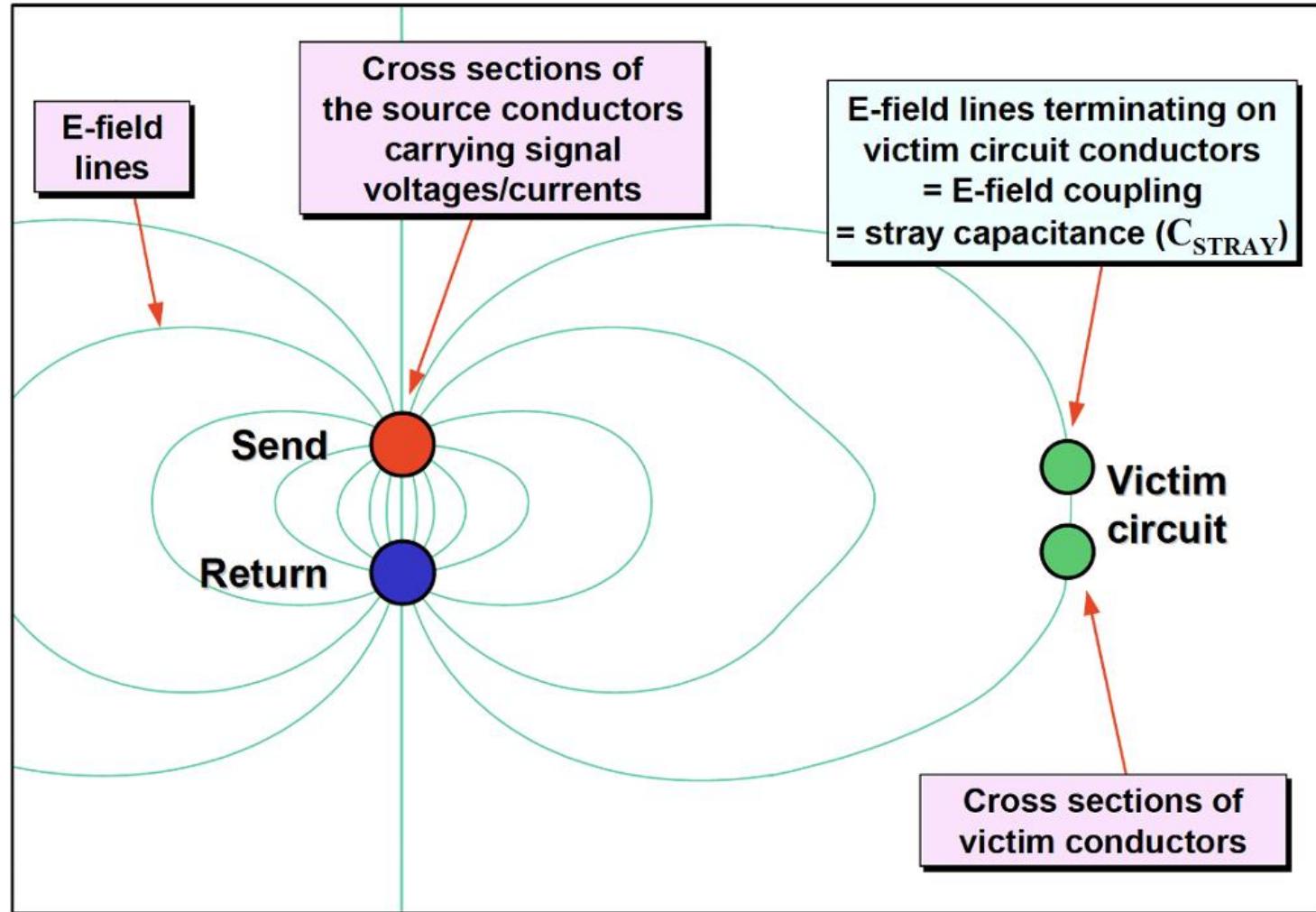
O campo eletromagnético pode ser visto como a combinação de um campo elétrico  $\rightarrow E [V/m]$  e um campo magnético  $\rightarrow H [A/m]$  viajando na mesma direção, onde o campo elétrico e o campo magnético são perpendiculares entre si.



