



Institut
Mines-Télécom

Introduction à l'intégrité du signal

...ou « Adieu la magie noire »

Alexis Polti



Licence de droits d'usage



Contexte académique } sans modification

Par le téléchargement ou la consultation de ce document, l'utilisateur accepte la licence d'utilisation qui y est attachée, telle que détaillée dans les dispositions suivantes, et s'engage à la respecter intégralement.

La licence confère à l'utilisateur un droit d'usage sur le document consulté ou téléchargé, totalement ou en partie, dans les conditions définies ci-après, et à l'exclusion de toute utilisation commerciale.

Le droit d'usage défini par la licence autorise un usage dans un cadre académique, par un utilisateur donnant des cours dans un établissement d'enseignement secondaire ou supérieur et à l'exclusion expresse des formations commerciales et notamment de formation continue. Ce droit comprend :

- le droit de reproduire tout ou partie du document sur support informatique ou papier,
- le droit de diffuser tout ou partie du document à destination des élèves ou étudiants.

Aucune modification du document dans son contenu, sa forme ou sa présentation n'est autorisé.

Les mentions relatives à la source du document et/ou à son auteur doivent être conservées dans leur intégralité.

Le droit d'usage défini par la licence est personnel, non exclusif et non transmissible.

Tout autre usage que ceux prévus par la licence est soumis à autorisation préalable et expresse de l'auteur :

alexis.polti@telecom-paristech.fr

tl;dr

- 
- La fréquence des signaux est irrelevant !
 - Les pistes ne sont pas toujours des équivalentielles
 - Il faut anticiper
 - les rebonds
 - le crosstalk
 - les capacités de découplage

Plan



- **Bases**

- Répartition spectrale
- Créneaux
- Temps de propagation
- Lignes de transmission

- **Gestion des lignes**

- Adaptation
- Terminaisons
- Topologies

- **Crosstalk**

- **Distribution des alimentations**



Introduction

- **Beaucoup d'ingénieurs en électronique numérique n'imaginent pas**

- que les courants s'écoulent en suivant des boucles
- que les champs magnétiques (H) existent
- que les portes logiques sont des amplis différentiels
- que les signaux électriques sont des ondes électromagnétiques
- que la compréhension des phénomènes de SI peuvent leur servir et leur éviter beaucoup de problèmes.



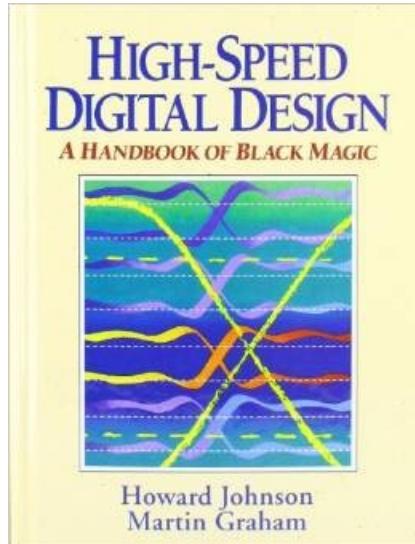
Introduction

- **Intégrité du signal :**

- discipline récente (30 ans environ), maintenant critique, mais encore trop peu maîtrisée
- principe : connaître et savoir appliquer correctement certains concepts simples du monde de l'analogique
- fait intervenir des équations complexes (équations différentielles de fonctions à plusieurs variables) : étude mathématique formelle complexe et souvent inutile
- deux approches principales :
 - qualitative : estimations / approximations / ordre de grandeur des phénomènes
 - quantitative : simulations / mesures

Introduction

- En pratique : ensemble de technique
 - assurant que les signaux transmis sont bien reçus correctement
 - assurant que les signaux n'interfèrent pas les uns avec les autres
 - assurant qu'aucun signal de détériorera un composant
 - assurant qu'un signal ne polluera pas le spectre électro-magnétique
- Bibles :



ISBN : 9780133957242

ISBN : 013084408X

Où en est-on ?



● **Bases**

- Spectre des signaux numériques
- Créneaux, temps de montée
- Comportement des conducteurs



Principe de base

- Augmentation des fréquences de fonctionnement des circuits numériques :
 - augmentation des effets parasitiques (inductances, capacités, ...)
 - les conducteurs ne se comportent plus comme des équipotentielles, mais comme des filtres
- L'influence des filtres dépend de la fréquence des signaux transmis
 - il faut connaître la répartition spectrale de chaque signal
 - numérique : signaux le plus souvent rectangulaires (créneaux)

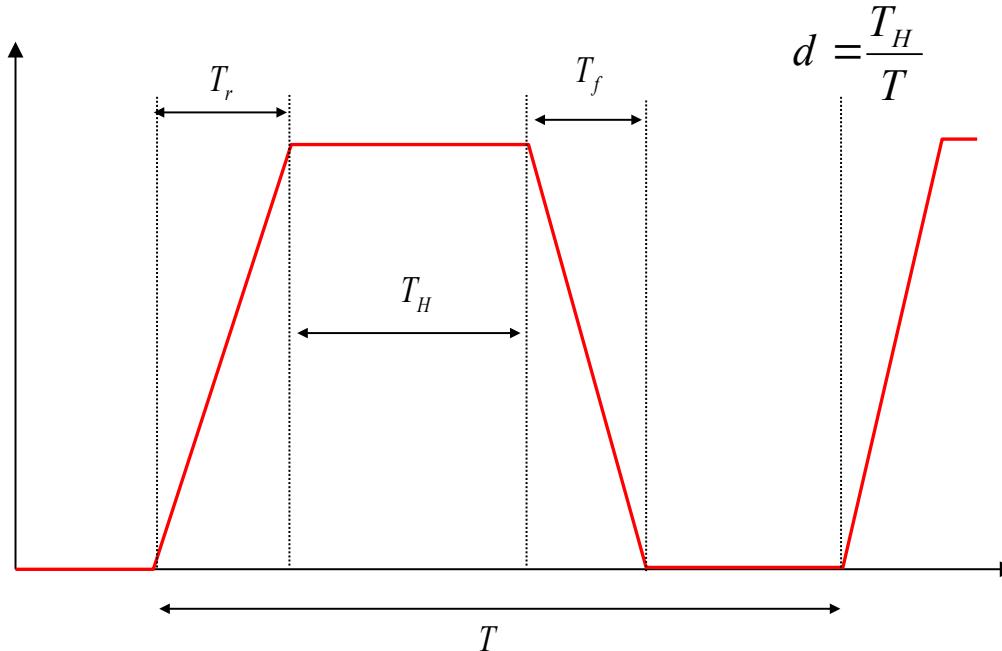


Principe de base

- On va voir :
 - la répartition spectrale (fréquentielle) des créneaux ne dépend pas de leur fréquence, mais de la raideur des fronts
 - ce qu'est la « raideur » d'un front, comment elle se dégrade, comment la mesurer

