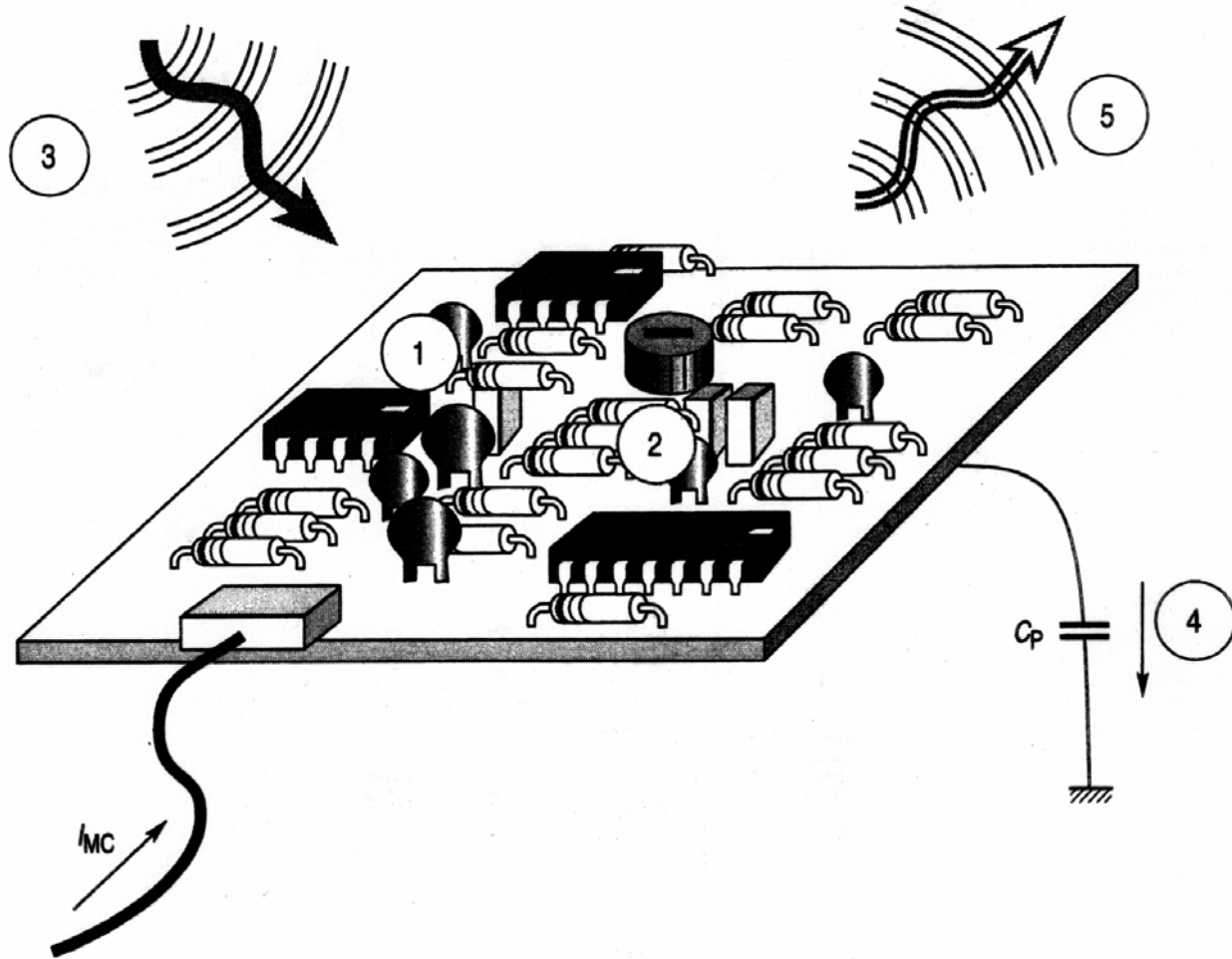


# **CEM des cartes et des PCB (Print Card Board)**

# Plan

- Les six types de couplage en CEM
- La CEM des cartes : problématique
  - Règles de conception
  - Diaphonie
  - Alimentation et capacité de découplage

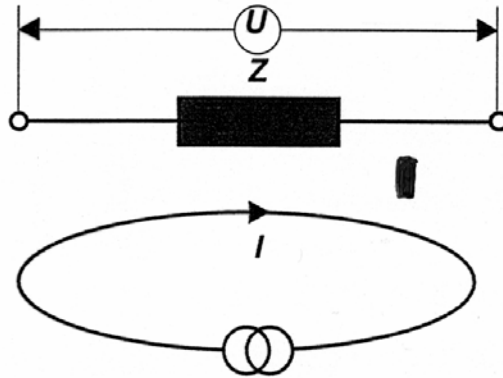
# Les six types de couplage



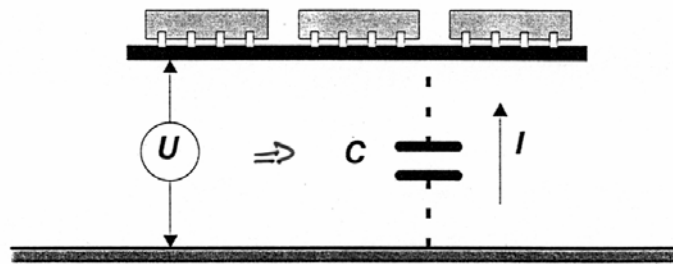
# Les six types de couplage

- Couplage par impédance commune
- Couplage capacitif « carte à châssis »
- Couplage par diaphonie inductive
- Couplage par diaphonie capacitive
- Couplage champ à fil
- Couplage champ à boucle

