

# ***6.1 Modelarea electrică a structurilor de interconectare din packagingul electronic***

---



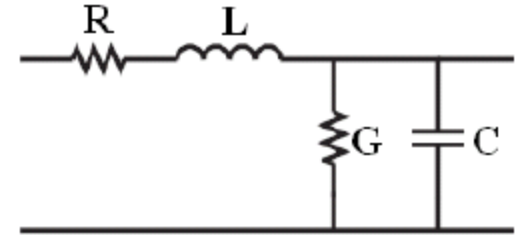
**Dr. Ing. Marius RANGU**  
Universitatea "Politehnica" Timișoara  
Facultatea de Electronică și Telecomunicații  
2009



# 1. Problematica integrității semnalelor

## ➤ Fiecare conexiune reprezintă un circuit electric

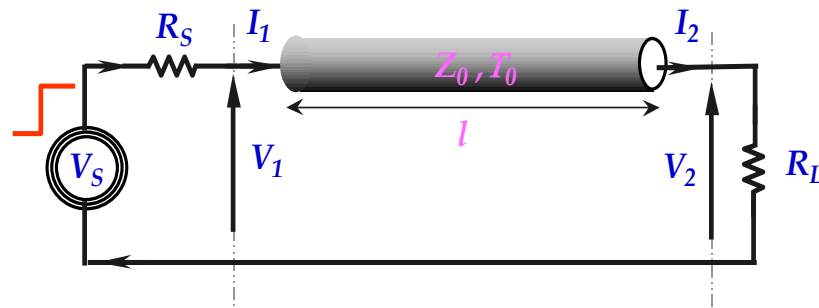
- Rezistență parazită
- Capacitate proprie și de cuplaj
- Inductivitate proprie de cuplaj
- Pierderi în dielectric



## ➤ Cu cât semnalele variază mai rapid, cu atât tensiunile și curenții datorați elementelor parazite de circuit devin mai semnificativi

$$V = L_p \cdot \frac{di}{Tr} \qquad I = C_p \cdot \frac{dv}{Tr}$$

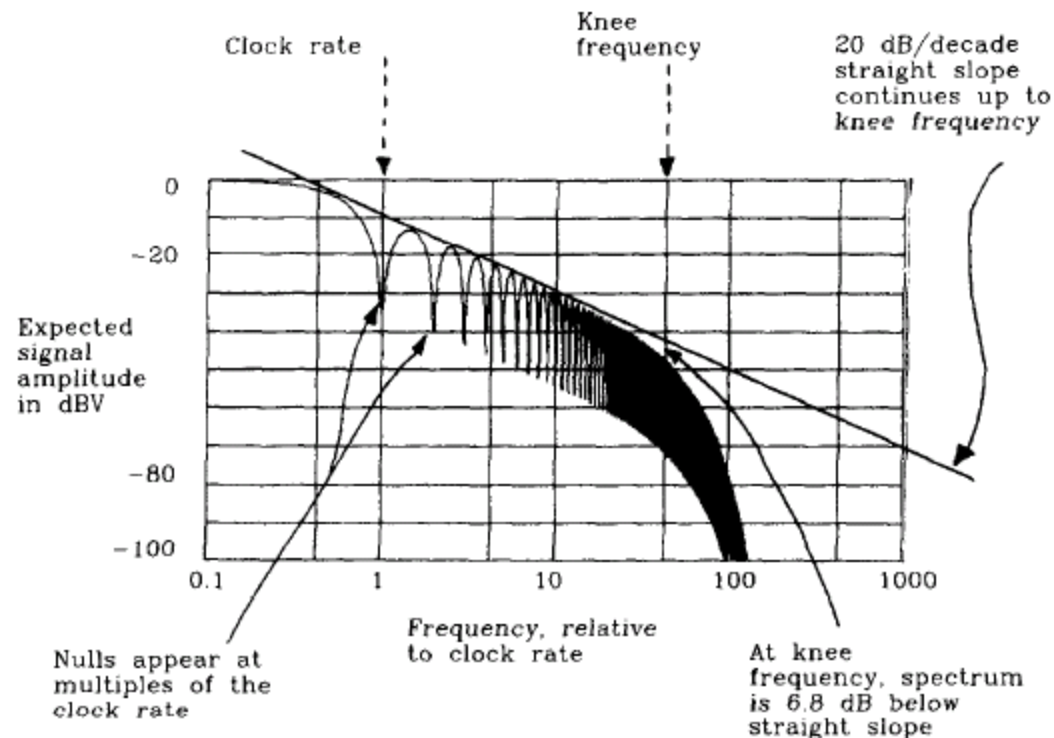
## ➤ La “viteze mari” traseele conductoare încep să se comporte ca linii de transmisiune