Spectre des signaux numériques

• Signal trapézoïdal



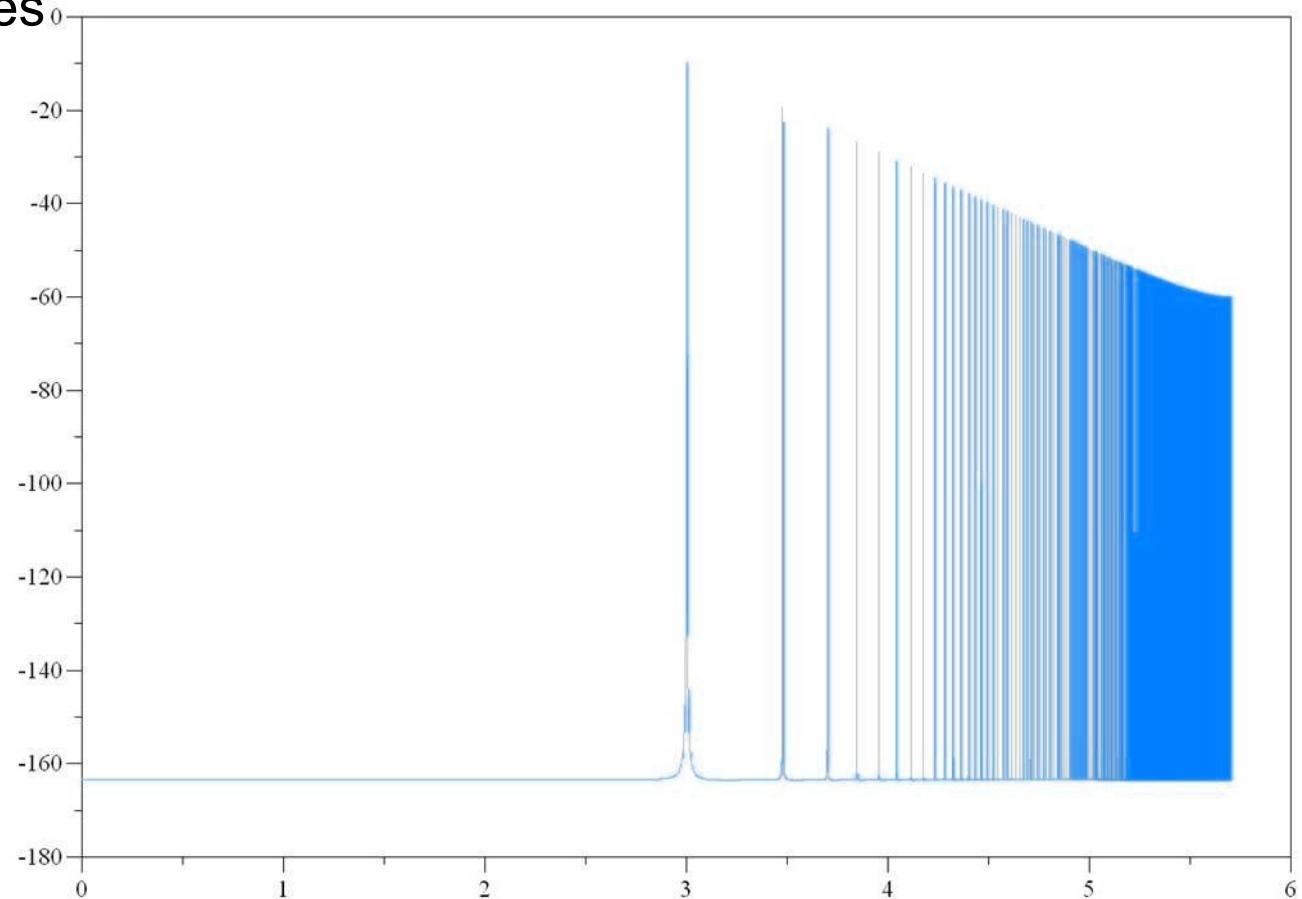
$$d = \frac{T_H}{T}$$

- quelle est sa répartition spectrale ?

Spectre des signaux numériques

Signal carré périodique

- spectre discret
- décroissance des harmoniques de -20dB/décade
- harmoniques paires nulles