# Mode commun et carte à châssis

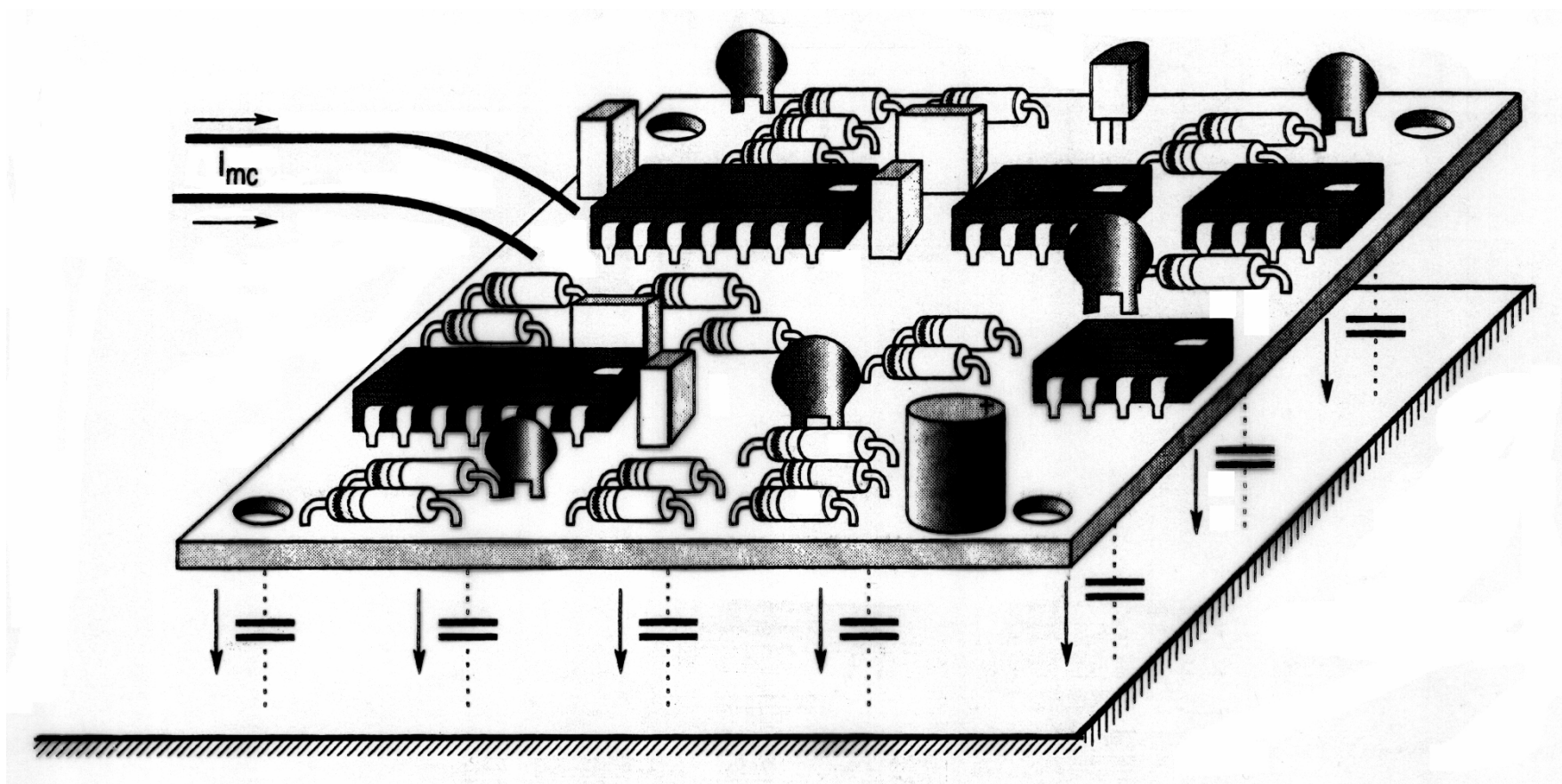


**Couplage par impédance commune : tout courant (nominal ou parasite) entraîne une ddp via  $Z$**

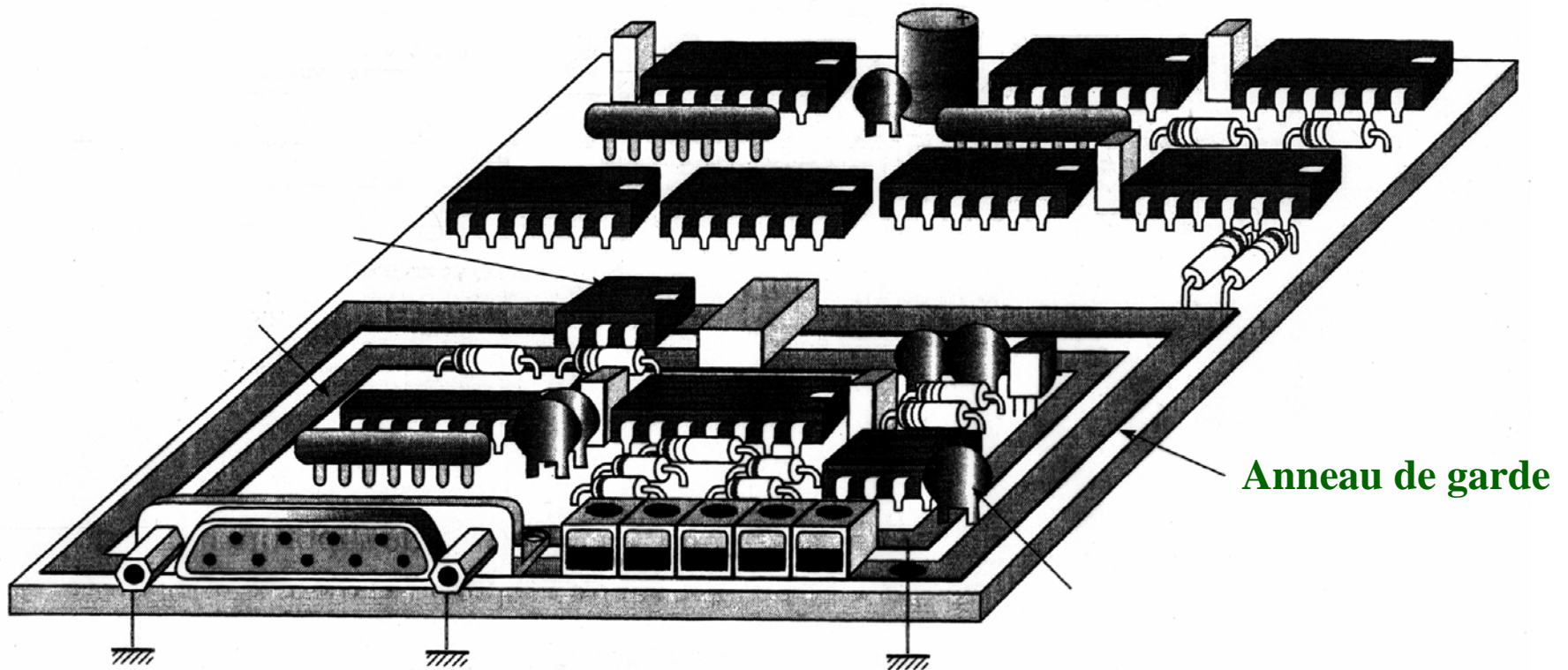


**Couplage capacitif « carte à châssis » : une ddp parasite  $U$  entraîne un courant  $I$  sur la carte via  $C$**

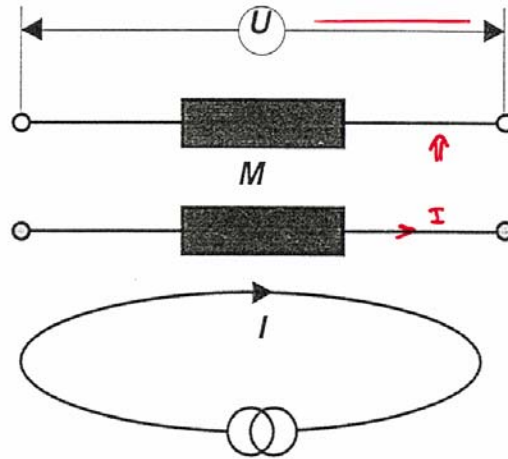
# Capacité carte à châssis



# Capacité carte à châssis

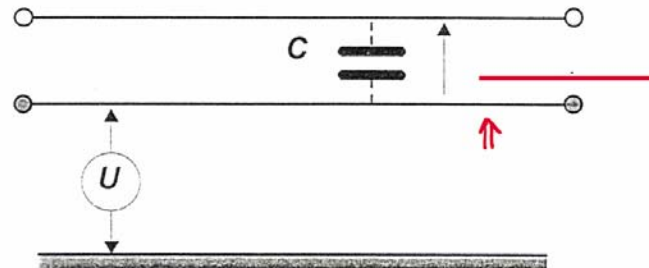


# Couplage inductif et capacitif



**Couplage par diaphonie inductive ( $U = - M \frac{dI}{dt}$ )**

---

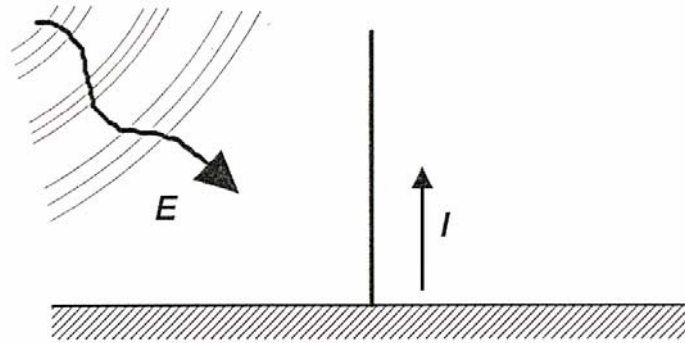


**Couplage par diaphonie capacitive :  $I = C \frac{dU}{dt}$**

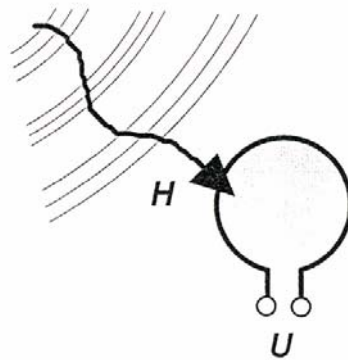
---



# Couplage champ à fil et à boucle



Couplage champ à fil :  $\Delta V = \int E \cdot dl$

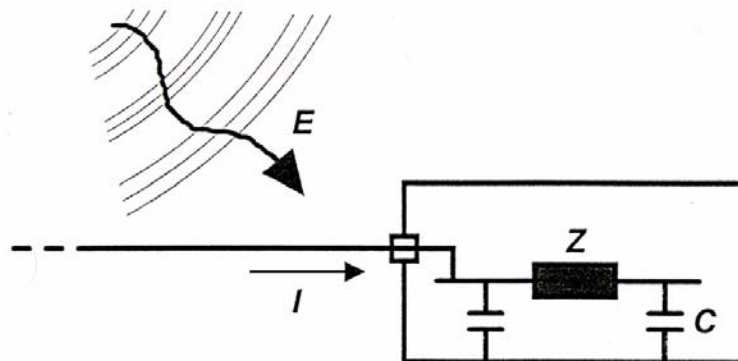


Couplage champ à boucle :  $e = - d\phi/dt \Rightarrow U = - S \mu dH/dt$

# Couplage simultané



Sur les six couplages, seul le couplage par impédance commune est préoccupant en basse fréquence ( $< 1$  MHz). Les autres couplages sont préoccupants en haute fréquence ( $> qq$  MHz)



Exemple d'une combinaison de trois couplages : champ à fil ( $\Rightarrow I$ ) ; impédance commune (  $I$  dans  $Z$ ) et carte à châssis ( $C$  parasite)

# Paramètres influençants

- Géométrique :  $S$  ;  $L$  ;  $C$  ;  $M$
- Temporel :  $\tau$  ;  $f$  (ou  $\omega$ )
- Source :  $U$  ;  $I$

# Rayonnement des conducteurs

- Au delà de  $\lambda/30$  un conducteur devient une antenne efficace

# Exercice

Quelle est l'ordre de grandeur de la d.d.p. entre deux points distants de 10 cm sur une piste de circuit imprimé de 1 mm de large et 35  $\mu\text{m}$  d'épaisseur parcourue par un courant continu de 1 ampère ?

$$R = \rho l/S \text{ avec } \rho = 2 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m} \Rightarrow R \sim 50 \text{ m}\Omega \Rightarrow V \sim 50 \text{ mV}$$

*Cette ddp parasite continue est encore acceptable en numérique, mais elle ne l'est pas en analogique bas niveau. Les circuits analogiques craignent la circulation de courant BF dans les cartes*

# Exercice

L'inductance linéique d'un conducteur est d'environ  $1\mu\text{H}/\text{m}$

Quelle est l'impédance d'un conducteur de terre en cuivre d'une longueur de 1 m à la fréquence de 1 MHz ?

Comparer cette impédance à la résistance de ce fil (d'une section de  $35\text{ mm}^2$ )

$$Z = L\omega \Rightarrow Z = 6\ \Omega$$

$$R = \rho l/S \text{ avec } \rho = 2 \cdot 10^{-8}\ \Omega \cdot \text{m} \Rightarrow R \sim 0,02\ \Omega$$

Au fréquence élevée un conducteur devient incapable d'améliorer l'équipotentialité d'un circuit électrique

# La CEM des câbles

(Voir transparents)

- Impédance de transfert
- Blindage des liaisons
- Comportement d'un tronçon de ligne
- Routage des liaisons
- Chemins de câbles
- Câblage

# **La CEM des cartes électroniques**

## **1. Introduction**



# CEM des cartes

- **Objectifs**

- Rendre les cartes robustes aux agressions électromagnétiques conduites et rayonnées
- Eviter que ces cartes soient des sources d'émissions conduites et rayonnées

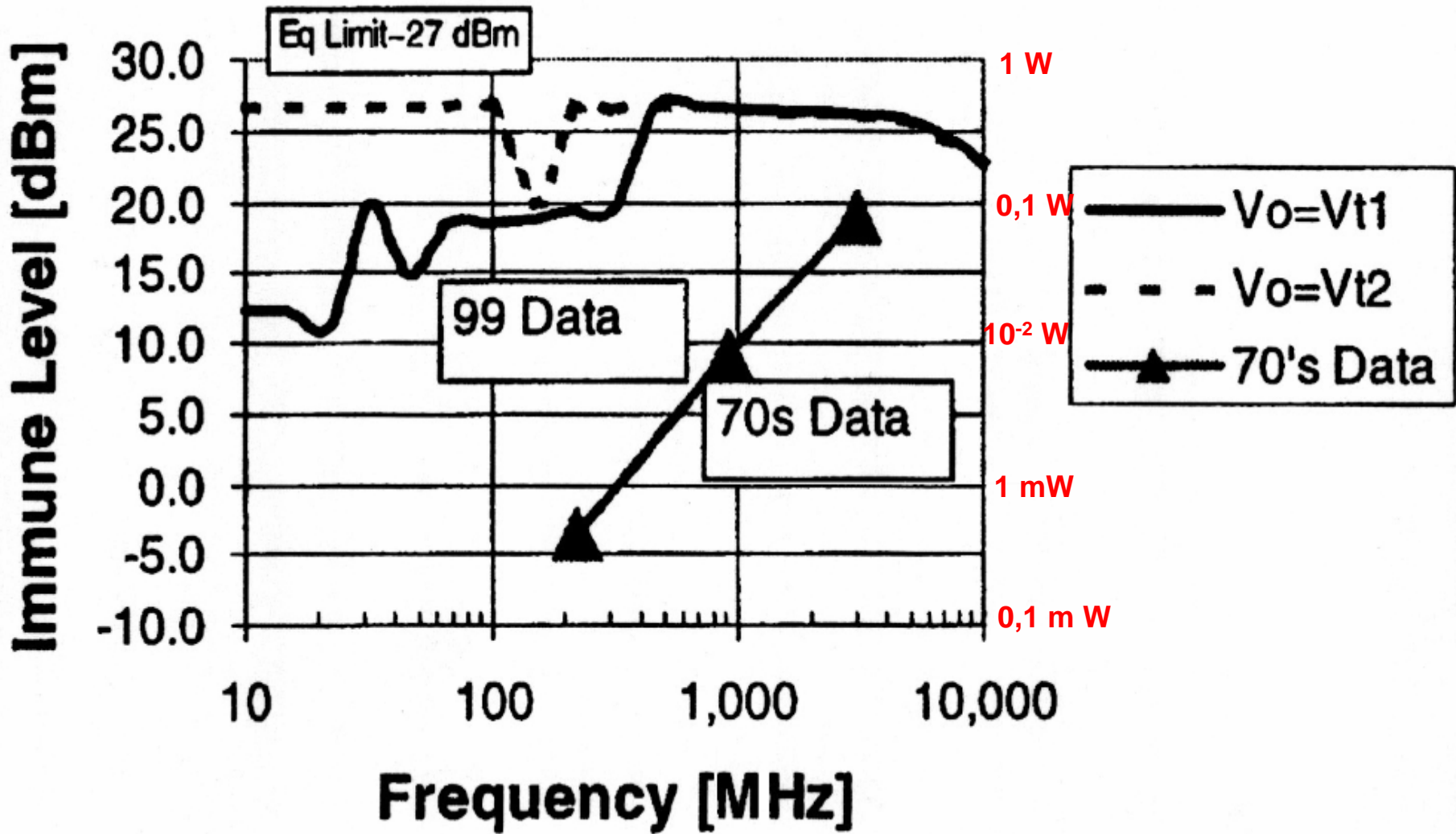
- **Points à traiter**

- Choix des composants
- Routage des pistes
- Topologie d'implantation des fonctions sur la carte

# Susceptibilité des composants

- **Les effets dominants sont :**
  - Les effets thermiques dans les composants bipolaires (« effet 3D »)
  - Le claquage dans les structures MOS (« effet 2D »)
- **Les nouvelles technologies imposent de prendre en compte :**
  - Les structures de protection interne au composant
  - Les effets liés au boîtier (désadaptation)

# Niveau d'immunité (porte NAND, 7400)



# Susceptibilité des composants

- # 1 W : Destruction bipolaire et MESFET techno 80's
- # 0,1 W : Destruction bipolaire (techno 2000) et MOS (techno 80's)
- # 10 mW : Perturbation MOS techno 80 et techno 2000 ?
- # 10-100  $\mu$ W : Perturbation bipolaire et MOS techno 2000 (théorie)

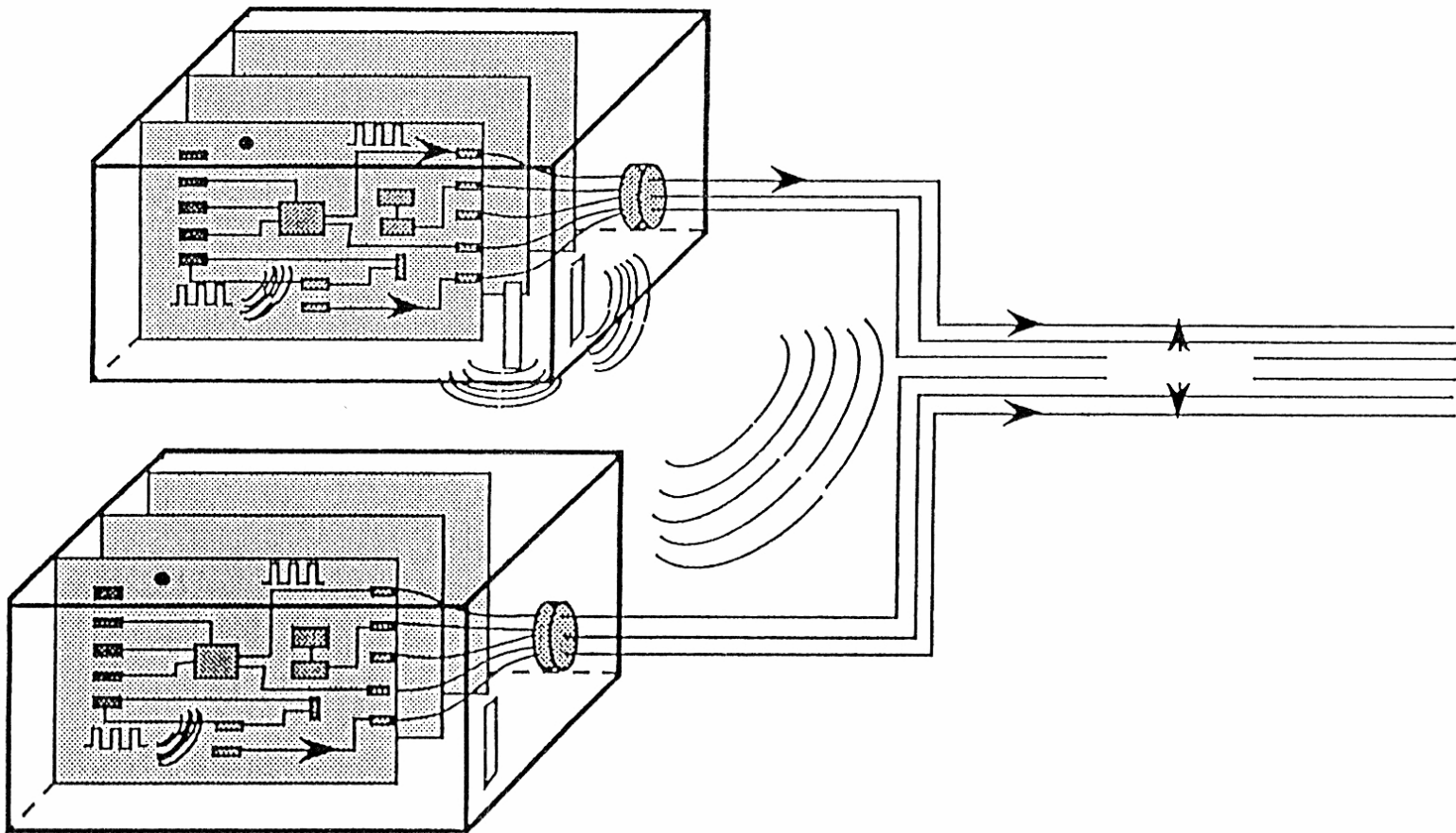
# Choix des composants

- Les technologies MOS sont moins sensibles que les technologies TTL
- Les composants montés en surface sont préférables à des technologies traversantes (couplage plus faible)
- Souder directement les composants sur les cartes permet de réduire les surfaces de couplage et d'émission
- Les technologies à faible courant de commutation permettent de réduire les émissions parasites