## EXEMPLO DE ACOPLAMENTO DE CAMPO ELÉTRICO



UNICAMP

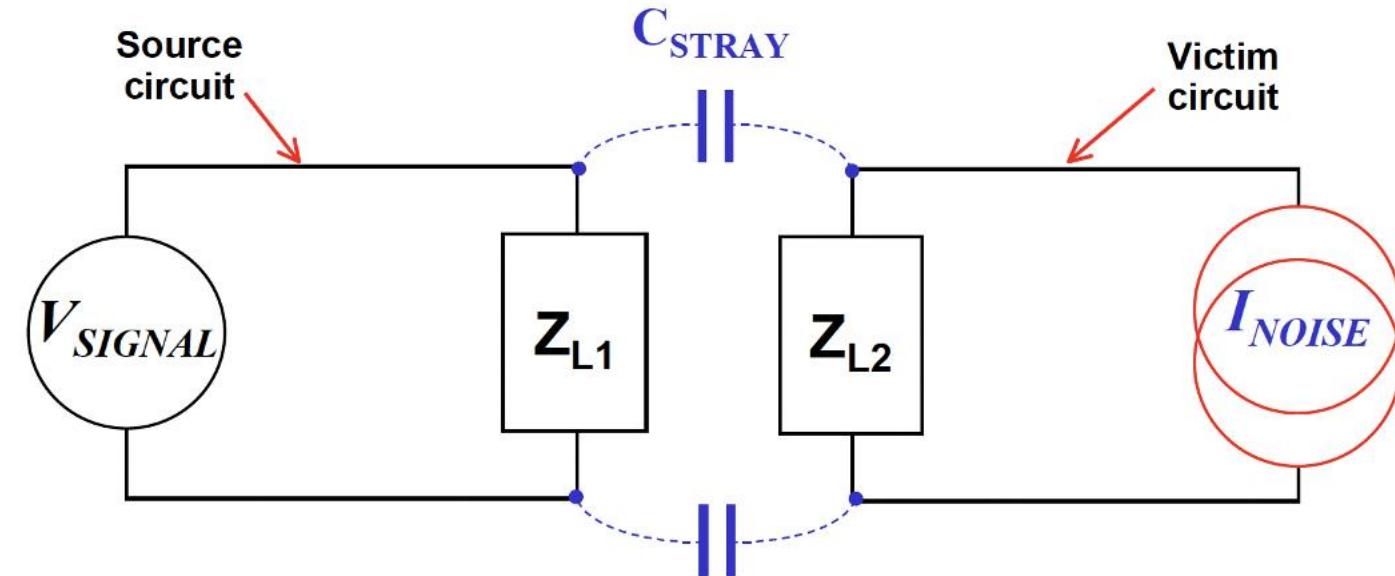


# CIRCUITO EQUIVALENTE DE ACOPLAMENTO DE CAMPO ELÉTRICO



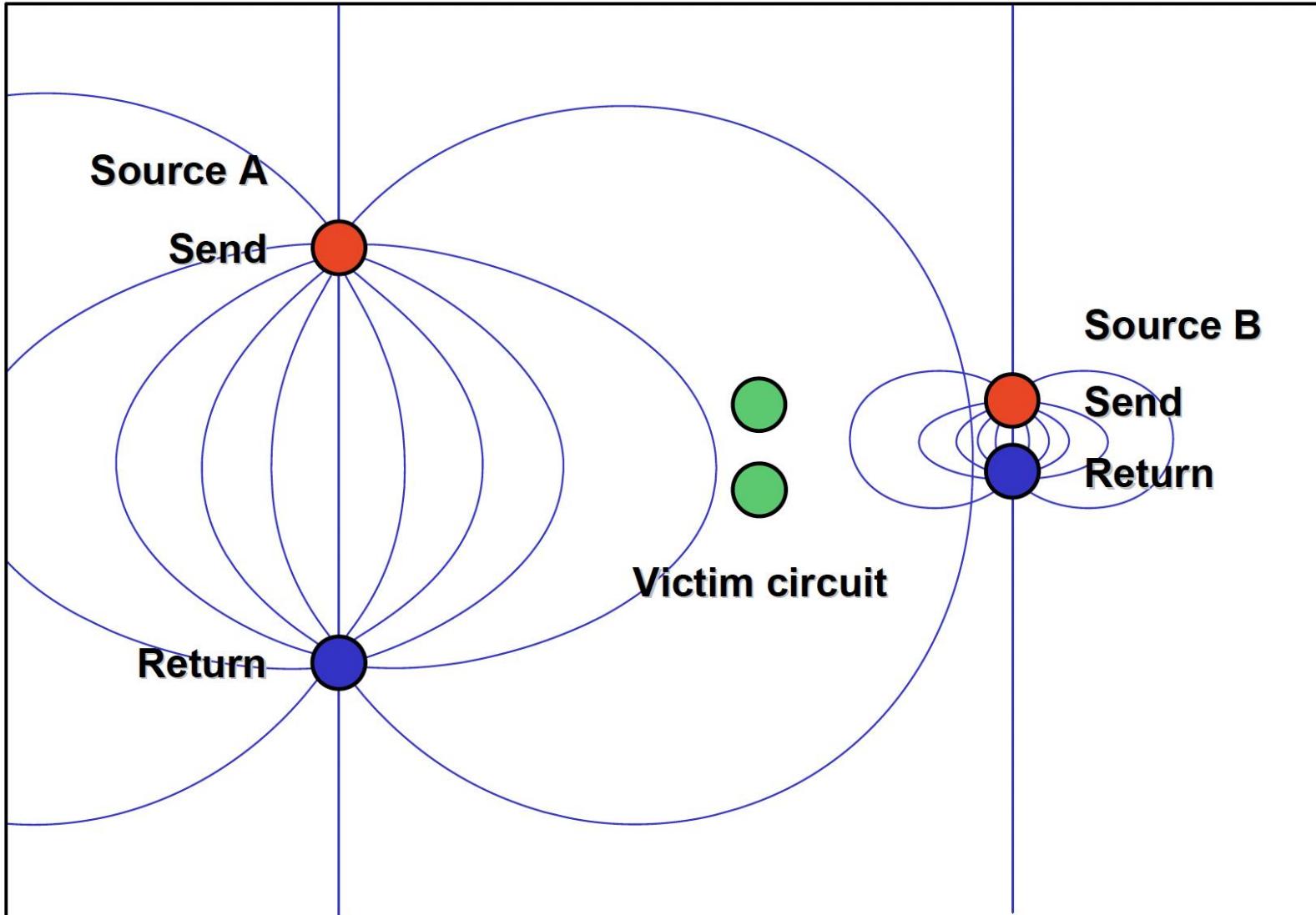