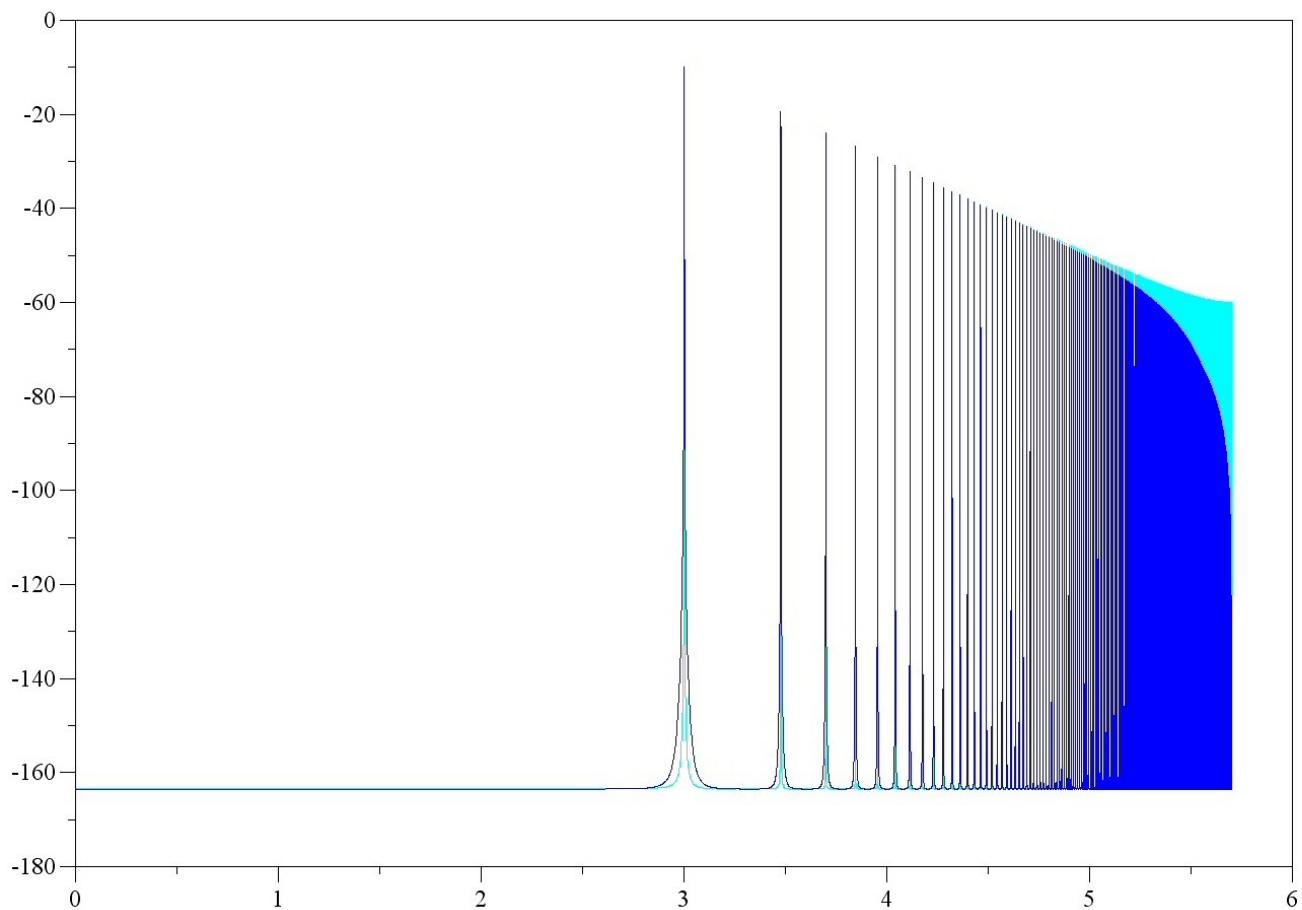




Spectre des signaux numériques

- Signal trapézoïdal périodique

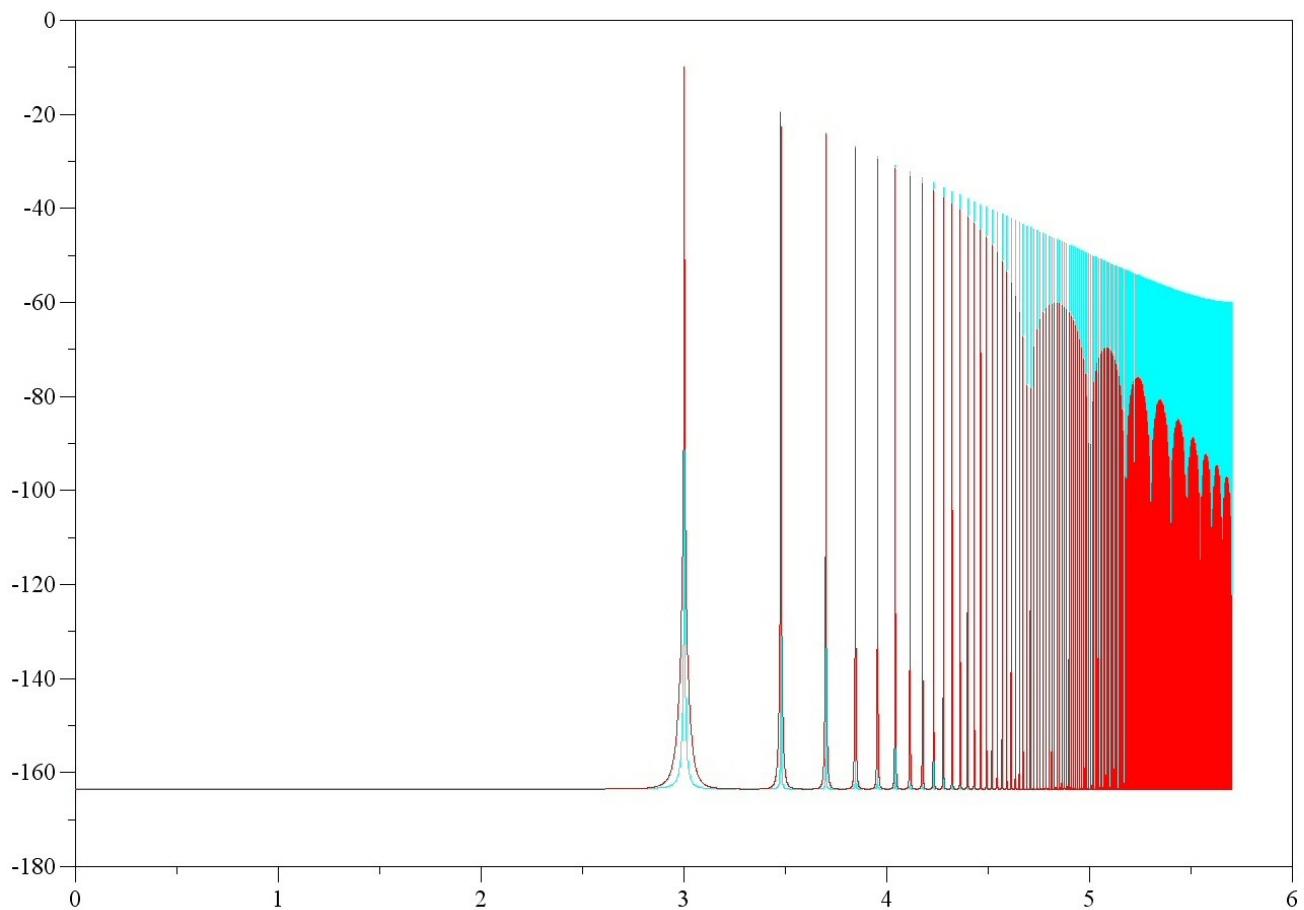
- $d = 50\%$
- $T_r = T_f = 0.2\% * T$



Spectre des signaux numériques

Signal trapézoïdal périodique

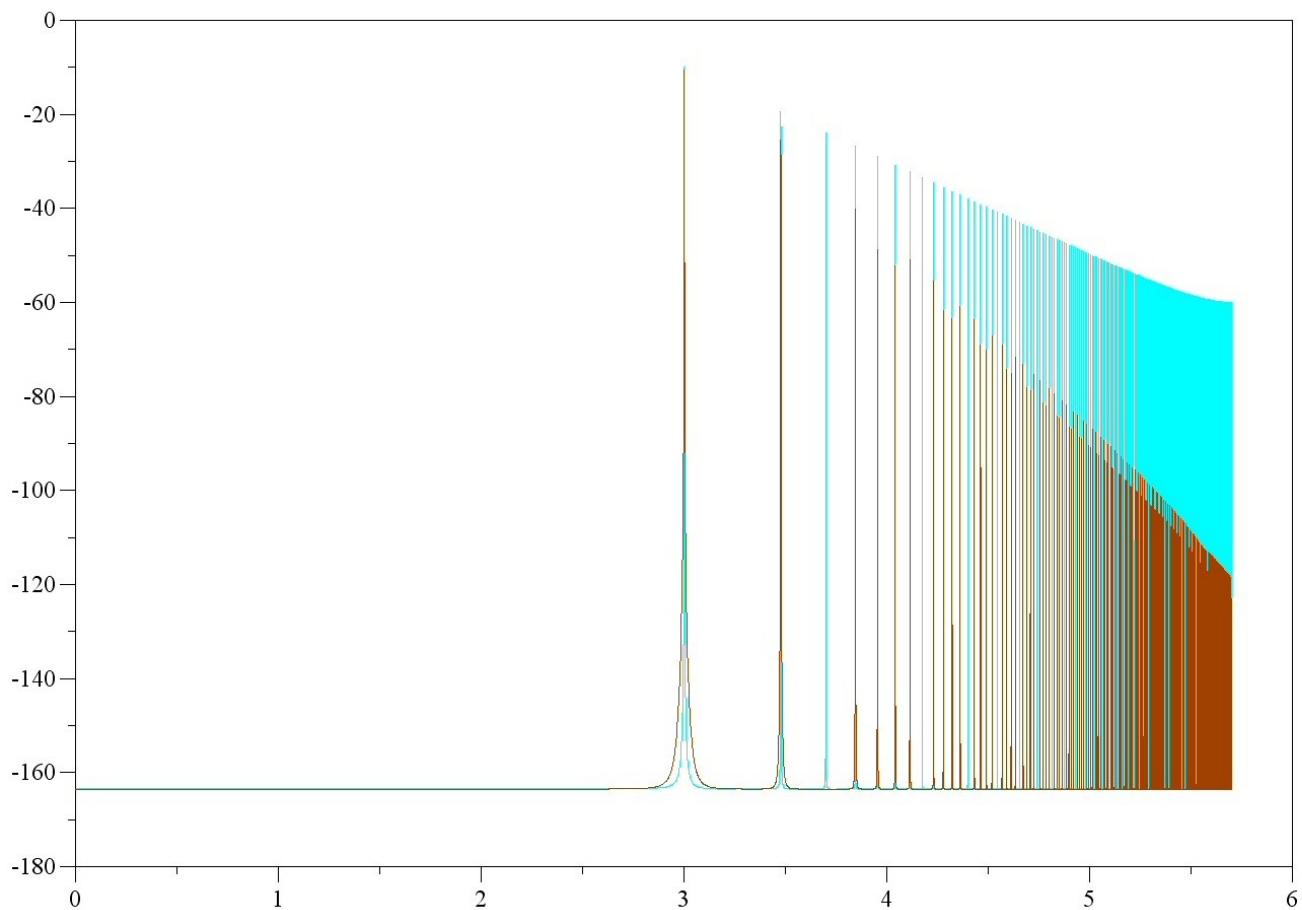
- $d = 50\%$
- $T_r = T_f = 2\% \cdot T$