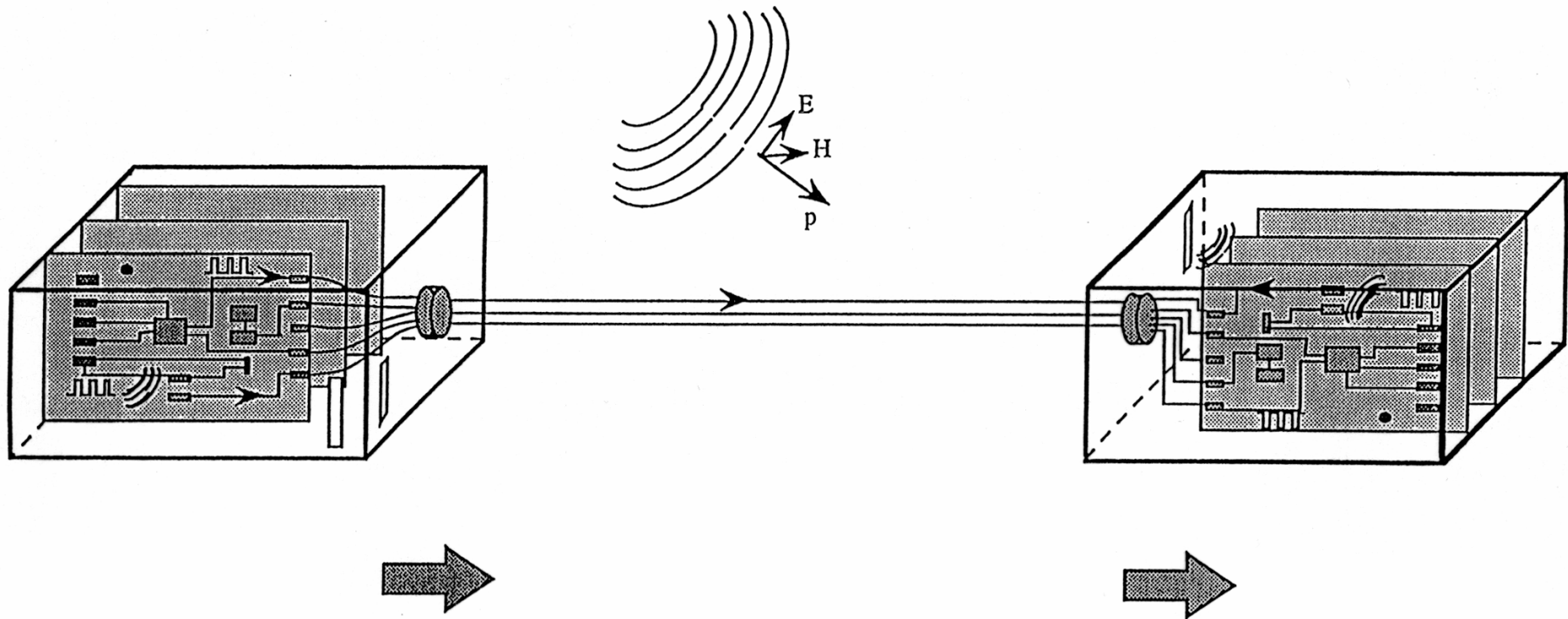
# Routage des pistes

- Le routage des pistes doit être conçu en vue de :
  - Minimiser les couplages liés à l'illumination de la carte par un champ électromagnétique
  - Réduire les émissions de la carte elle-même
  - Réduire les couplages entre pistes (diaphonie)

# Rayonnement des boîtiers



# Susceptibilité des boîtiers





# Remarque

- **Contrainte rayonnée**

La réduction des couplages entre la menace électromagnétique et le système permet également de réduire les émissions en provenance de l'équipement

- **Contrainte conduite**

La réduction des agressions conduites par filtrage permet également de filtrer les réjections de l'équipement

# **La CEM des cartes électroniques**

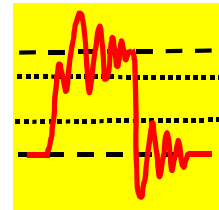
## **2. Règles de conception**

# Position du problème

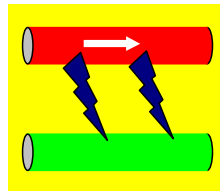
La prise en compte de la CEM sur les cartes électroniques numériques fonctionnant à des fréquences d'horloge élevées (>100MHz) et employant des composants à temps de montée de l'ordre de la ns est incontournable

On distingue trois classes de phénomènes parasites qui peuvent générer des défauts d'intégrité de signal :

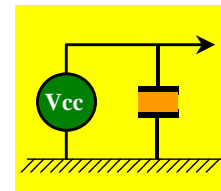
– Les réflexions parasites

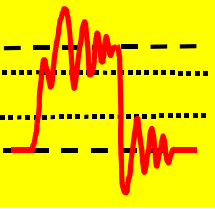


– La diaphonie



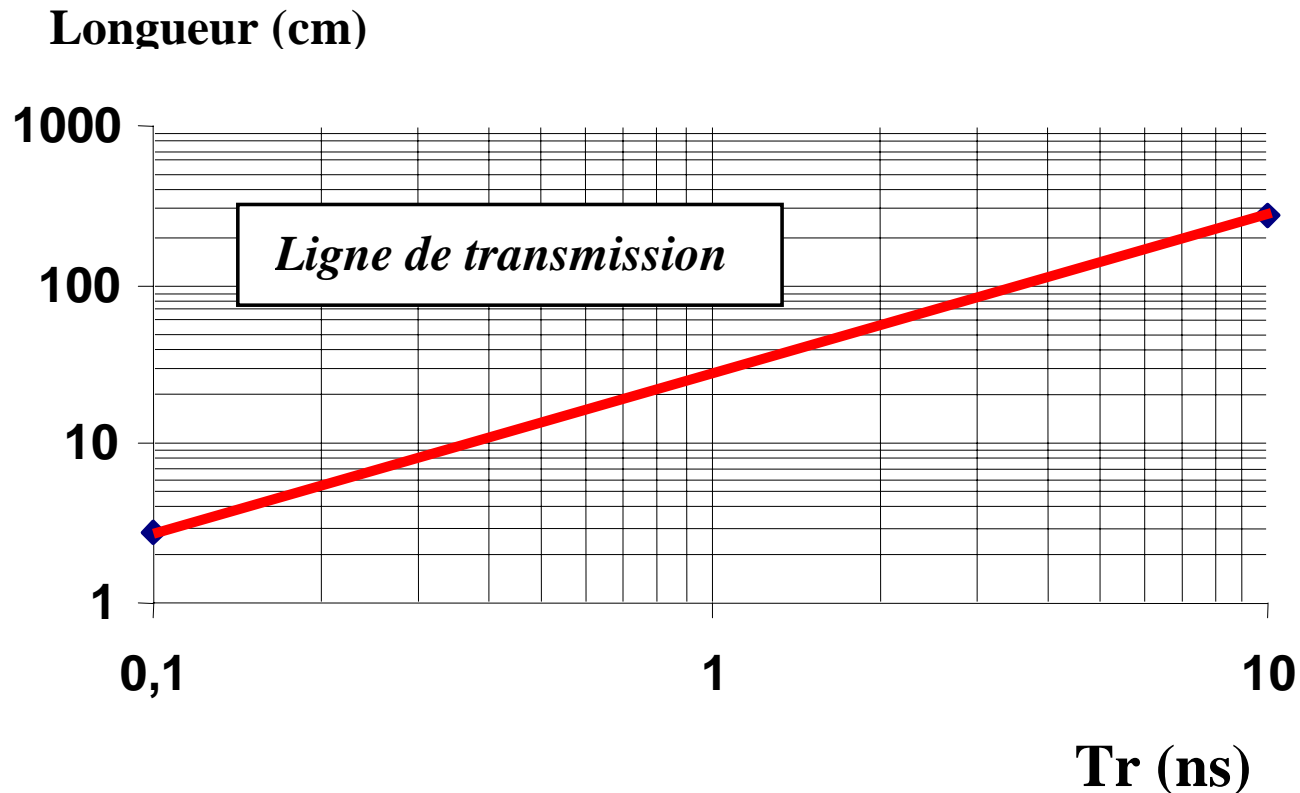
– La non stabilité des références de tension masse et alimentation





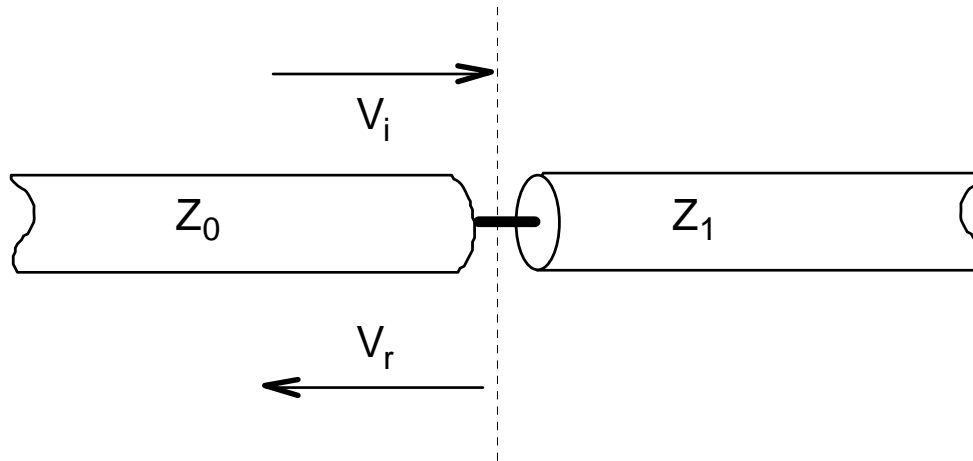
# Piste de CI = ligne de transmission

Lorsque la longueur  $l$  d'une piste de circuit imprimé est supérieure à  $l > 2 v T_r$  ( $v = c/n$ ) la piste doit être considérée comme une ligne de transmission



# Coefficient de réflexion

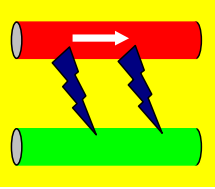
Lorsqu'un signal se propageant sur une ligne de transmission d'impédance  $Z_0$  rencontre une impédance  $Z_1$  différente de  $Z_0$ , il subit une réflexion dont l'amplitude est déterminée par le coefficient de réflexion  $\rho$



$$\rho = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}$$

$$V_r = \rho V_i$$

Pour éviter les effets parasites des réflexions il faut contrôler les impédances



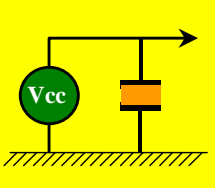
# Diaphonie

Il s'agit du phénomène qui se produit entre deux pistes dont l'une est normalement active et l'autre qui ne l'étant pas se voit imposer par couplage électromagnétique (capacitif et inductif) un signal non intentionnel

La diaphonie est plus forte:

- à haute impédance
- lorsque les temps de montée sont plus brefs

Une fois la technologie des composants actifs choisie, la diaphonie se résume à un problème géométrique



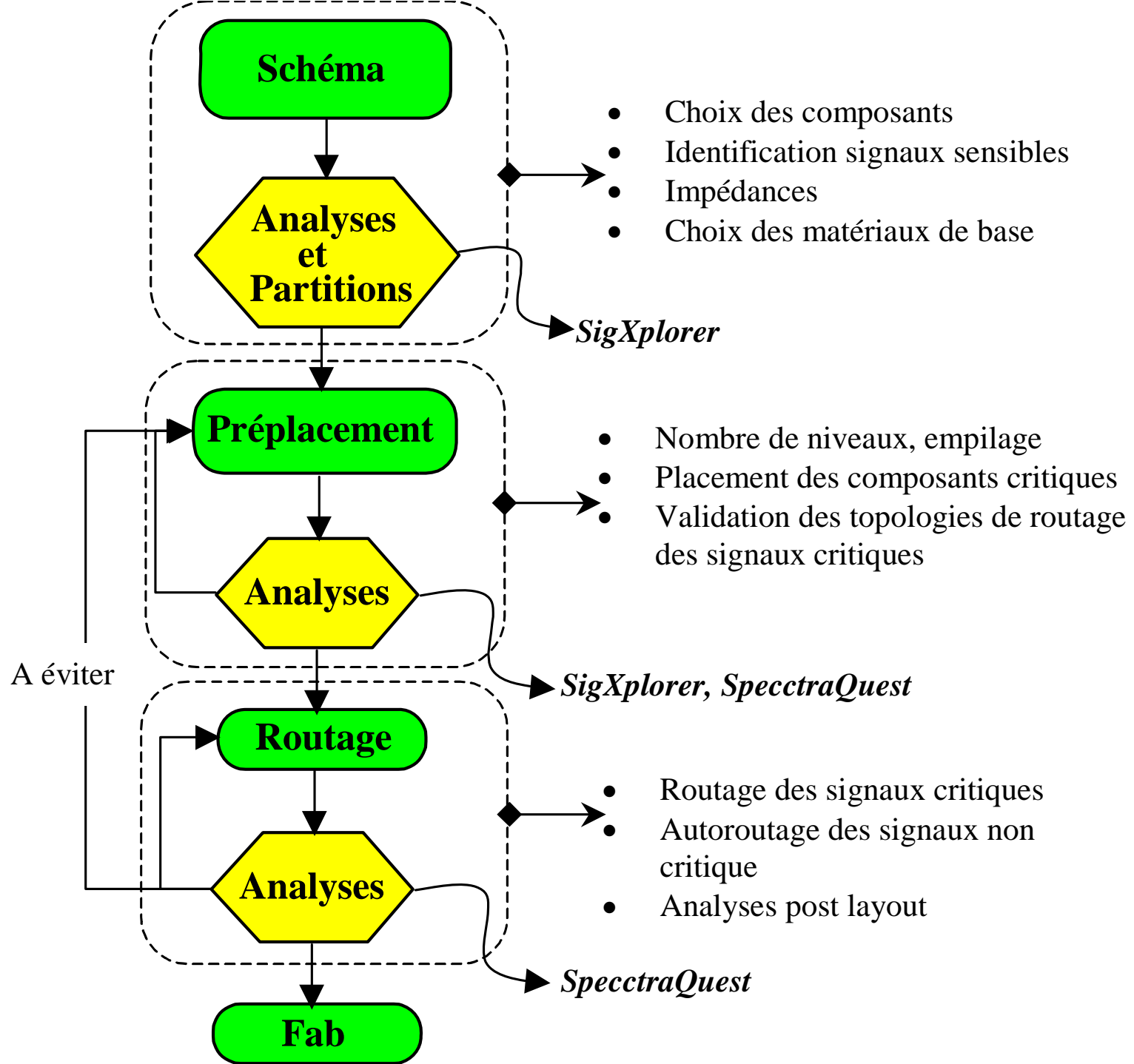
# Stabilité des masses et des alimentations

Pour qu'une carte fonctionne correctement, il est nécessaire qu'elle dispose de tensions de référence, "masse" et "alimentations" stables

Dans la pratique ces tensions peuvent fluctuer car leurs circuits de distribution ne sont pas à impédance nulle

En règle générale on améliore la stabilité par :

- L'utilisation de distributions de masse et d'alimentation par plan
- Le routage au plus court du plan vers la broche du composant actif (afin de minimiser les inductances)
- Le découplage des alimentations avec des capacités CMS adaptées