- Din punctul de vedere al integrității semnalelor “viteza” nu se referă la frecvența de operare

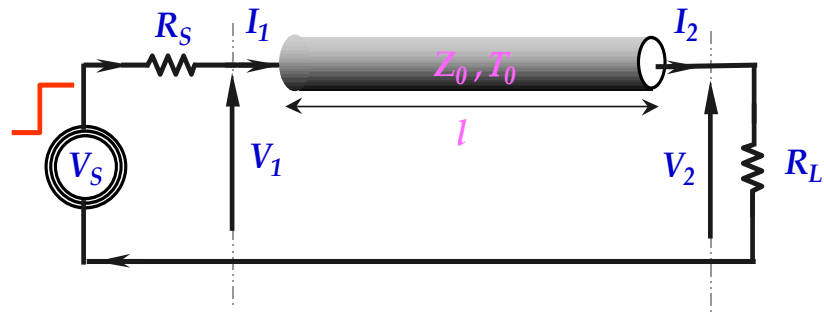
## *High Speed ≠ High Frequency*

Frecvența efectivă  $f_{eff}[GHz] = \frac{0,35}{T_r[ns]}$



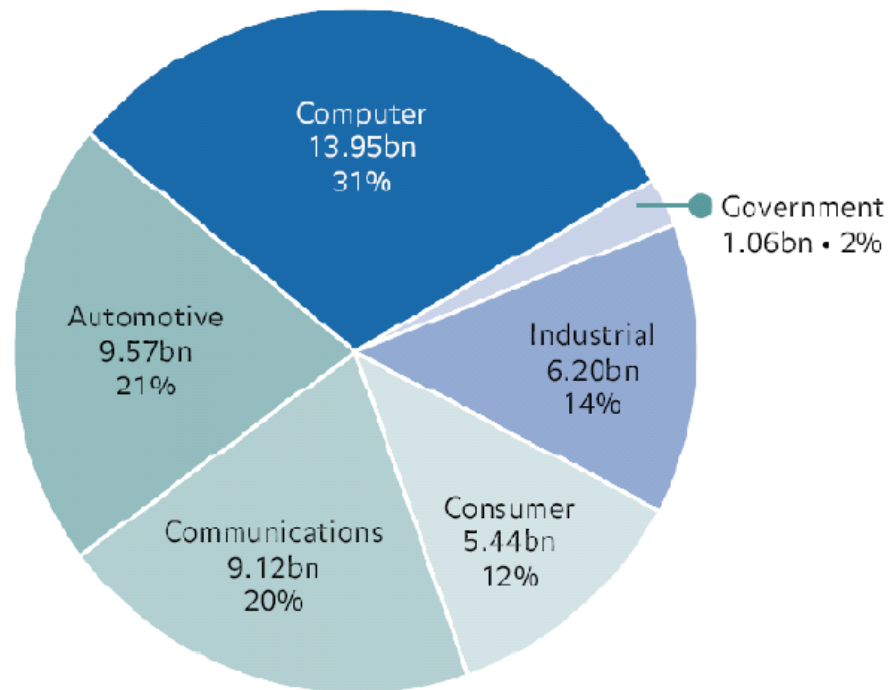
## Lungimea critică

$$L_{break}[mm] = \frac{Tr[ns]}{2 \cdot t_p[ns/mm]}$$

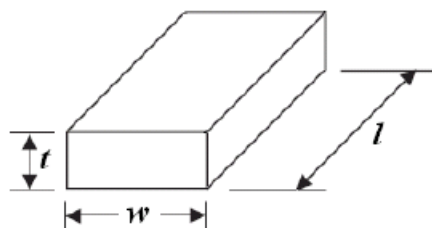


## Factorii care determină accentuarea problemelor de integritate a semnalelor

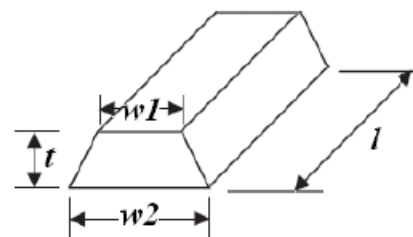
- Miniaturizarea (crește  $R$ ,  $L$ ,  $C$ )
- Creșterea vitezei de operare (scade  $Tr$ )



## 2. Rezistența traseelor conductoare



$$R = \rho \cdot \frac{l}{w \cdot t} \text{ } [\Omega]$$

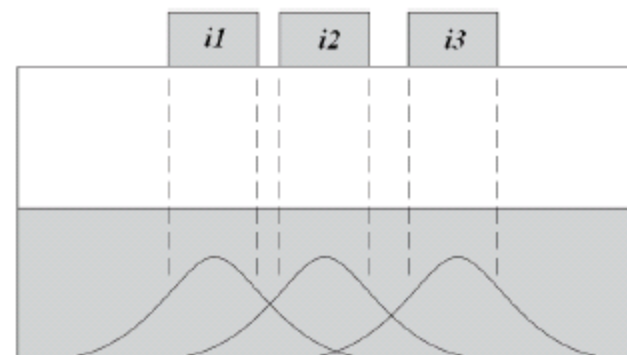


$$R = \rho \cdot \frac{2 \cdot l}{(w1 + w2) \cdot t}$$