Spectre des signaux numériques

Signal trapézoïdal périodique

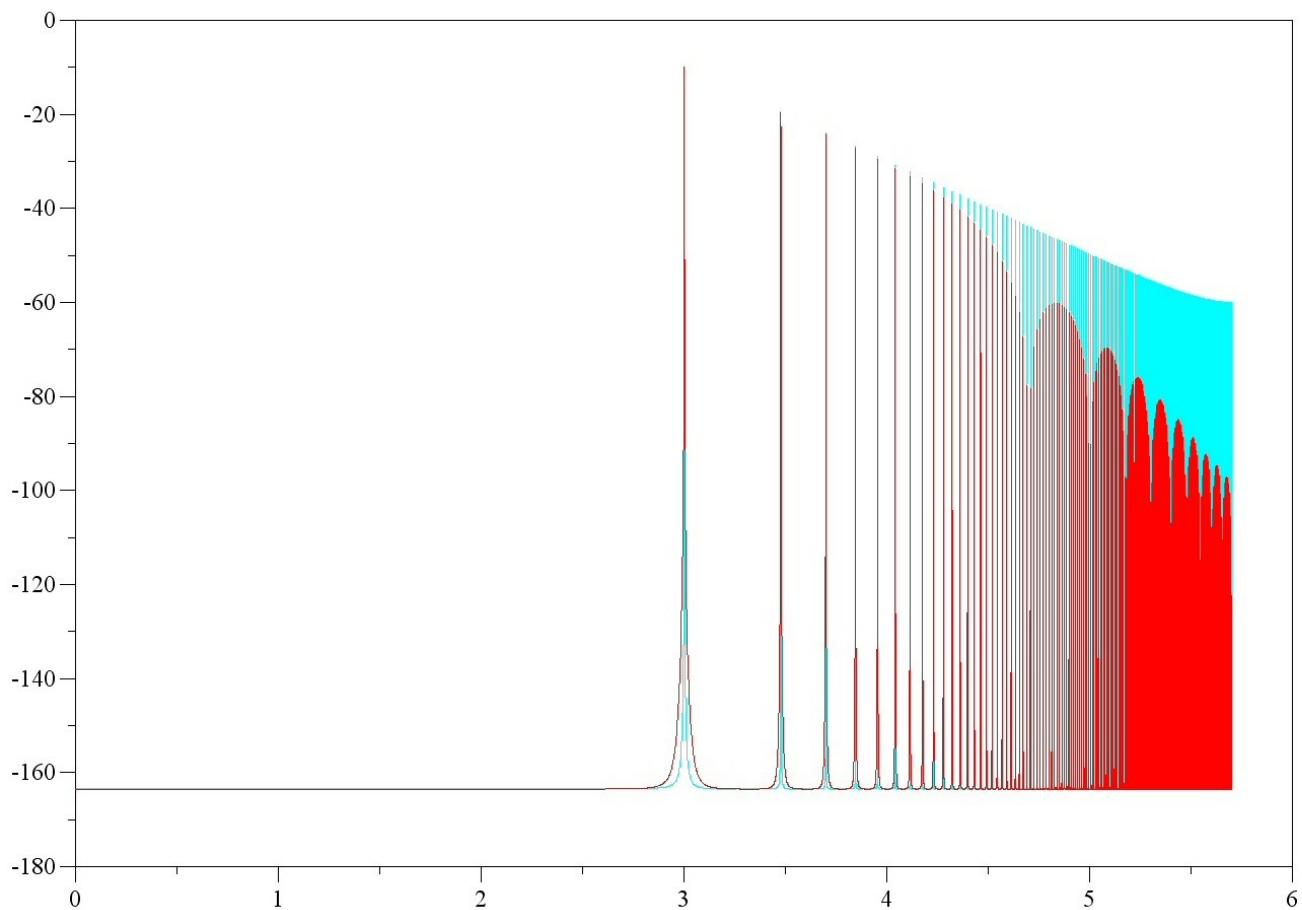
- $d = 50\%$
- $T_r = T_f = 20\% * T$



Spectre des signaux numériques

Signal trapézoïdal périodique

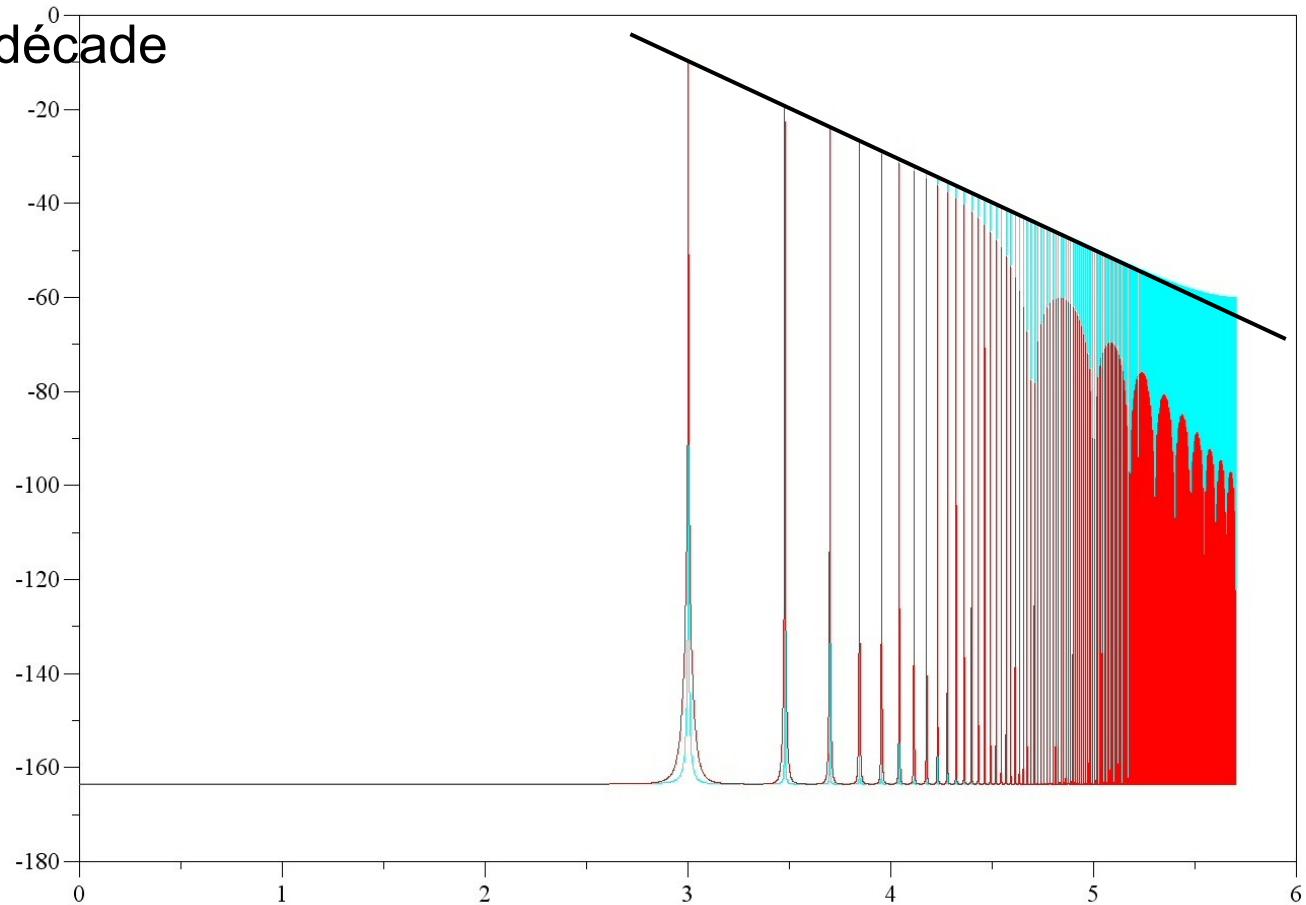
- $d = 50\%$
- $T_r = T_f = 2\% \cdot T$