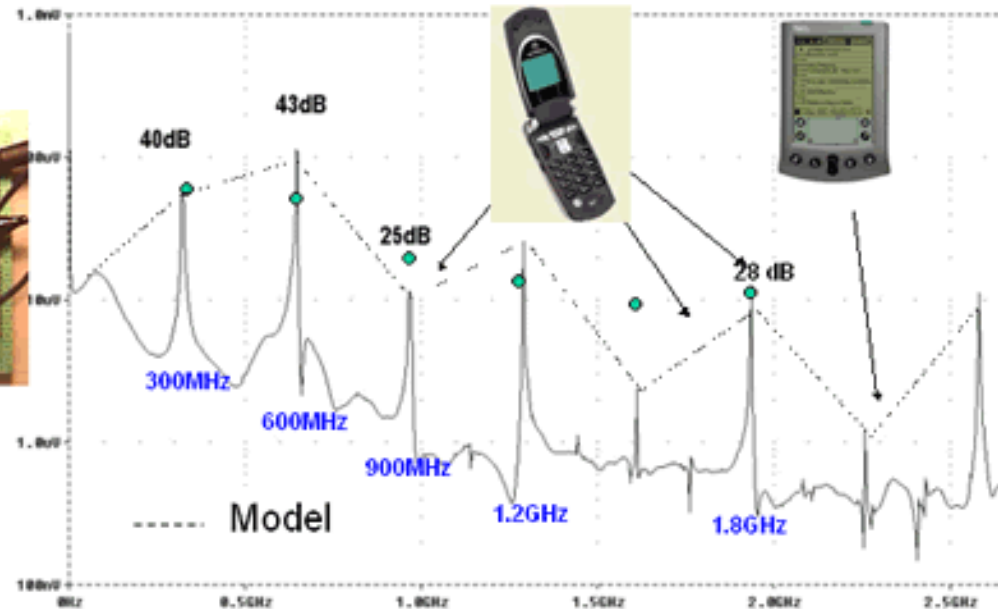
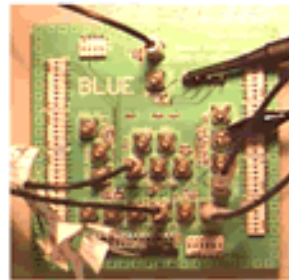
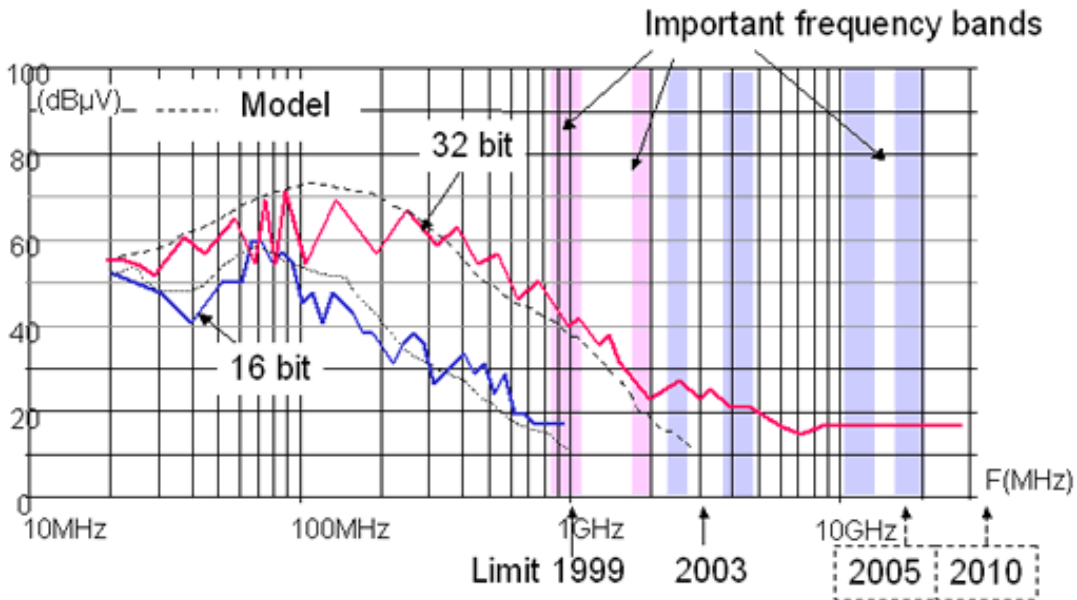




# Identification des signaux sensibles

- Les signaux d'horloge
- Les signaux de remise à 0
- Les signaux bas niveaux HF
- Les signaux haute impédance

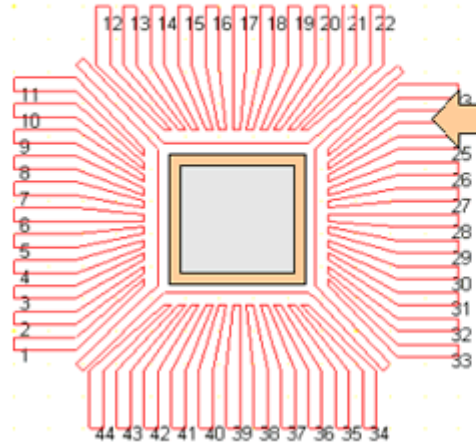
# Evolution des composants



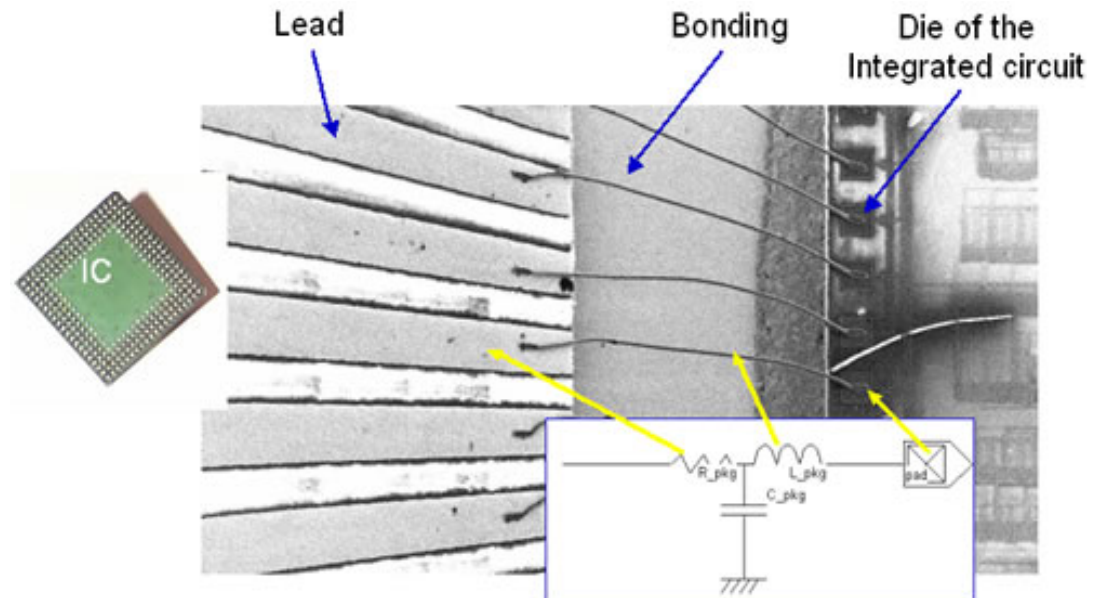
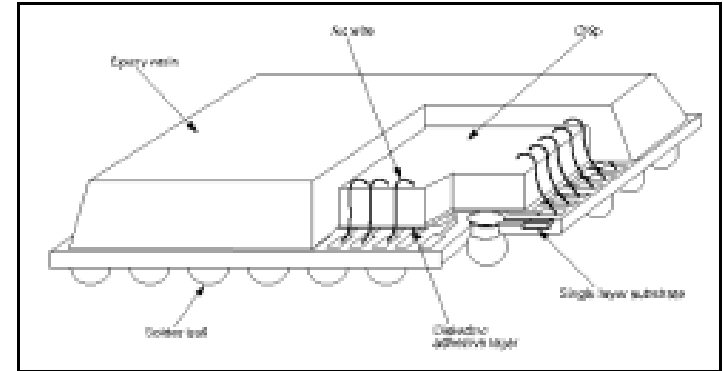
# Choix des composants

- Utiliser les logiques les plus lentes possibles pour l'application
- Travailler aux fréquences d'horloge les plus basses possibles pour l'application
- Réduire les niveaux des signaux
- Préférer les composants dont les modèles d'entrées / sorties (IBIS) sont disponibles (cela permet de pouvoir faire une simulation en intégrité de signal)
- Pour une même fonction électronique le plus petit boîtier est préférable (minimisation des selfs parasites, dont l'importance est proportionnelle aux dimensions du boîtier)
- Choisir des boîtiers avec les broches d'alimentation et de masse au centre plutôt que dans les coins
- Pour les microprocesseurs, ASIC et DSP, préférer les boîtiers munis de plans de masse interne

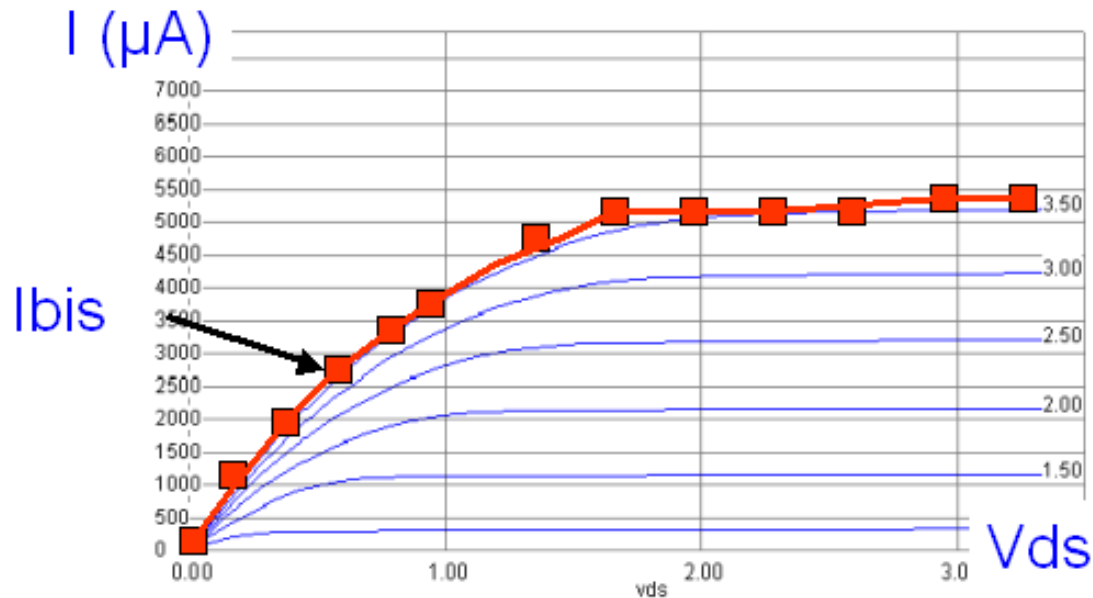
# Modèles IBIS



```
[Component]
ST74FCT16244
[Manufacturer] ST
[Package]
| variable typ min max
|
R_pkg      800m    500m
L_pkg      6nH     5.5nH
C_pkg      8pF     4pF
[Pin]  signal model
R_pin   L_pin   C_pin
1  /1OE  in1
2  1Y1   out1
3  1Y2   out1
4  GND   GND
5  1Y3   out1
6  1Y4   out1
```

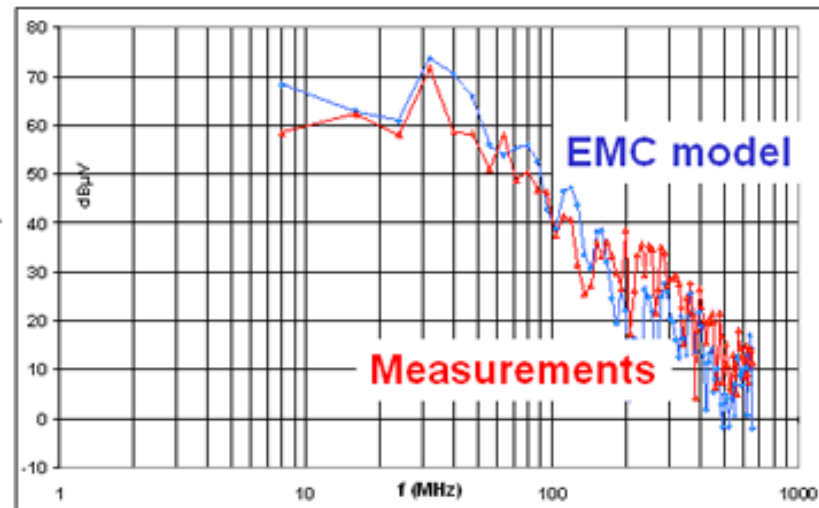
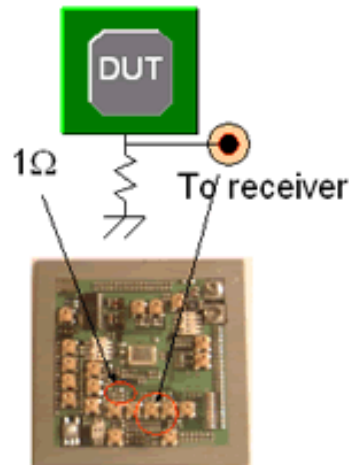
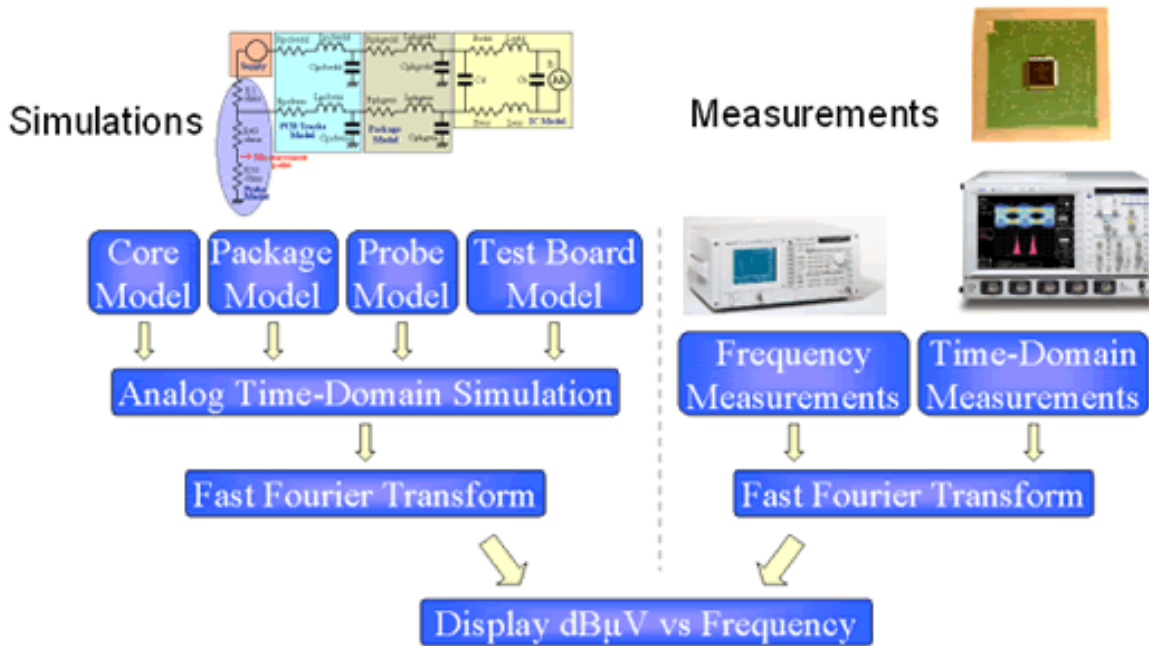