UNICAMP

Equivalent circuit for E-field coupling

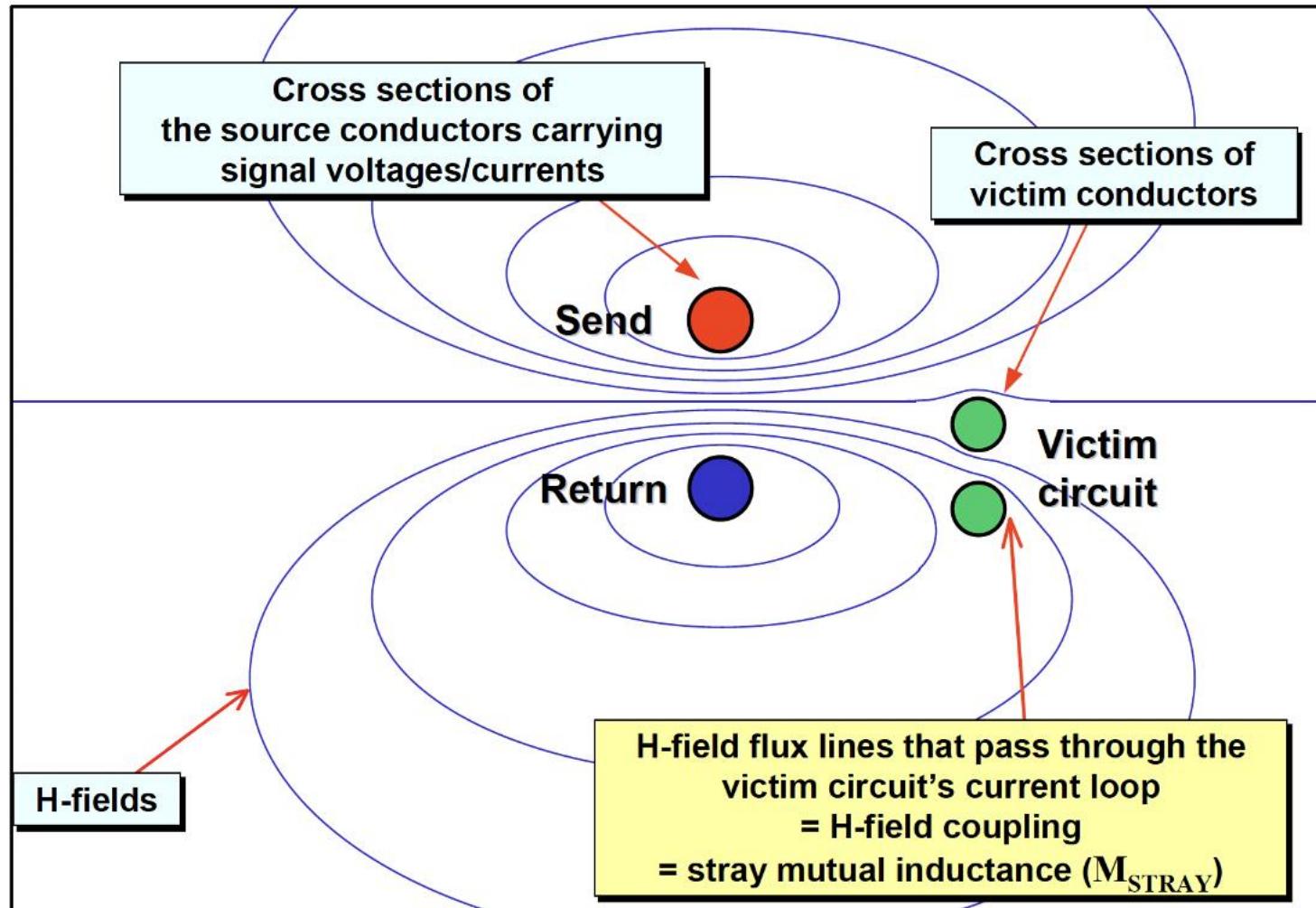


The result of E-field coupling  
is a noise *current* induced  
into the victim circuit