Spectre des signaux numériques

Signal trapézoïdal périodique

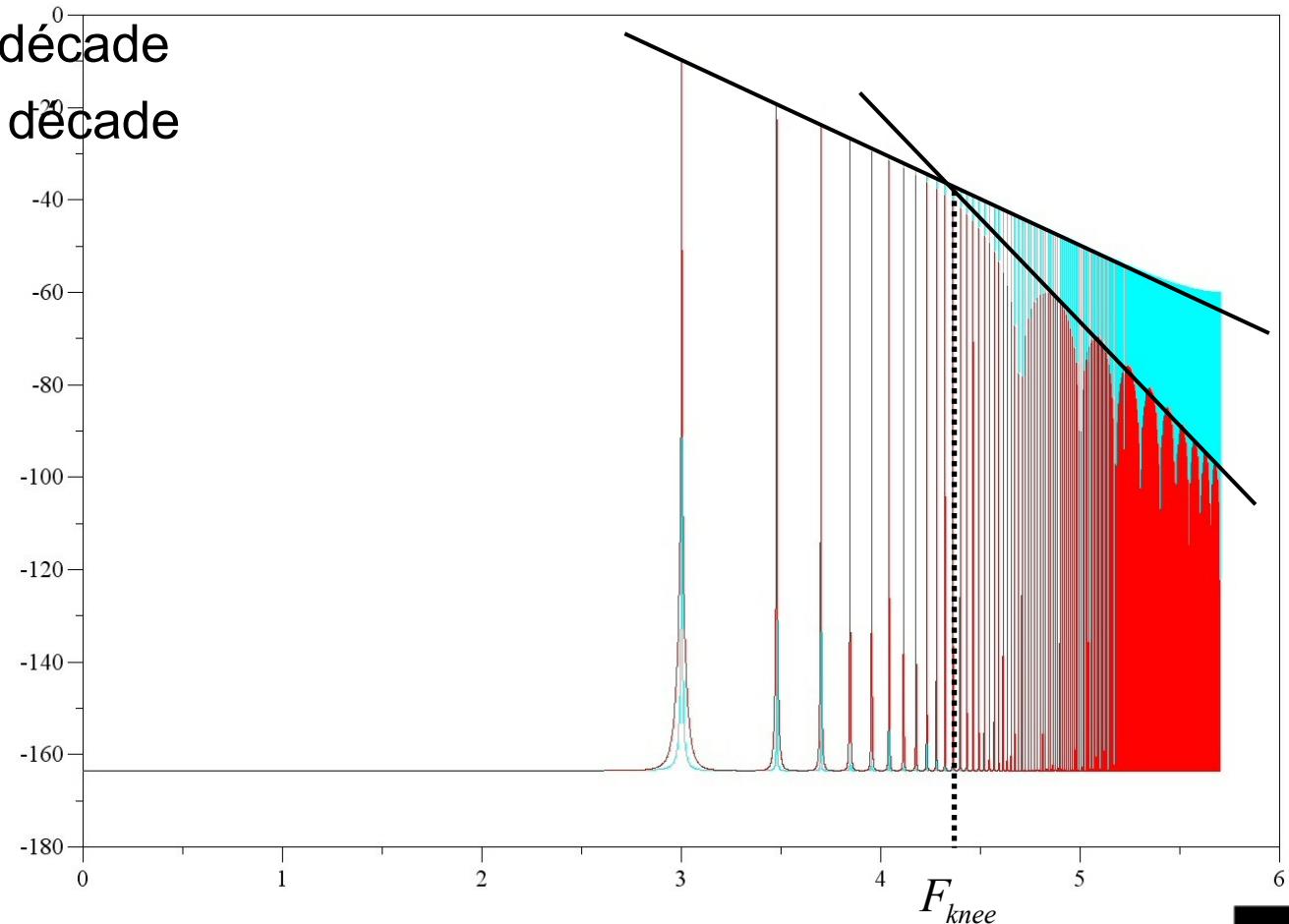
- $d = 50\%$
- $T_r = T_f = 2\% \cdot T$
- jusqu'à F_{knee} , $-20\text{dB} / \text{décade}$



Spectre des signaux numériques

Signal trapézoïdal périodique

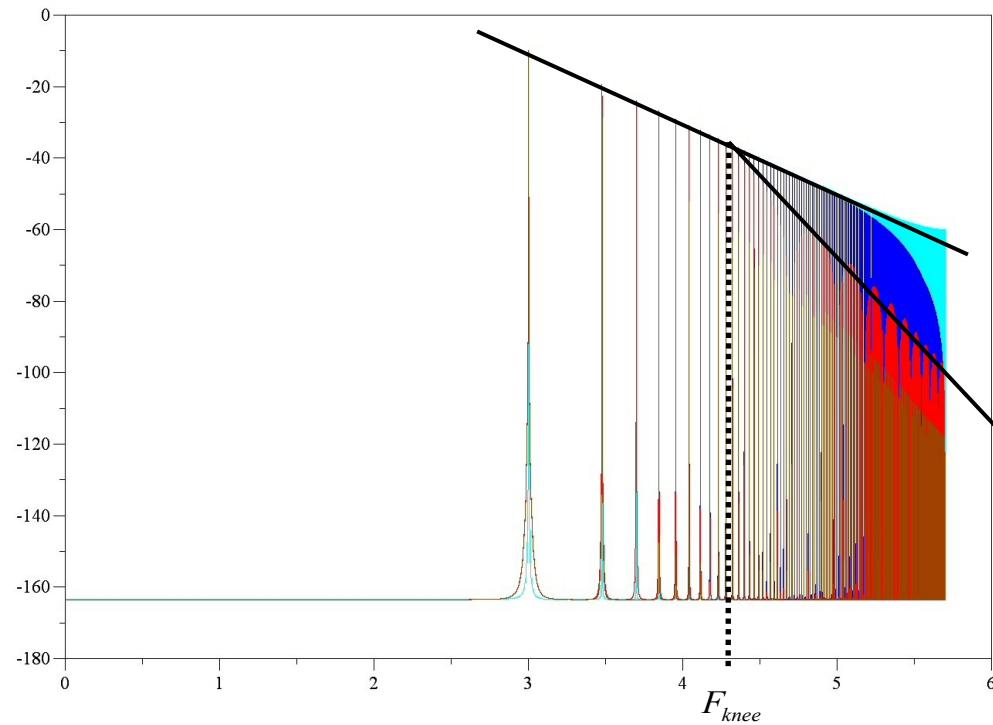
- $d = 50\%$
- $T_r = T_f = 2\% \cdot T$
- jusqu'à F_{knee} , $-20\text{dB} / \text{décade}$
- après F_{knee} , $> -20\text{dB} / \text{décade}$