➤ Rezistența variază liniar cu temperatura  $R = \rho \cdot \frac{l}{S} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta t) \text{ } [\Omega]$

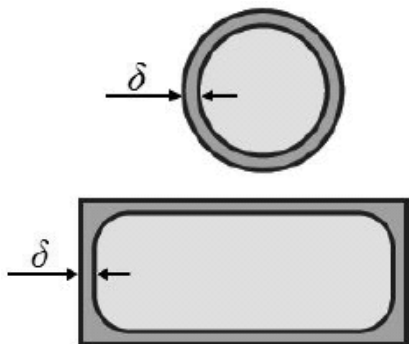
Material	$\rho \text{ } [\Omega \cdot m] \text{ } (25^\circ C)$	$\alpha$
Argint	$1.62 \cdot 10^{-8}$	$3.8 \cdot 10^{-3}$
Cupru	$1.76 \cdot 10^{-8}$	$4.3 \cdot 10^{-3}$
Aur	$2.4 \cdot 10^{-8}$	$3.4 \cdot 10^{-3}$
Aluminiu	$2.83 \cdot 10^{-8}$	$4.3 \cdot 10^{-3}$
Alama	$8 \cdot 10^{-8}$	$2 \cdot 10^{-3}$
Staniu	$11.5 \cdot 10^{-8}$	$4.2 \cdot 10^{-3}$

**Efectul de proximitate:** la frecvențe ridicate, densitatea de curent se concentrează pe suprafața mai apropiată de conductorul de retur





**Efectul pelicular**: la frecvențe ridicate, densitatea de curent se concentrează pe suprafața exterioară a conductorului