# REDUZINDO O ACOPLAMENTO CAPACITIVO USANDO OS CONDUTORES PRÓXIMOS



## EXEMPLO DE ACOPLAMENTO DE CAMPO MAGNETICO

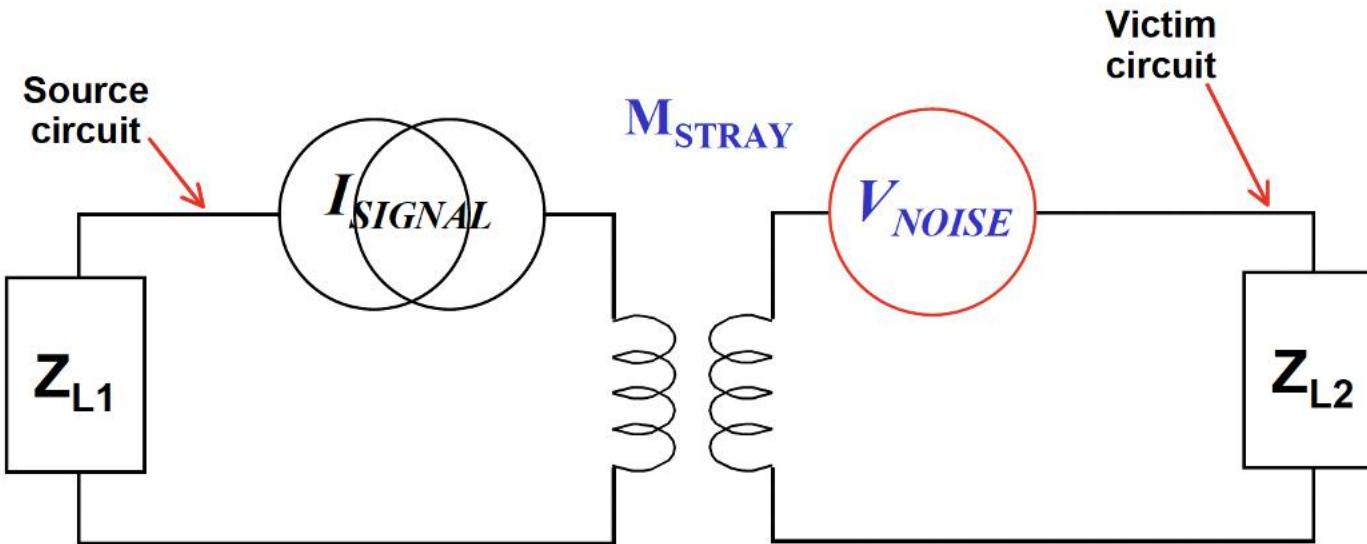