Spectre des signaux numériques

Signal trapézoïdal

- jusqu'à F_{knee} décroissance des harmonique de -20dB/décade
- après F_{knee} décroissance des harmonique avec une pente > -20dB/décade

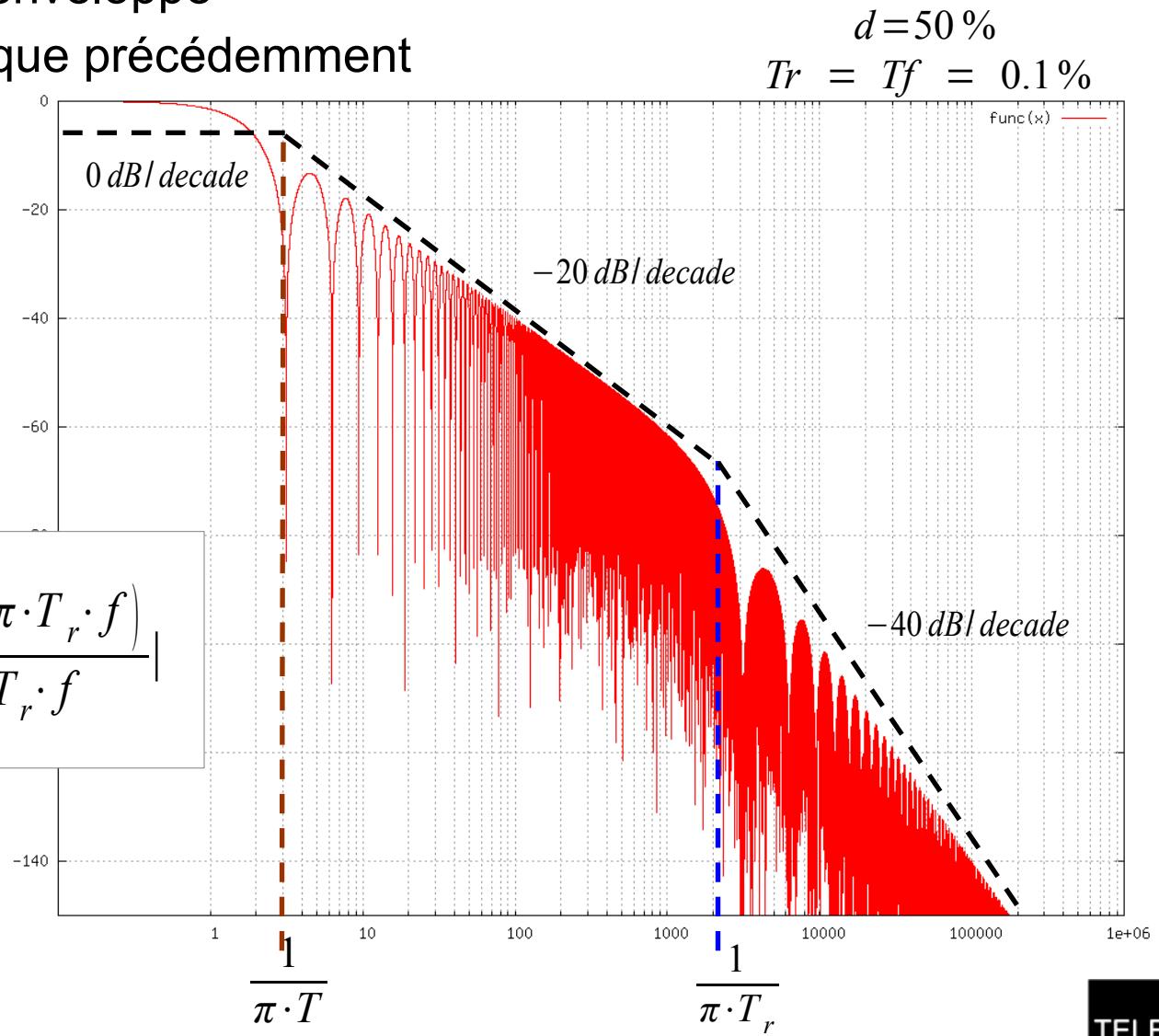


Spectre des signaux numériques

● Précision

- signal pseudo-aléatoire : enveloppe
- suit les mêmes principes que précédemment

$$\text{env}(f) \approx H(0) \cdot \left| \frac{\sin(\pi \cdot T \cdot f)}{T \cdot f} \right| \cdot \left| \frac{\sin(\pi \cdot T_r \cdot f)}{T_r \cdot f} \right|$$





Spectre des signaux numériques

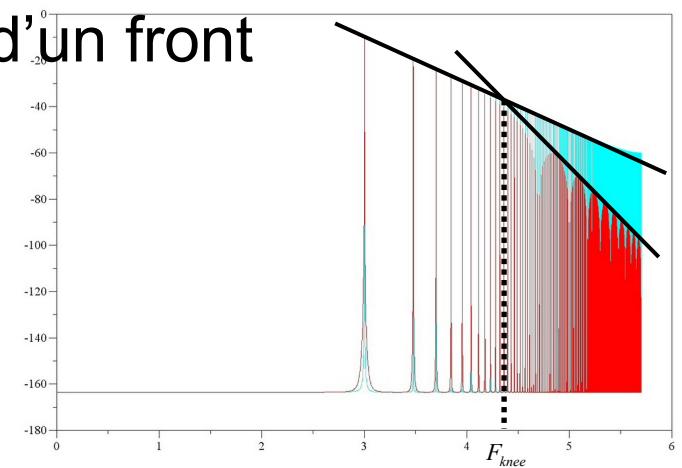
- Conclusion :

- En F_{knee} , l'amplitude spectrale du signal est 6.8dB en dessous de la pente naturelle de -20dB/décade
- F_{knee}
 - n'est fonction que de T_r et T_f
 - pas de la fréquence du signal
- $F_{knee} \approx \frac{0.5}{T_r}$
- Au dessus de F_{knee} , l'énergie du signal est négligeable
- La confusion entre augmentation de fréquence et augmentation de raideur des fronts vient du fait que $F_{\text{knee}} > F$

Spectre des signaux numériques

- **On retiendra :**

- la majeure partie de l'énergie d'un signal numérique se concentre en dessous de F_{knee}
- le comportement d'un système numérique peut n'être étudié que jusqu'à F_{knee}
 - en $f = 0$: comportement vis-à-vis des composantes continues
 - en $f = F_{knee}$: comportement vis-à-vis d'un front
- $F_{knee} \approx \frac{0.5}{T_r}$
- Facteur clef : raideur des fronts !