# Modèles IBIS



Les modèles IBIS décrivent le comportement électrique de l'ensemble {boitier + puce} et donne une approximation du courant d'entrée sortie. Cela permet de modéliser l'émission des CI

# Modèles IBIS



# Vers l'interconnexion optique

- D'ici à 2010 les performances à atteindre sont :
  - Fréquence dans la puce = 8 GHz
  - Fréquence hors puce = 1,5 GHz
  - Capacité des bus = 5 T bit/s
- L'interconnexion est un point bloquant : les performances sont constantes avec l'intégration, contrairement à la loi de Moore des SC

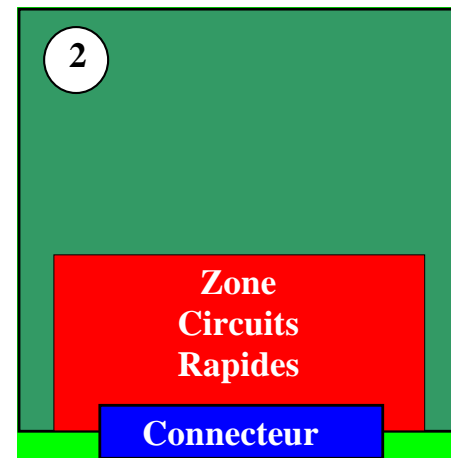
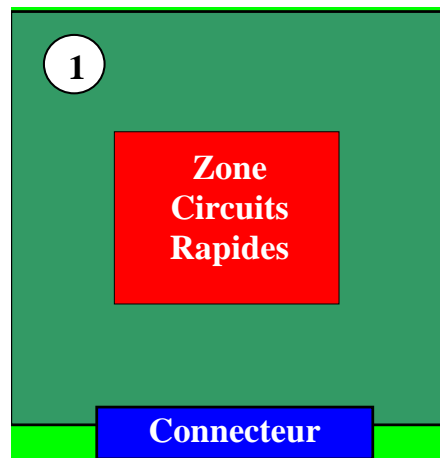
# Limite de la connectique métallique

- Consommation (perte par propagation)
- Bande passante (pas d'effet d'échelle)
- Retard du signal (pas d'effet d'échelle)
- Cross talk (CEM)
- Distorsion du signal (dispersion)
- Nombre de sortie (pin out)



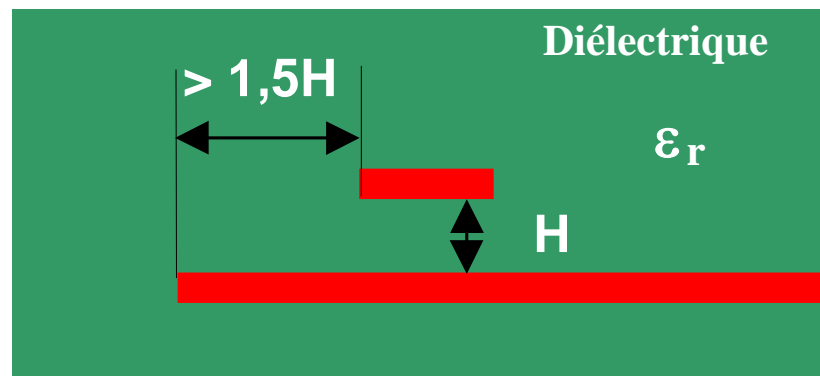
# Répartition topologique

- Rapprocher au plus près les composants s'échangeant des signaux critiques de manière à minimiser les longueurs d'interconnexions et à réduire les boucles de courant sur les signaux à fort contenu spectral
- Eloigner les circuits d'horloge des circuits d'interface
- Eloigner les circuits les plus rapides des bords de carte
- Séparer si possible les parties numériques et analogiques et séparer leur alimentation
- - Eloigner les circuits les plus rapides du connecteur si leurs signaux ne sortent pas de la carte (1);  
- Les placer au plus près du connecteur si leurs signaux doivent y transiter (2)



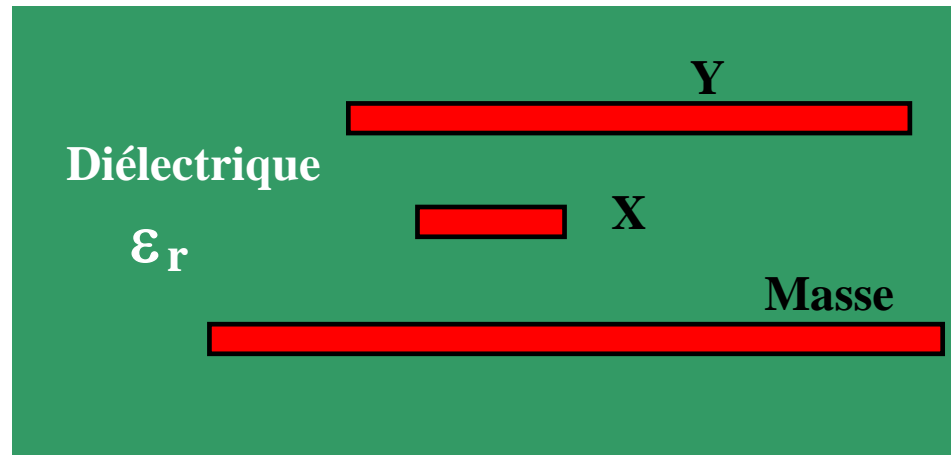
# Routage des pistes

- Placer les pistes sensibles au centre des cartes pour éviter les effets de bord
  - Utiliser les largeurs de pistes les plus grandes possible, compte tenu de l'impédance ou de la capacité visée pour l'interconnexion
  - Réduire au mieux les longueurs des interconnexions des signaux sensibles (cela minimise les temps de propagation et rends les pistes moins sujettes aux réflexions parasites)
  - Ne pas placer de piste sensible, ou véhiculant des signaux rapides près d'un bord de plan de masse



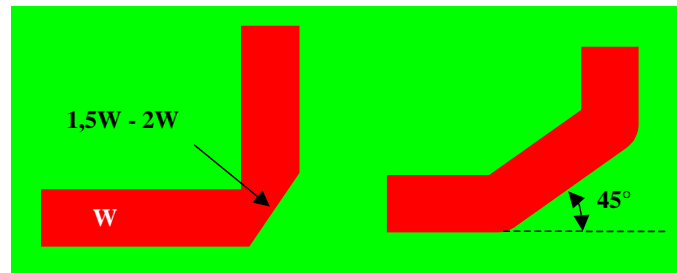
# Routage des pistes

Router les signaux sur des niveaux distincts et croisés afin de minimiser les risques de diaphonie. La capacité de couplage de deux pistes croisées sur deux niveaux adjacents est négligeable (environ 15 fF)

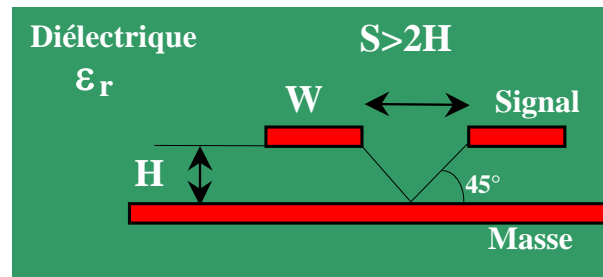


# Routage des pistes

En cas de routage XY sur un même niveau, éviter pour les signaux sensibles HF les coudes à 90° en tronquant les angles droits (comme circuit hyper) ou en intercalant un tronçon de ligne à 45°

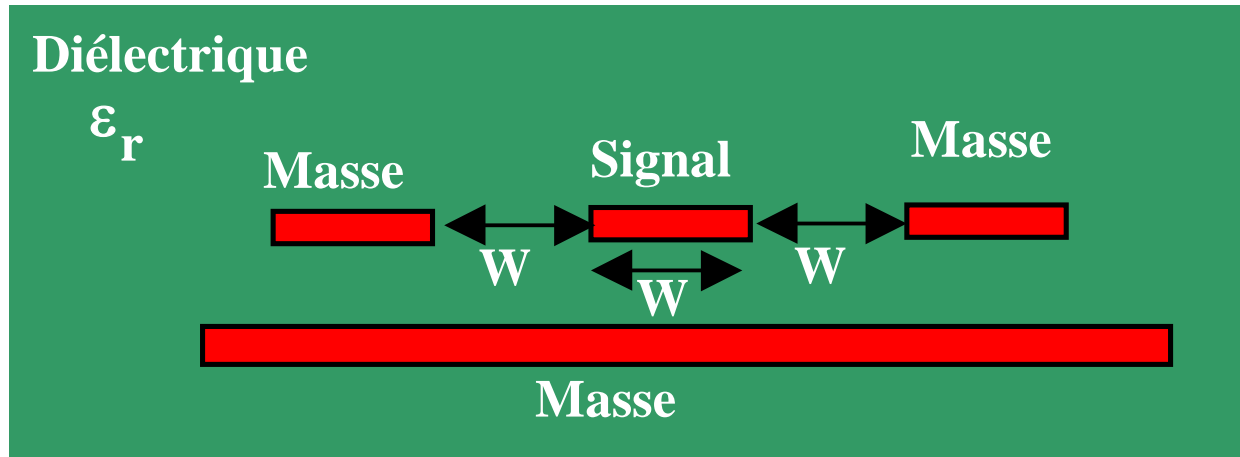


Augmenter l'espace inter piste jusqu'à une distance égale à 2 fois la distance au plan de masse (règle des 45°). Cela permet de diminuer fortement le couplage des pistes d'un même niveau



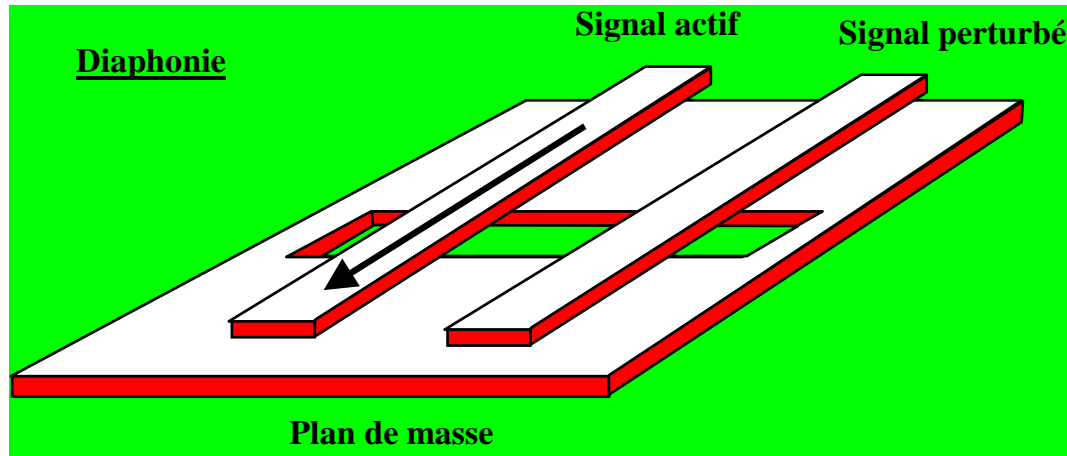
# Routage des pistes

On peut aussi intercaler le cas échéant une piste de masse entre deux signaux jugés sensibles et critiques



# Plan de masse

Toute ouverture dans le plan de masse face à une piste à impédance contrôlée ou véhiculant des signaux rapides est à proscrire car elle apporte une discontinuité d'impédance et peut entraîner de la diaphonie



# Plan de masse

L'impédance par unité de surface d'une feuille de cuivre de  $35\ \mu\text{m}$  d'épaisseur est de :

1,01 m $\Omega$  @ 1 MHz

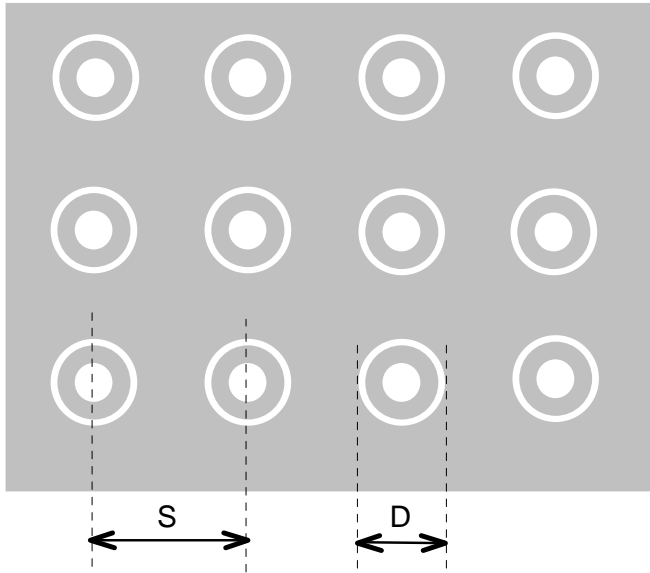
1,53 m $\Omega$  @ 10 MHz

3,72 m $\Omega$  @ 100 MHz

11,6 m $\Omega$  @ 1000 MHz

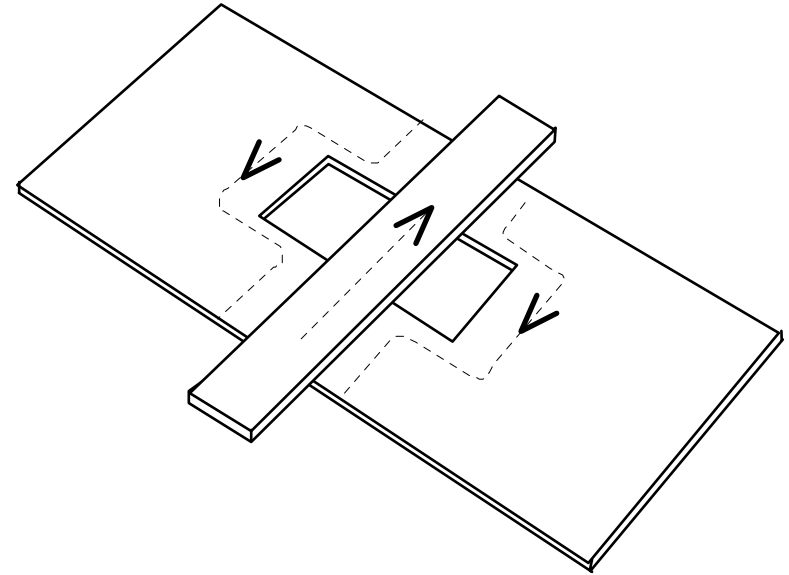
Il faut avoir l'impédance la plus faible possible pour éviter le bruit de mode commun