# CIRCUITO EQUIVALENTE DE CAMPO MAGNETICO



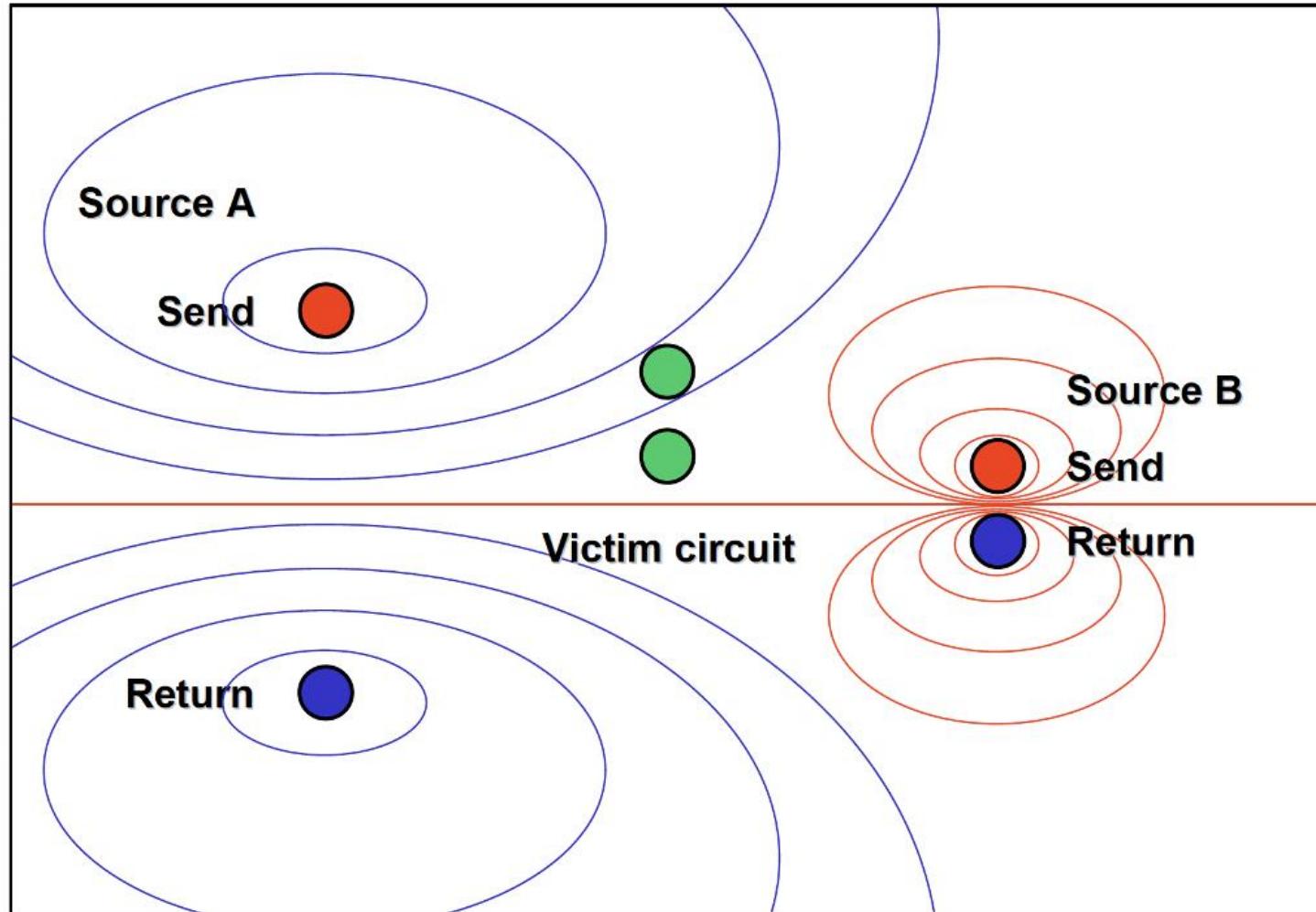
UNICAMP

Equivalent circuit with stray mutual inductance  
(= linked magnetic flux lines)