### Adâncimea de pătrundere

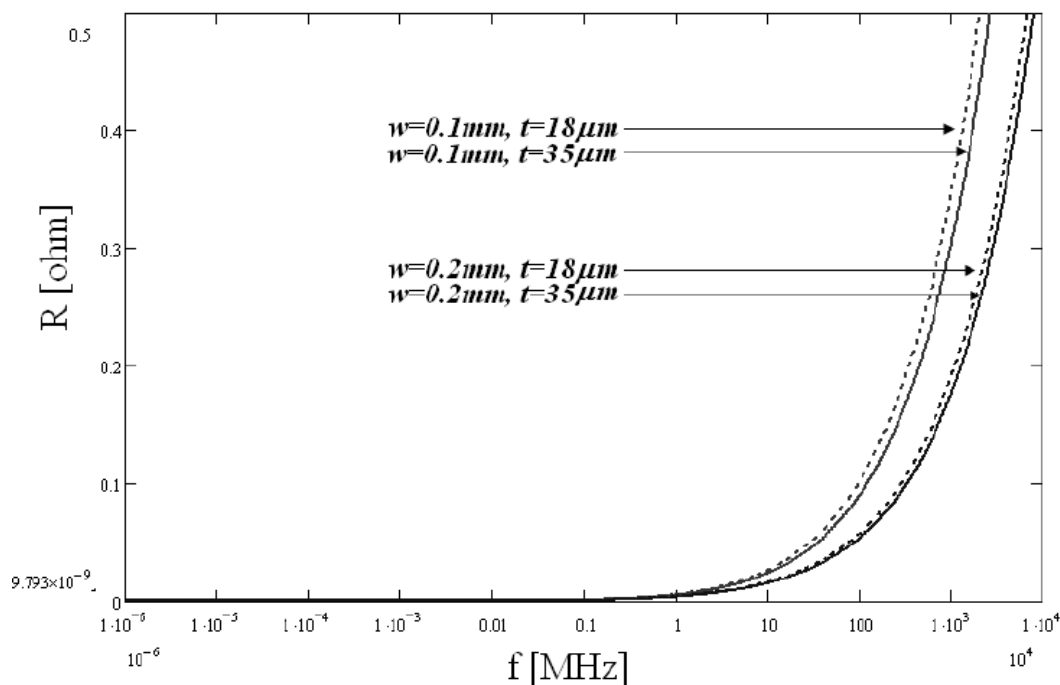
$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \cdot \mu_0}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 \cdot f}}$$

Ca urmare a efectului de proximitate și a celui pelicular, secțiunea echivalentă a conductorului scade cu creșterea frecvenței și determină creșterea rezistenței

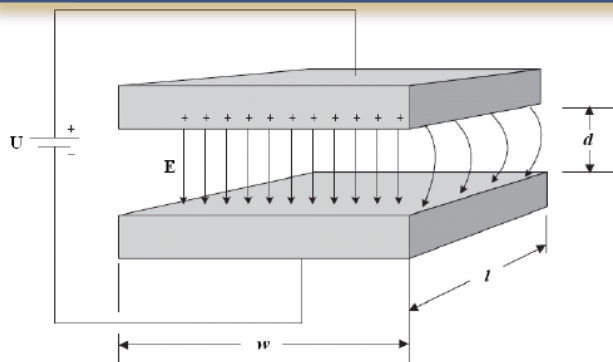
$$R = \frac{\rho \cdot l}{\frac{1.34 \cdot 10^{-4} \cdot (t + w)}{\sqrt{f}} + \frac{1.794 \cdot 10^{-8}}{f}} \quad [\Omega]$$