# Plan de masse



**Des trous dans un plan de masse augmente l'impédance**

**Il faut avoir l'impédance la plus faible possible pour éviter le bruit de mode commun**



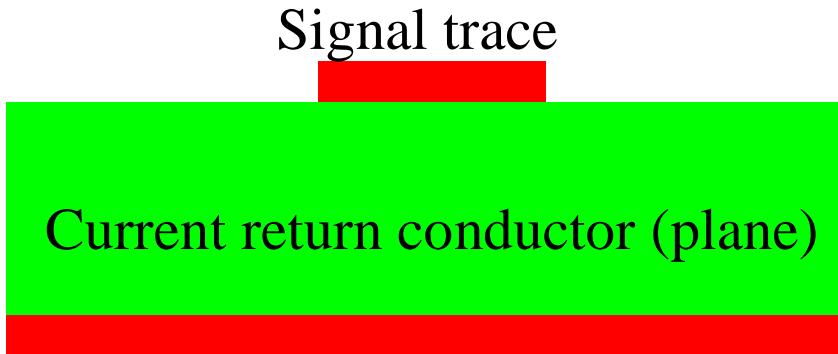
**L'impédance d'un plan de masse ajouré peut augmenter d'un facteur 3**



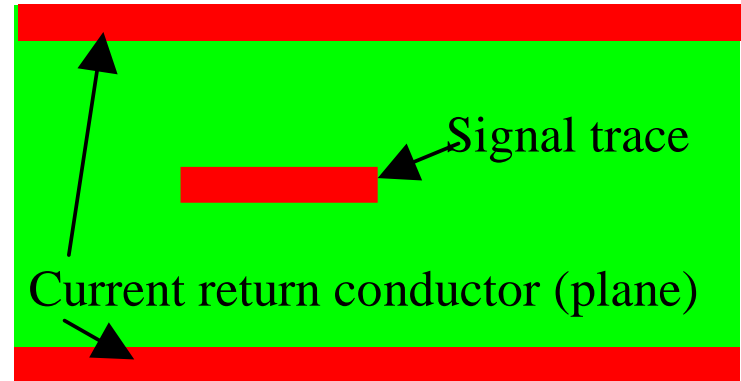
# **La CEM des cartes électroniques**

## **3. La diaphonie**

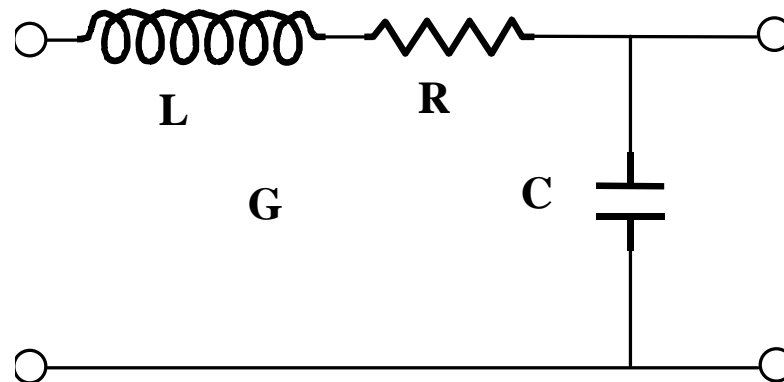
# Type de ligne



microstrip



stripline



Modélisation LF de la ligne

$$t_{prop} = \sqrt{LC}$$
$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

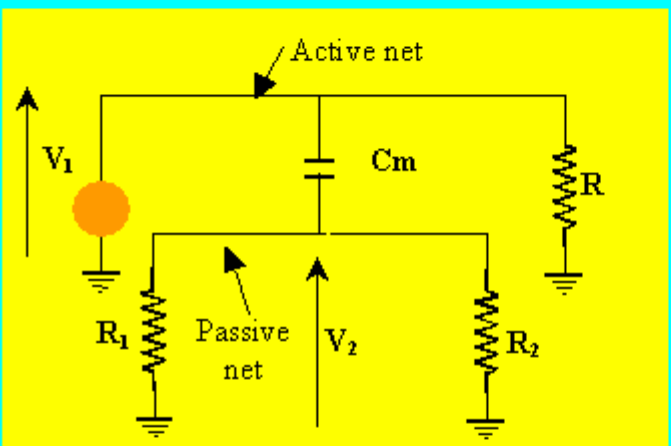
# Diaphonie capacitive et inductive

$$i = C_m \frac{dV}{dt} \quad (Q = CV)$$

$$V = M \frac{di}{dt} \quad (e = -\frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d(BS)}{dt} \quad \text{et} \quad Bl = \mu_0 i \quad \Rightarrow \quad e \propto \frac{di}{dt})$$

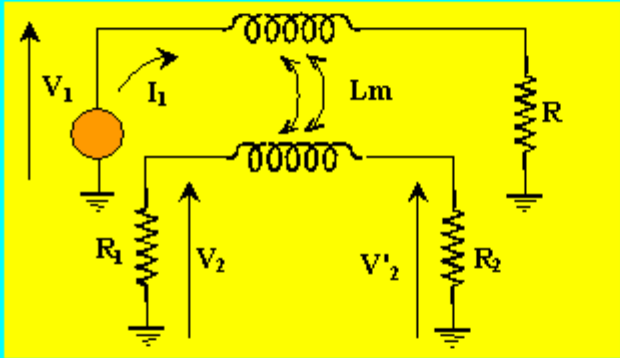
**$C_m$  = capacité mutuelle ;  $M$  = inductance mutuelle**

## DIAPHONIE CAPACITIVE

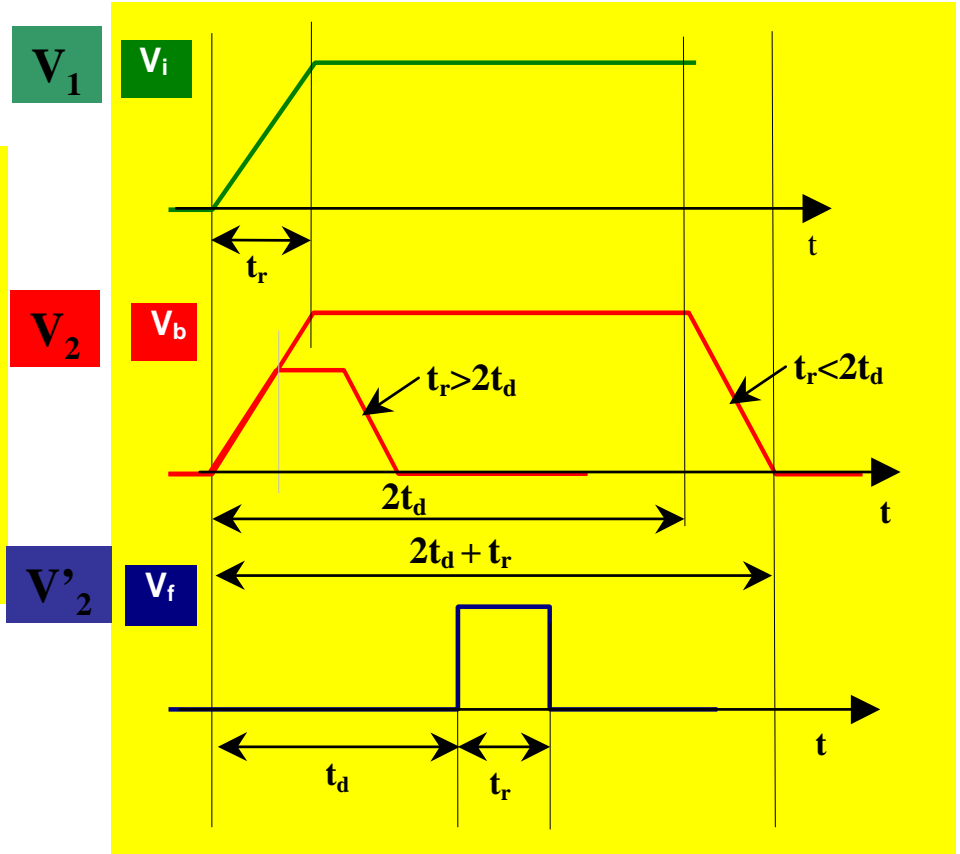
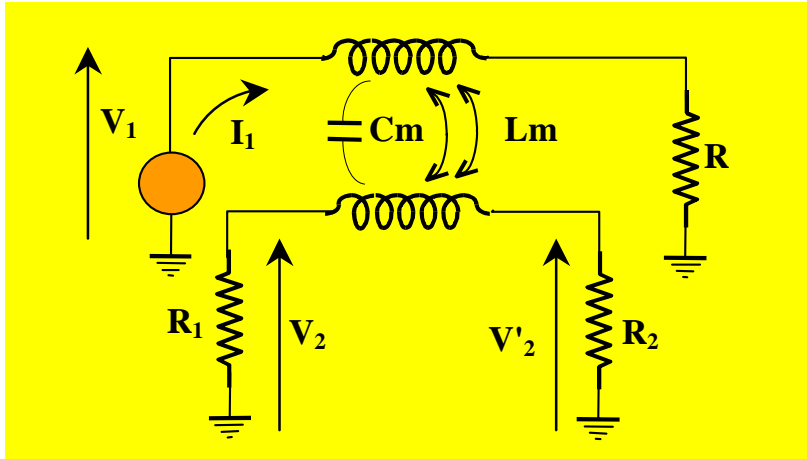
Schematic representation	Induced voltage on the passive net
 <p style="text-align: center;">Active net</p> <p style="text-align: center;">Passive net</p>	$V_2 = V_1 \frac{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{\sqrt{\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right)^2 + \frac{1}{\omega^2 C_m^2}}}$ <p style="text-align: center;">with <math>T = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_m</math>, we have <math>V_2 = V_1 \frac{T \omega}{\sqrt{1 + T^2 \omega^2}}</math></p>
<p>If the coupling capacitance is low, that is if <math>T \ll \frac{1}{\omega}</math> then, <math>V_2 \cong V_1 T \omega</math></p> <p>When resistors <math>R_1</math> and <math>R_2</math> are large or if <math>T \gg \frac{1}{\omega}</math> then <math>V_2 \cong V_1</math></p> <p style="text-align: center;"><b><u>High impedance circuits are greatly disturbed by capacitive coupling.</u></b></p>	

## DIAPHONIE INDUCTIVE

Le courant passant dans le circuit (1) crée un champ magnétique qui induit des ddp  $V_2$  et  $V'_2$  dans le circuit (2)  
 La tension induite résultante dans le circuit (2) vaut en valeur absolue  $|V_2 - V'_2|$

Schematic representation	Equations of the induced voltage
	$ V_2 - V'_2  = \omega L_m  I_1  = \omega L_m \frac{ V_1 }{R}$ $ V_2  = \frac{\omega L_m}{R} \frac{R_1}{R_1 + R_2}  V_1 $ $ V'_2  = \frac{\omega L_m}{R} \frac{R_2}{R_1 + R_2}  V_1 $
<p>If one of the resistor <math>R_1</math> or <math>R_2</math> has a very low value then the entire induced voltage concentrates on the other resistor, that is the greatest. This property allows to discriminate from capacitive and inductive coupling.</p> <p style="text-align: center;"><b><u>Reducing the loop area of the circuits reduces this coupling.</u></b></p>	

# Diaphonie mixte

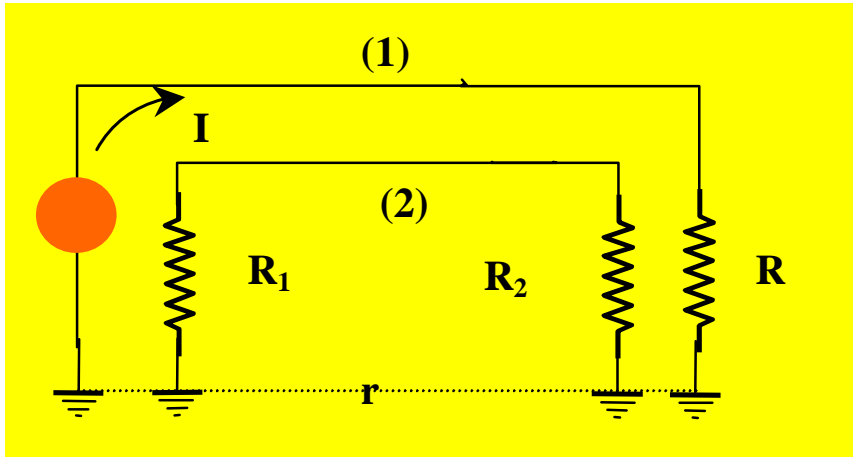


$$V_2 = \left( \frac{C_m R_1}{2} + \frac{L_m}{2R} \right) \frac{dV_1}{dt}$$

$$V'_2 = \left( \frac{C_m R_1}{2} - \frac{L_m}{2R} \right) \frac{dV_1}{dt}$$

# Couplage par masse commune

Ce couplage résulte d'une impédance non nulle du chemin de masse



$$V_{R2} = rI \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$
$$V_{R1} = rI \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

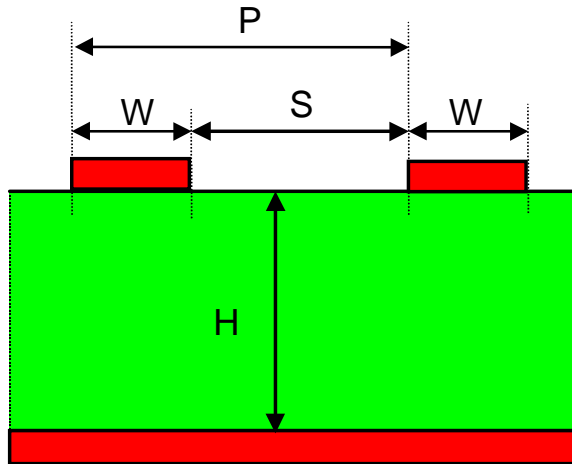
Si le circuit (2) contient des composants sensibles (mV) cet effet peut les rendre inopérant, on doit diminuer  $r$  ou  $I$