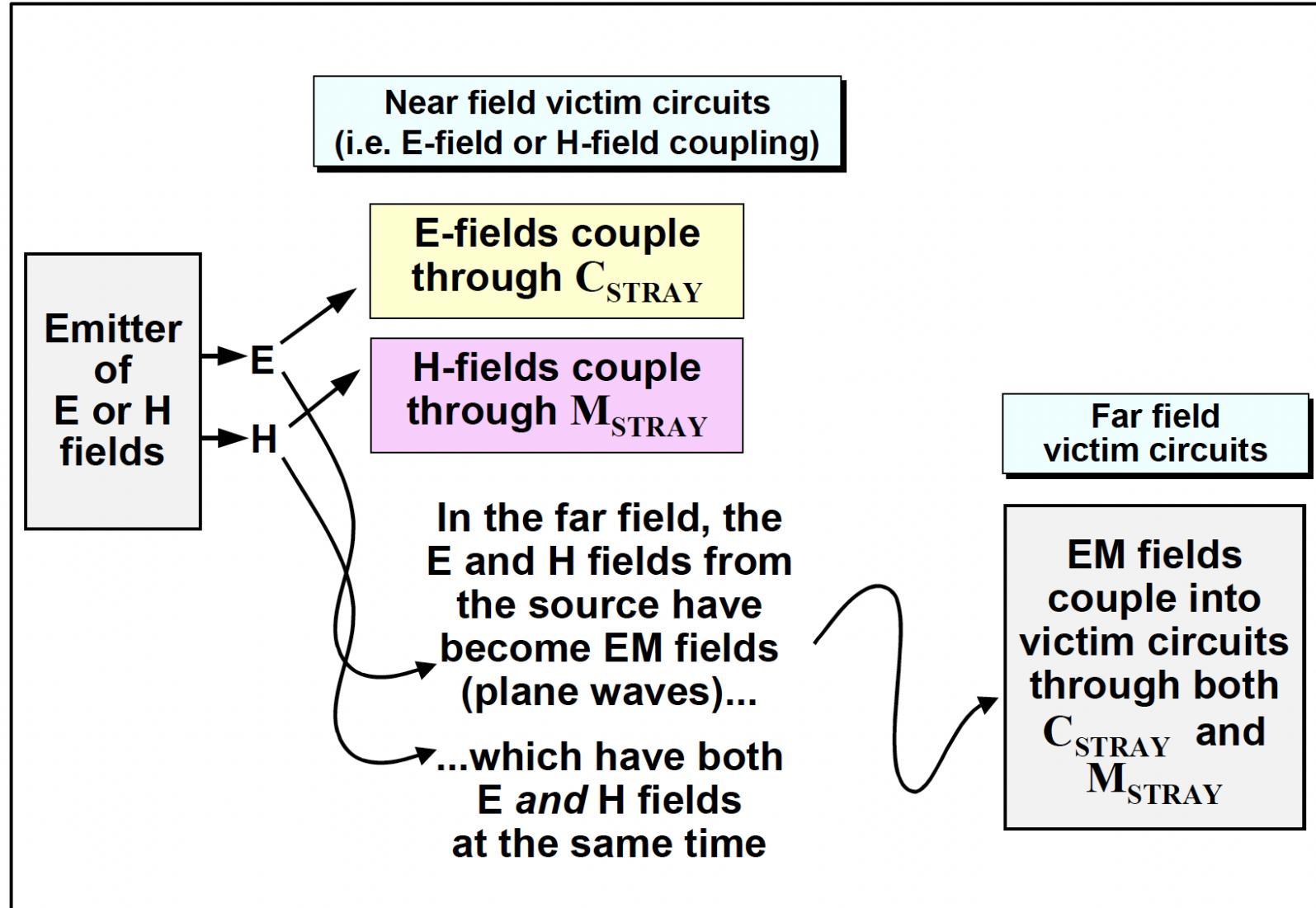


The result of H field coupling  
is a noise voltage

# REDUÇÃO DE ACOPLAMENTO DE CAMPO MAGNÉTICO COM CONDUTORES PRÓXIMOS



# ACOPLAMENTO DE CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS

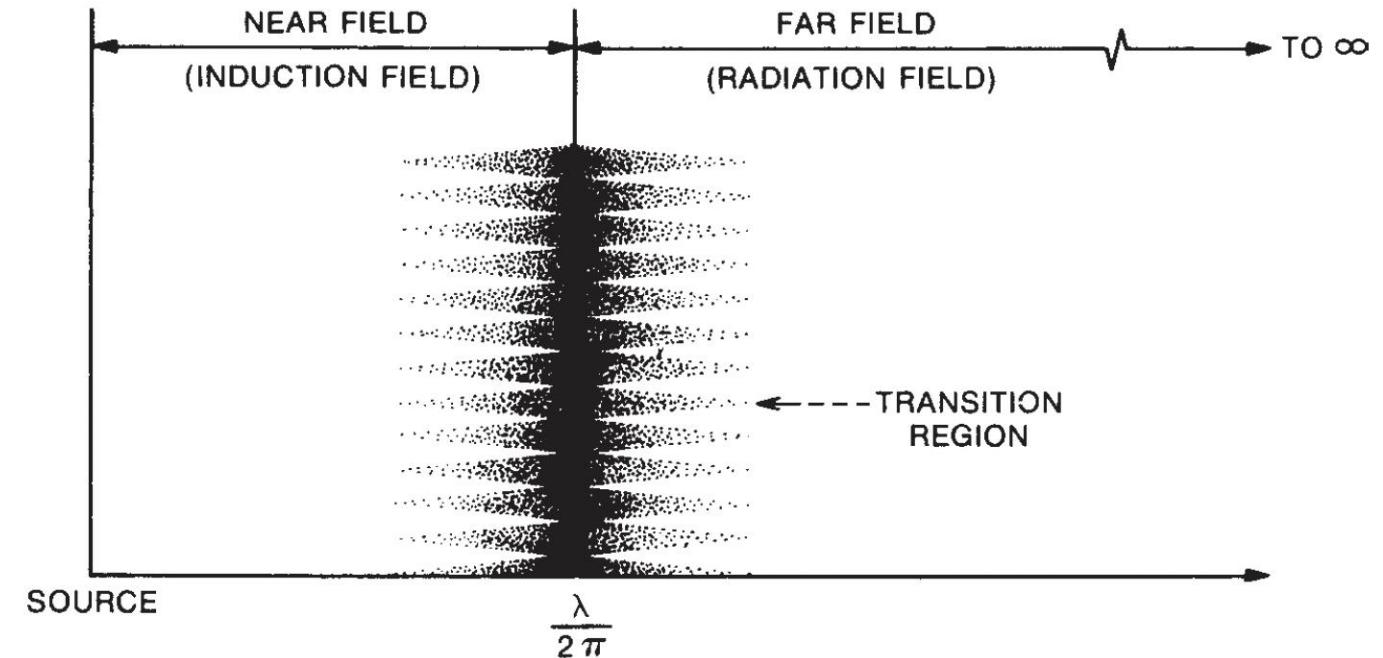


# EMI noise coupling path summary

Coupling path description	Category	Typical noise source	Predominant physical quantity	How to typically reduce coupling path effectiveness?
Common Impedance Coupling	Galvanic	High current circuits (source) and sensitive circuits (victim)	Common impedance $Z$	Separate common current paths of noise source and victim. Reduce coupling impedance. Add filter to circuit of source or victim (e.g. capacitor, ferrite)
Capacitive Coupling	Near-field	Fast signal transients, high voltage	Electric field, $E$ -field	Reduce transient of noise source signal. Shielding of noise source or victim. Spatial separation of source and victim. Add filter to victim's circuit (e.g. capacitor, ferrite)
Inductive Coupling	Near-field	High currents, inductors, transformers	Magnetic field, $H$ -field	Reduce current loop area of victim. Shielding of noise source or victim. Spatial separation of source and victim. Add filter to victim's circuit (capacitor, ferrite)
Radiated Coupling	Far-field	Radiators (wireless devices, antennas), PCB traces and cables	Electromagnetic field	Shielding of noise source or victim. Add filter to victim/radiator circuit (ferrite bead, common-mode choke, capacitor). Improve grounding