Spectre des signaux numériques

- **Mini-quizz :**

- un signal numérique à 1 MBit/s ayant un temps de montée de 100ns passe à travers un canal de transmission de 2.5 MHz de bande passante. Quel est l'effet du canal de transmission sur le signal ?
 - négligeable
 - significatif
 - dévastateur



Créneaux réels

- **Problème :**

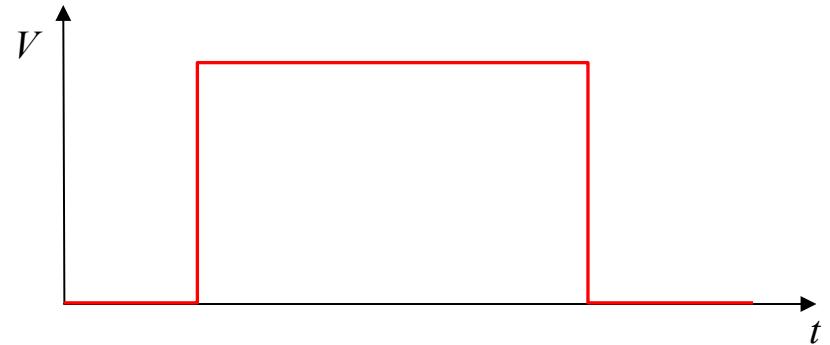
- le temps de montée / descente a été défini pour un signal trapézoïdal parfait.
 - comment le définir pour un créneau réel ?
 - comment le mesurer ?
 - que devient F_{knee} pour un créneau réel ?

- **On va voir :**

- définition du temps de montée / descente d'un créneau
- définition du temps de montée / descente d'un système
- la définition de F_{knee} reste valable pour tous types de créneaux
- comment mesurer un temps de montée

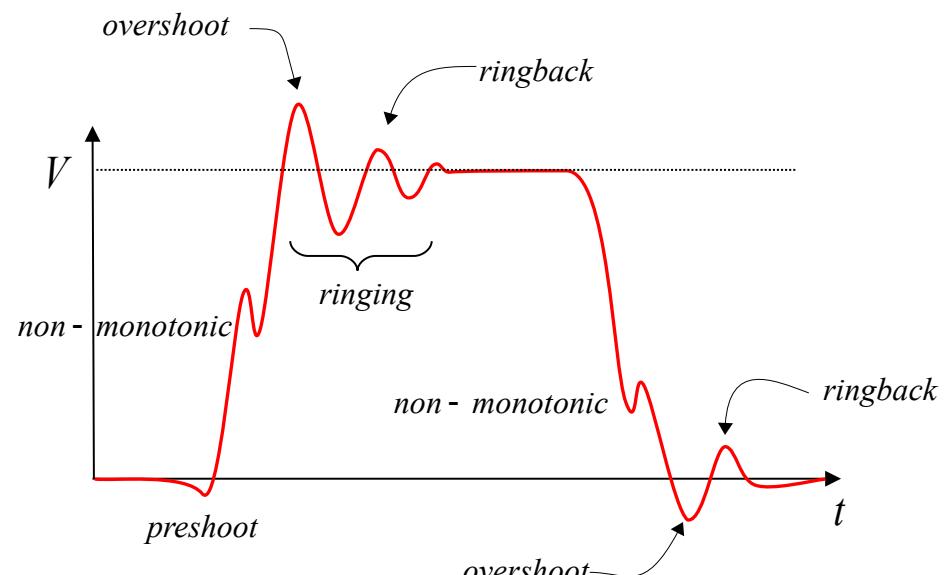
Créneaux réels

• Créneau parfait



• Créneau réel

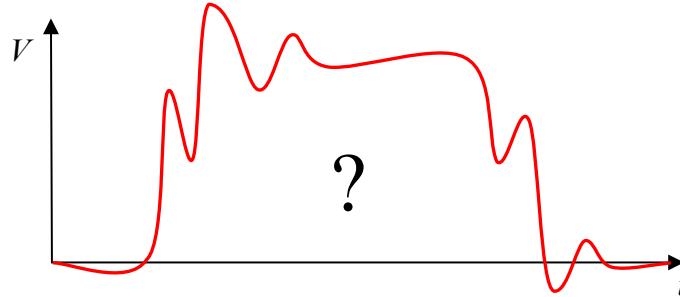
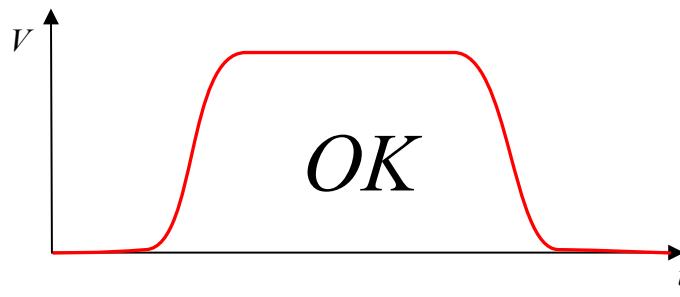
- overshoot : crête de valeur absolue supérieure à la valeur finale
- undershoot / ringback : crête, postérieure à l'overshoot, de valeur absolue inférieure à la valeur finale
- ringing : succession d'overshoot et undershoot
- front non monotone
- preshoot



Créneaux réels

- Temps de montée / descente d'un créneau

- comment le définir ?

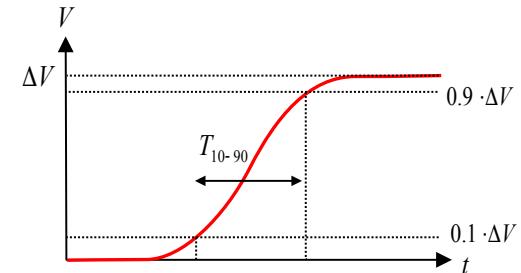


- défini pour une forme de signal en créneau (step)
- plusieurs définitions

Créneaux réels

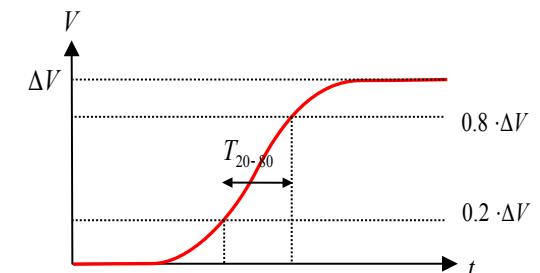
- $T_{r_{10\%-90\%}}$

- temps que met le signal pour passer de 10% à 90% de sa valeur finale
- définition la plus répandue
- facile à mesurer
- sensible au bruit (overshoot, ...), au comportement asymptotique



- $T_{r_{20\%-80\%}}$

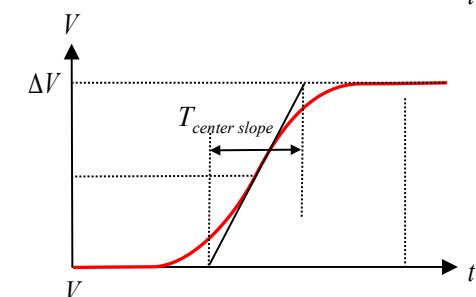
- temps que met le signal pour passer de 20% à 80% de sa valeur finale
- facile à mesurer
- sensible au bruit (overshoot, ...), au comportement asymptotique



- Pente à 50%

- moins sensible au comportement asymptotique / ringing
- peu pratique à mesurer

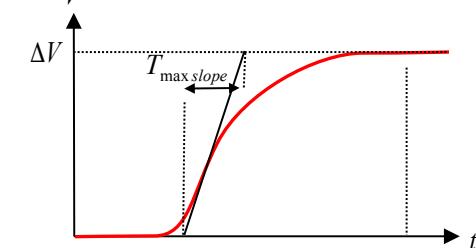
$$T_{center\ slope} = \frac{\Delta V}{dV/dt(50\%)}$$



- Pente maximale

- moins sensible au comportement asymptotique / ringing
- pratique pour évaluer les effets de couplage (crosstalk)
- peu pratique à mesurer

$$T_{max\ slope} = \frac{\Delta V}{\max(dV/dt)}$$



Créneaux réels

- Équivalence des définitions

- toutes ces définitions de temps de montée sont, en pratique, équivalentes (presque proportionnelles)
- facteurs de proportionnalité :