La résistance d'un plan de cuivre peut être approximé de la façon suivante :

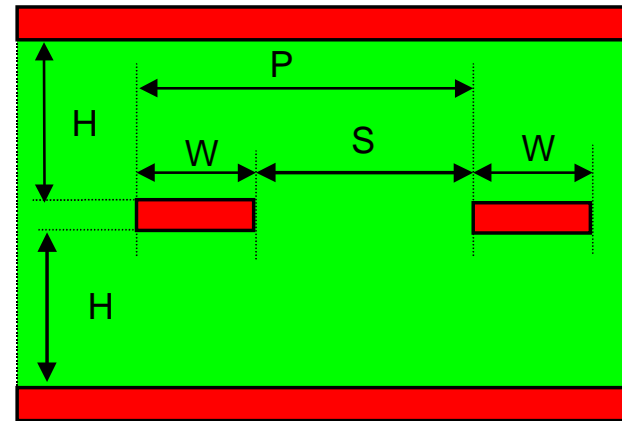
- en LF (avec  $e$  épaisseur de cuivre)  $R(m\Omega/square) = 17/e(\mu m)$
- en HF (effet de peau)  $R(m\Omega/square) = 370\sqrt{F}$

# Diaphonie avec des lignes de transmission

## Règle pratique



microstrip

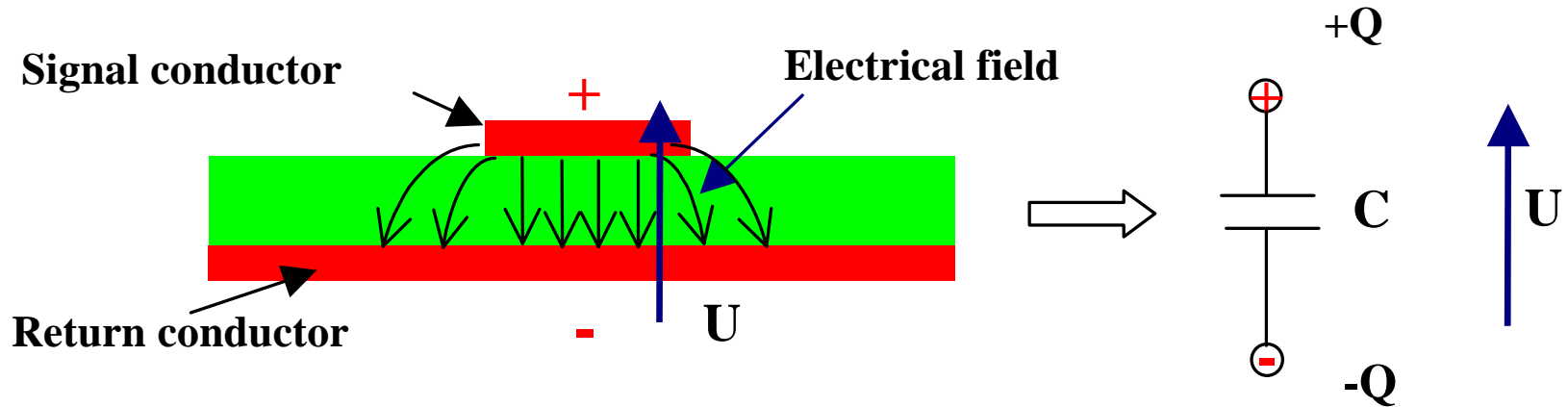


stripline

Pour minimiser la diaphonie il faut prendre  $S \geq 2 H$



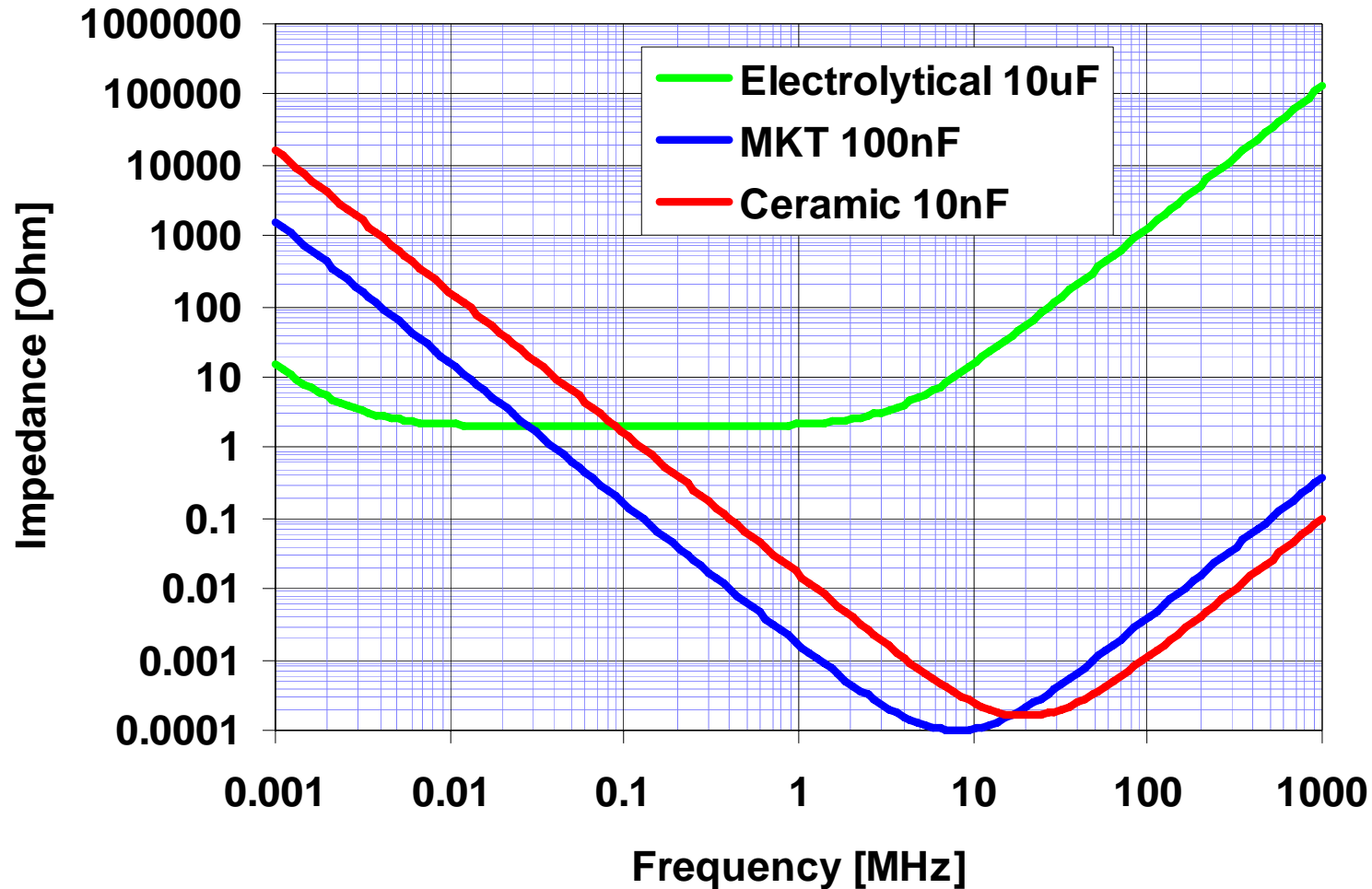
# Capacité



**Microstrip :** 
$$C = \varepsilon_r \varepsilon_0 l \left( 0,85 + 1,25 \frac{w}{h} \right)$$

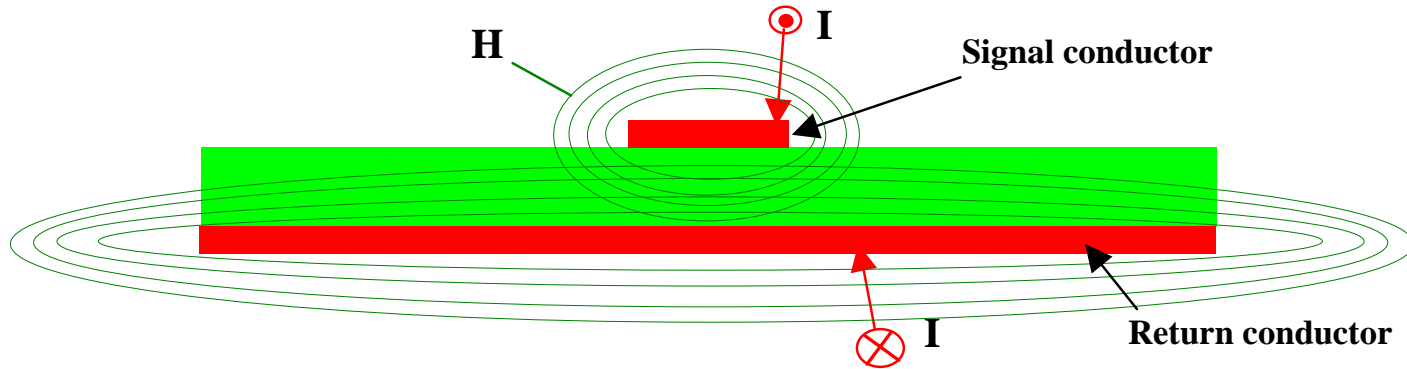
**Stripline :** 
$$C = \varepsilon_r \varepsilon_0 l \left( 4 + \frac{w}{h} \right)$$

# Impédance des capacités



**Les capacités ont un comportement inductif en haute fréquence**

# Inductance

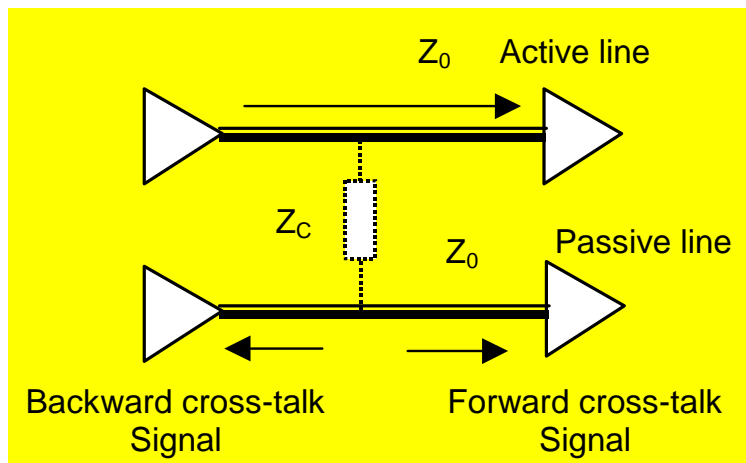


**Microstrip :** 
$$L = \frac{\mu_r \mu_0 l h}{1,25h + 2w}$$

**Stripline :** 
$$L = \frac{\mu_r \mu_0 l h}{2w + 2h}$$

# Diaphonie avec des lignes de transmission

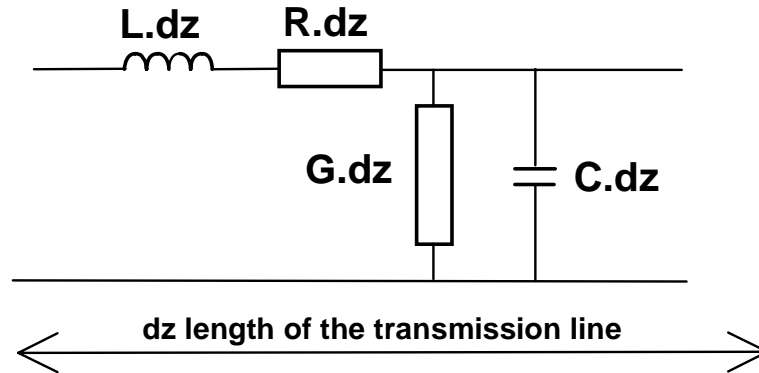
Considérons une ligne active d'impédance caractéristique  $Z_0$  dans laquelle est transmis un signal rapide. Une ligne classique voisine, également d'impédance caractéristique  $Z_0$  recevra un signal à cause de l'impédance  $Z_C$  entre les deux lignes



$$\frac{V_{passive}}{V_{active}} = \frac{1}{1 + \frac{2Z_C}{Z_0}}$$

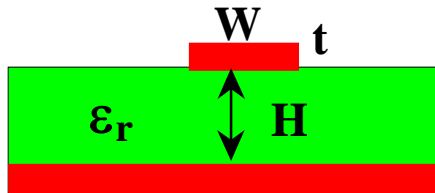
Pour diminuer cette diaphonie il faut  $Z_0 \searrow$  et / ou  $Z_C \nearrow$

# Impédance caractéristique en HF



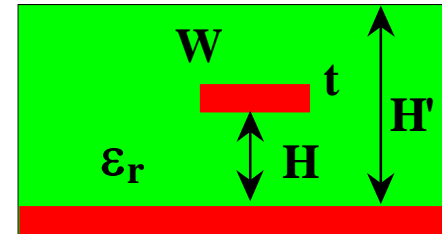
$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

# Impédance de ligne (simple ligne)



$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{(\epsilon_r + 1,41)}} \ln\left(\frac{5,98H}{0,8W + t}\right)$$

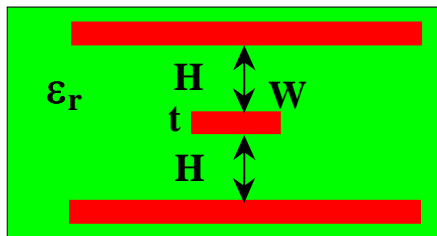
**Microstrip**



$$Z_0 = \frac{K}{\sqrt{(0,805\epsilon_r' + 2)}} \ln\left(\frac{5,98H}{0,8W + t}\right)$$

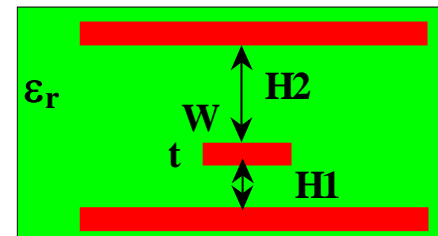
$$\epsilon_r' = \epsilon_r(1 - e^{-1,55H/H'})$$

**Microstrip enterré**



$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{8H + 4t}{0,67\pi(0,8W + t)}\right)$$

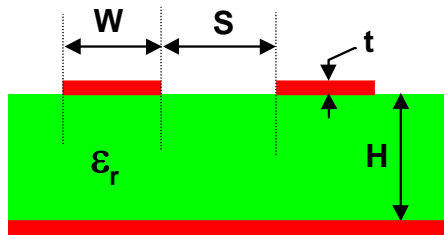
**Stipline symétrique**



$$Z_0 = \frac{80}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{1,9(2H_1 + t)}{0,8W + t}\right) \left(1 - \frac{H_1}{4H_2}\right)$$