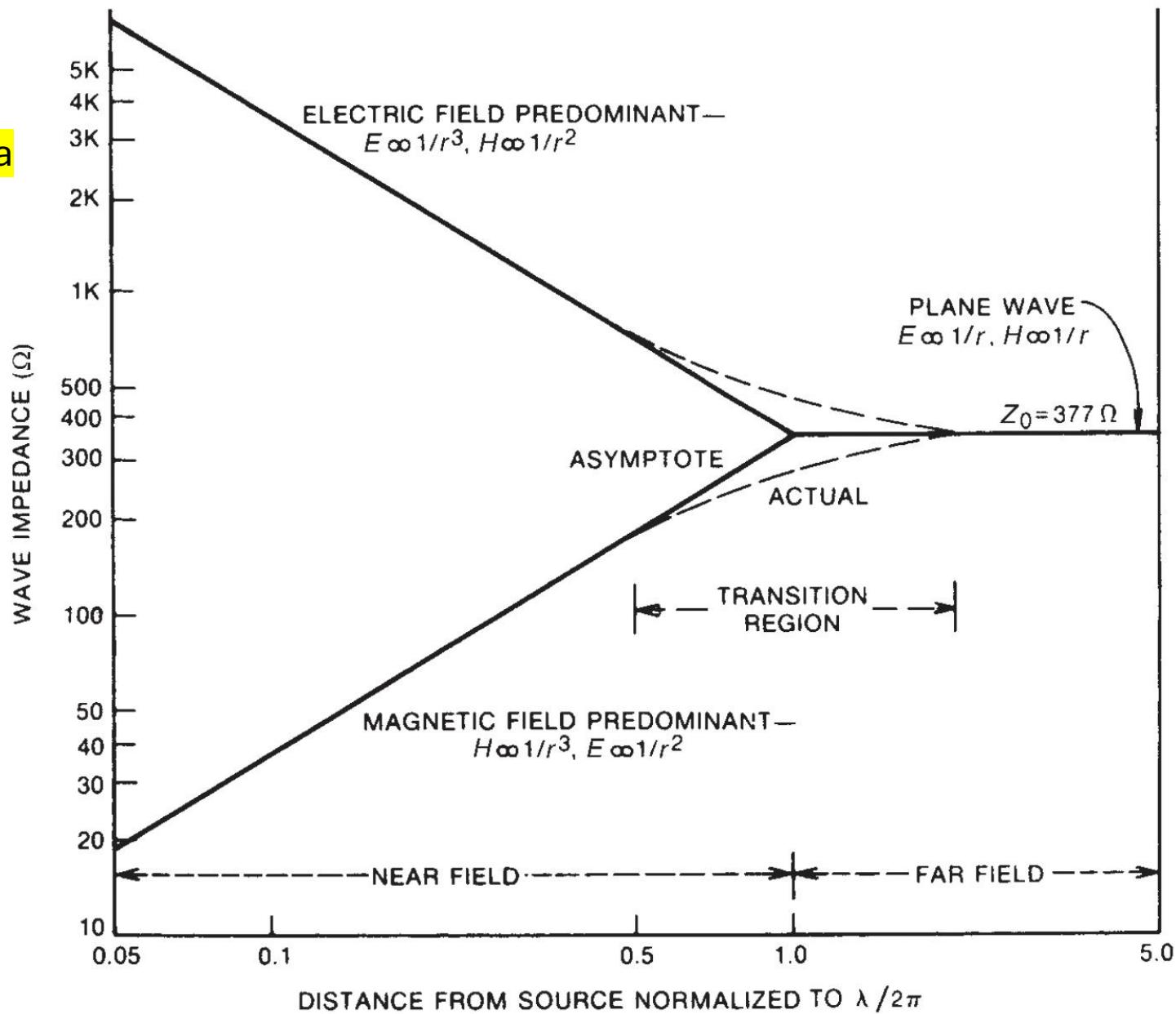
# CAMPO PRÓXIMO E CAMPO DISTANTE

LINHAS HV



Se a fonte tiver alta corrente e baixa tensão ( $E/H < 377$ ), o campo próximo é predominantemente magnético. Reciprocamente, se a fonte tem baixa corrente e alta tensão ( $E/H > 377$ ), o campo próximo é predominantemente elétrico.

## A impedância de onda



A **impedância de onda** é uma característica de uma determinada onda (que depende da antena da fonte, do material, da frequência, etc.). Para ondas planas

$$Z_w = \eta$$

$\eta$  = impedância intrínseca do material através do qual a onda eletromagnética está se propagando em  $[\Omega]$   
E para ondas planas no espaço livre, obtemos:

$$Z_w = \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377 \Omega$$

$\mu_0 = 12,57 \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$  = permeabilidade do vácuo, permeabilidade absoluta  
 $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$  = permissividade do vácuo, permissividade absoluta

$$\underline{S} = \underline{E} \times \underline{H}$$