$$f_{skin} = \frac{4\rho}{\pi \mu_0 \cdot t^2}$$

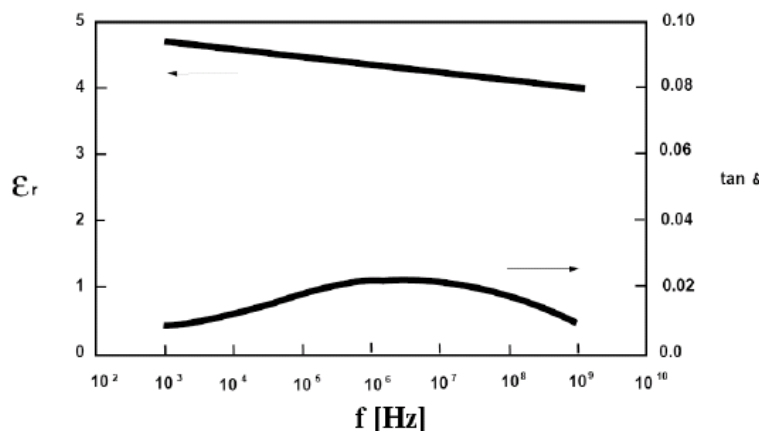
- Perderi în conducție
- Atenuarea diferită a frecvențelor diferite



# 3. Capacitatea traseelor conductoare



**Permitivitatea dielectricului depinde de frecvență**

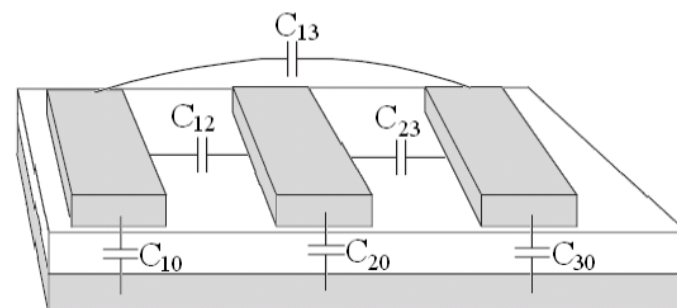


**Traseele conductoare formează structuri de condensatoare descrise de o matrice capacitivă**

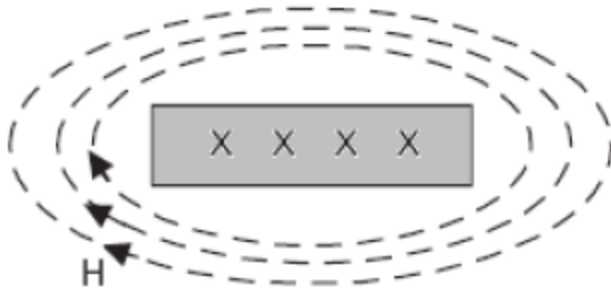
$$C = \begin{bmatrix} C_{10} + C_{12} + C_{13} & -C_{12} & -C_{13} \\ -C_{21} & C_{20} + C_{21} + C_{23} & -C_{23} \\ -C_{31} & -C_{32} & C_{30} + C_{31} + C_{32} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} & -C_{13} \\ -C_{21} & C_{22} & -C_{23} \\ -C_{31} & -C_{32} & C_{33} \end{bmatrix}$$

$$C = \epsilon \cdot \frac{S}{d} = \epsilon \cdot \frac{l \cdot w}{d} \text{ [F]}$$

Material	Dielectric constant	
	1 MHz	1 GHz
FR-4 epoxy	4.4	3.9
Filled FR-4 epoxy	4.5	3.96
High- $T_g$ FR-4 epoxy	4.4	3.9
BT/epoxy blend	4.1	3.8
Epoxy/PPO	3.9	3.8
Low- $D_k$ epoxy blend	3.9	3.8
Cyanate ester	3.8	3.5
Polyimide	4.3	3.7
APPE	3.7	3.4