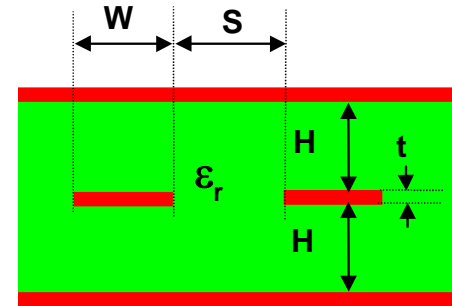
**Stipline non symétrique**

# Impédance de ligne (ligne différentielle)



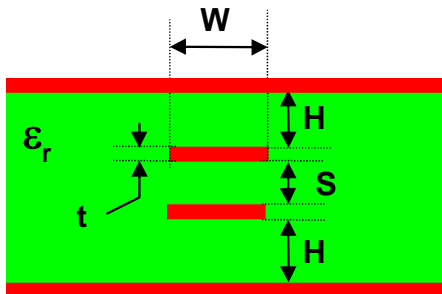
$$Z_d \approx 2Z_0 \left( 1 - 0.48e^{-0.96 \frac{S}{H}} \right)$$

**Microstrip**



$$Z_d \approx 2Z_0 \left( 1 - 0.748e^{-2.9 \frac{S}{H}} \right)$$

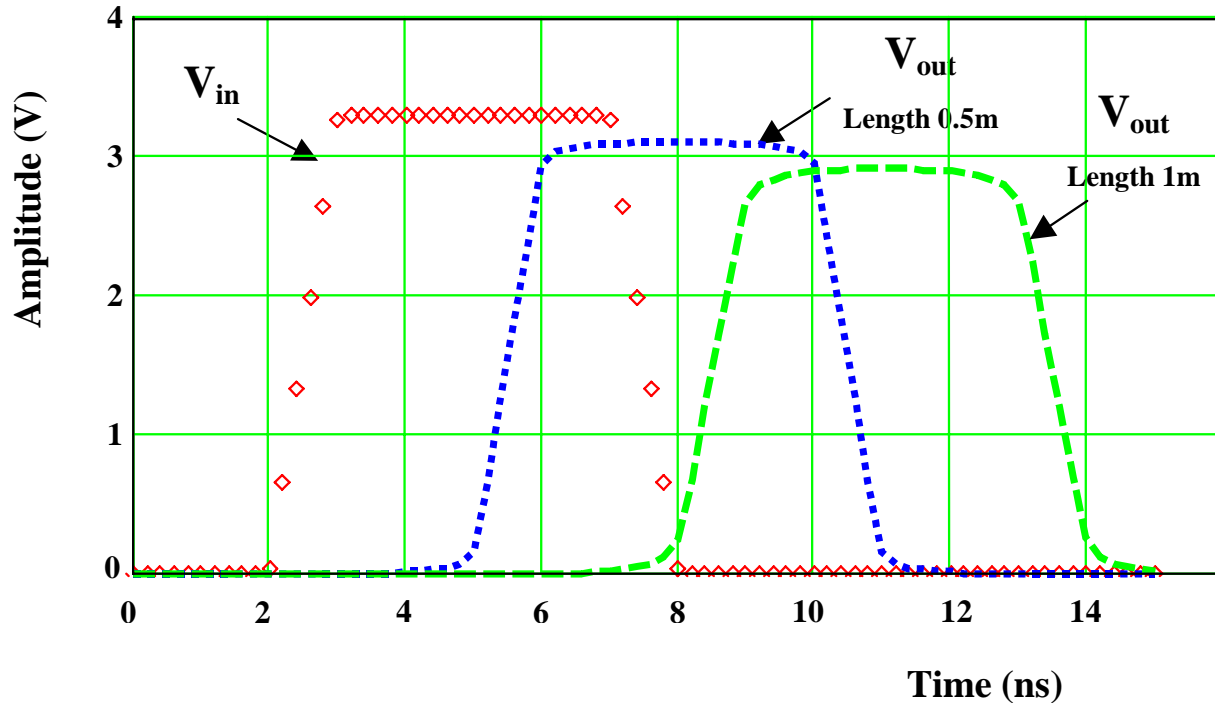
**Stipline symétrique**



$$Z_d \approx \frac{80}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left( \frac{1.9(2H + t)}{0.8W + t} \right) \left( 1 - \frac{H}{4(H + S + t)} \right)$$

**Lignes superposées**

# Influence des pertes



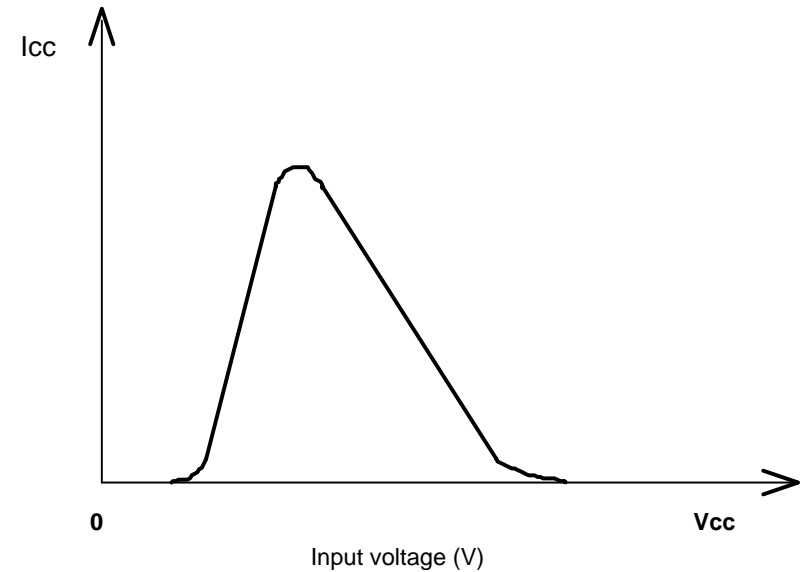
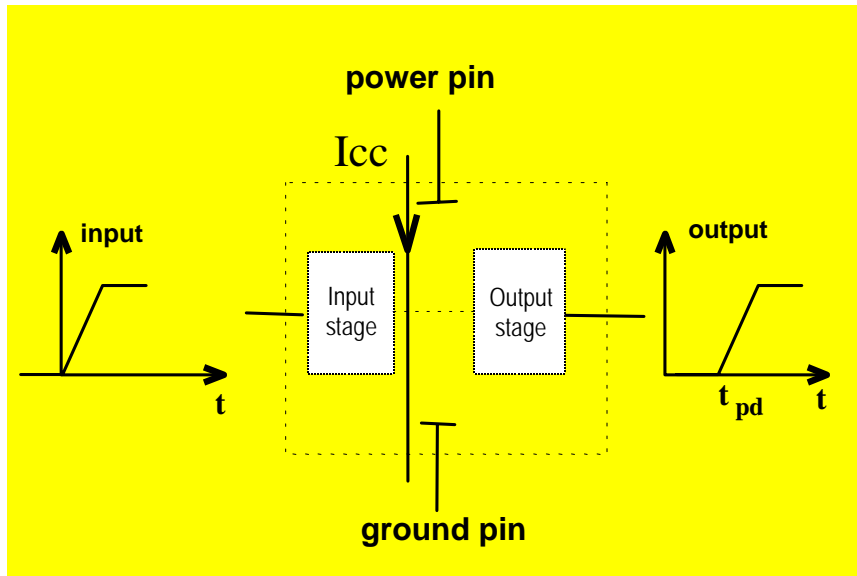
Propagation d'un pulse à travers une ligne microstrip 50 ohm

Atténuation de l'amplitude



# **Alimentation et capacité de découplage**

# Alimentation

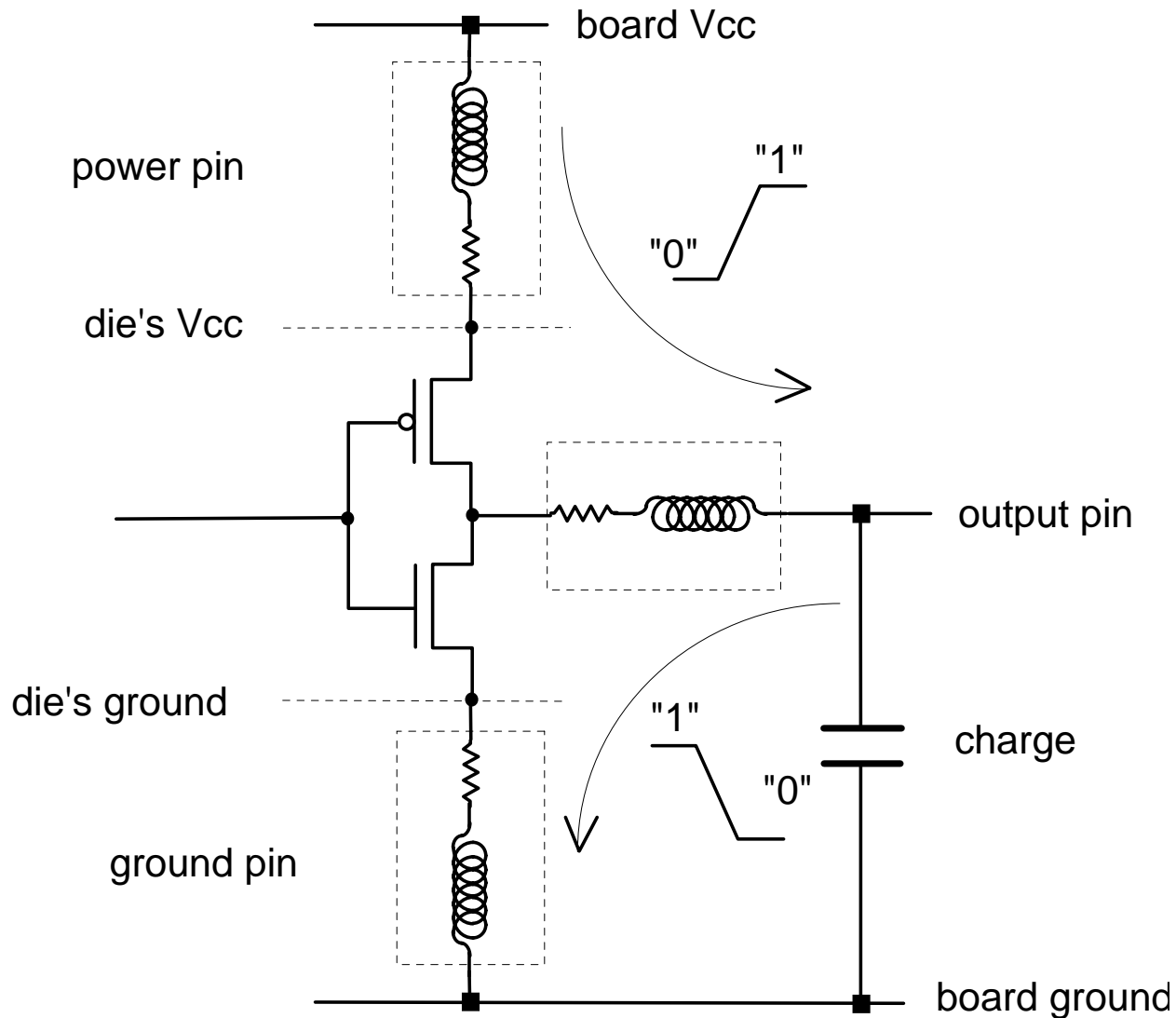


On notera le retard  $t_{pd}$  entre la commande d'entrée et la réponse en sortie

Ce retard dépend de l'inductance entre le générateur de puissance et la masse

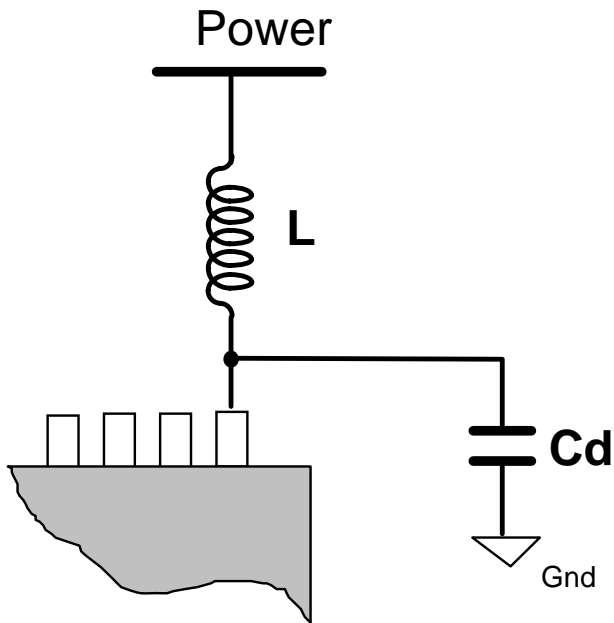
# Ground Bounce et Power Bounce

(variation de tension  $V_G$  et  $V_{cc}$ )



$$\Delta V_G = L \frac{dI}{dt}$$

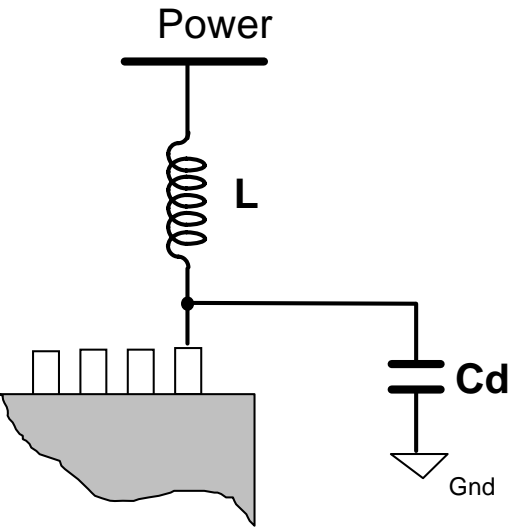
# Capacité de découplage



Les capacités de découplage sont des condensateurs réservoirs

A chaque commutation un courant se manifeste. Ce courant est bref et dépend du nombre de transistors qui commutent. La capacité de découplage fournit les charges nécessaires se qui évite la variation de tension induite par la self ( $L \frac{di}{dt}$ )

# Capacité de découplage



It is a by pass capacitor which stores charges that are released to the power line when transient supply current is needed. To calculate the value C of the capacitor we can use the following equation:

$$C = \frac{I \cdot N \cdot \Delta t}{\Delta V}$$

where,

$I$ , is the amount of current needed to switch one output from low to high

$N$ , the number of outputs simultaneously switching,

$\Delta t$ , the time required for the capacitor to charge the line,

$\Delta V$ , the drop in  $V_{cc}$  that can be tolerated.