## 4. Inductivitatea traseelor conductoare



Densitatea fluxului  
magnetic

$$B = \frac{\Phi}{S} = \mu \cdot H \text{ [T]}$$

Inductivitatea

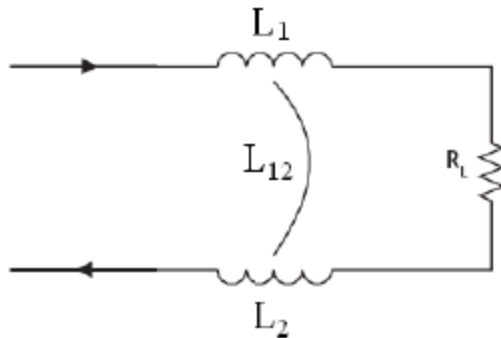
$$L = \frac{\Phi}{I} = \frac{B \cdot S}{I} \text{ [H]}$$

În mediile omogene și fără pierderi este valabil principiul reciprocității:

$$L \cdot C = \mu \cdot \varepsilon = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$$

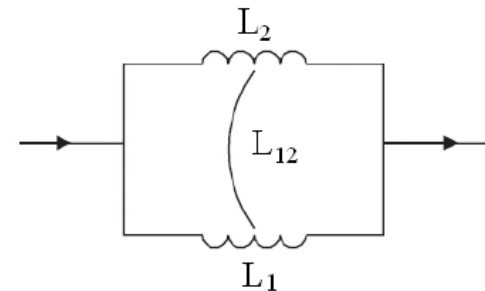
(aplicabil pentru circuitele digitale de viteză mare, nu și pentru RF)

Inductanța echivalentă a  
traseelor tur-retur



$$L_S = L_1 + L_2 - 2 \cdot L_{12}$$

Inductanța echivalentă a  
găurilor de trecere

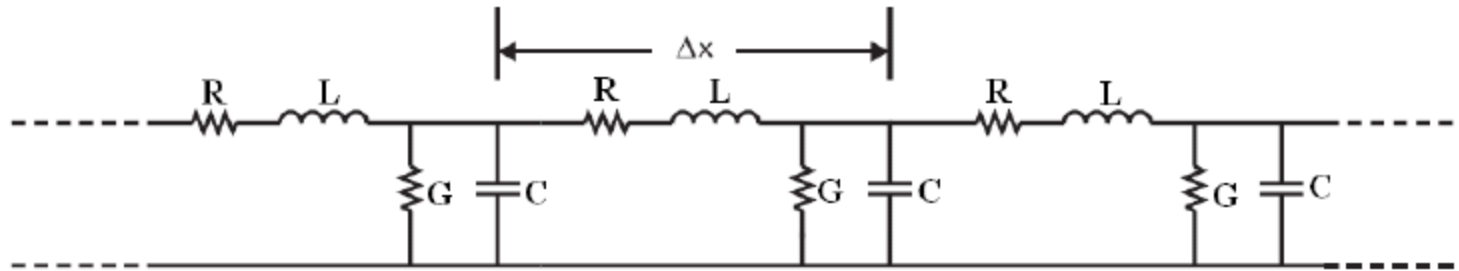


$$L_P = \frac{L_1 \cdot L_2 - 2 \cdot L_{12}^2}{L_1 + L_2 - 2 \cdot L_{12}}$$



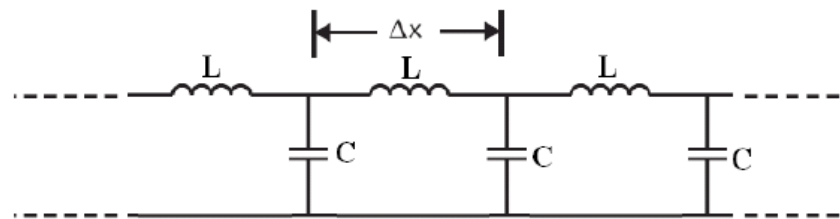
# 5. Impedanța caracteristică

## Modelul liniei de transmisiune cu pierderi (lossy)



$$Z_o = \frac{V_o^+}{I_o^+} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad [\Omega]$$

## Modelul liniei de transmisiune fără pierderi (lossless)



$$Z_o \cong \sqrt{\frac{L}{C}} \quad [\Omega]$$