Impulsion	T_σ	T_{10-90}	T_{20-80}	$T_{center\ slope}$	$T_{max\ slope}$	F_{3dB}	F_{RMS}
<i>simple pôle, $\tau = 0.399$</i>	1.00	0.877	0.553	0.798	0.399	0.399	0.626
<i>double pôle, $\tau = 0.282$</i>	1.00	0.947	0.612	0.900	0.767	0.363	0.443
<i>gaussien, $\tau = 0.281$</i>	1.00	1.02	0.672	1.00	1.00	0.332	0.354

Créneaux réels

- Temps de montée d'un système
 - définition : le temps de montée d'un système linéaire est le temps de montée du signal de sortie de ce système quand on lui applique un créneau parfait à son entrée.
 - à ne pas confondre avec temps de propagation...
 - toutes les définitions précédemment vues s'appliquent.
- bande passante d'un système
 - certains systèmes sont définis par leur bande passante ($F_{3\text{dB}}$ ou F_{RMS})
 - ces fréquences sont à peu près inversement proportionnelles au temps de montée du système.



Créneaux réels

- Systèmes cascadés

- pour un système composé de plusieurs systèmes linéaires cascadés :

$$T_{r\ total} = \sqrt{{T_r}^1{}^2 + {T_r}^2{}^2 + \dots + {T_r}^n{}^2} = \sqrt{\sum {{T_r}^i}^2}$$

- équation valable (au sens strict) seulement pour la définition « déviation standard » des temps de montée
 - pour d'autre types de définitions, en pratique, elle reste suffisamment vraie...
 - elle est fausse pour des systèmes non linéaires (amplificateurs, portes logiques, etc...)



Créneaux réels

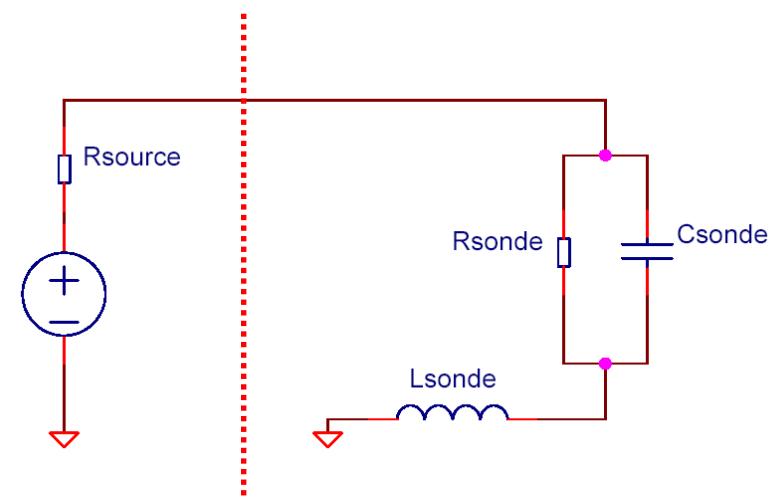
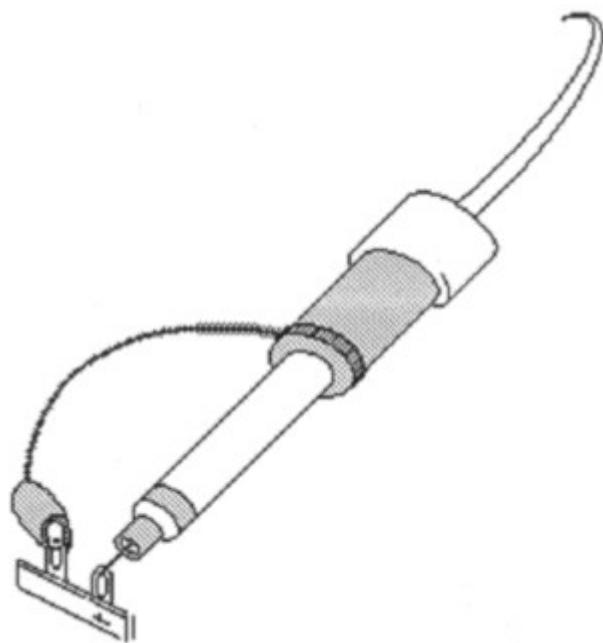
- Exemple :

- on observe des créneaux de temps de montée 1ns et 2ns avec un oscilloscope de 300 MHz de bande passante (-3dB)
- qu'observe-t-on ? (on fait, pour l'instant, abstraction de la sonde)
- au mieux $0.332/300\text{MHz} = 1.1\text{ns}$
- on observe donc au mieux :
 - 1ns : 1.48 ns
 - 2ns : 2.3 ns

Créneaux réels

• Sondes

- la sonde est un élément crucial de la mesure
- parasites :
 - résistance
 - capacité
 - inductance



Créneaux réels

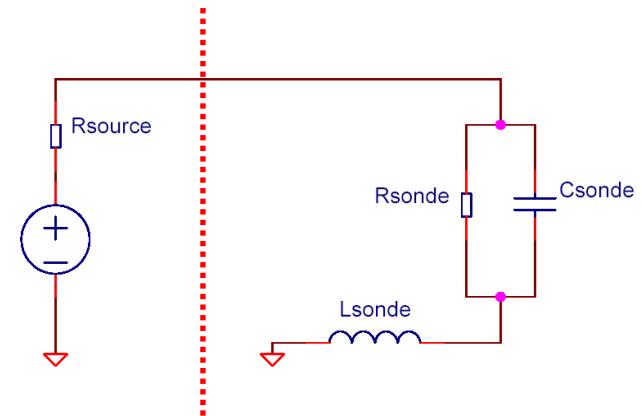
- Charge résistive

- $$V_{mesuré} = V_{réel} \cdot \frac{R_{source}}{R_{source} + R_{sonde}}$$

- généralement pas un problème...

- Exemple : source 1MΩ

- Rsonde = 10MΩ, erreur = ?
- Rsonde = 1MΩ, erreur = ?



Créneaux réels

Charge inductive

- la connexion de masse possède souvent une inductance propre très grande, qui n'est pas comprise dans la bande passante spécifiée par le constructeur !
- fil libre : prendre à la louche $L=10\text{nH/cm}$

$$F_{3dB} = \frac{0.338}{Tr}$$

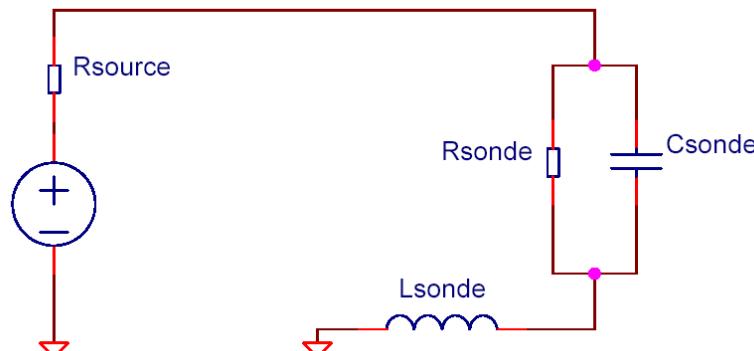
$$F_{RMS} = \frac{0.361}{Tr}$$

$$Tr_{mesuré} = \sqrt{Tr_{sonde\ inductif}^2 + Tr^2}$$

$$Tr_{LC} \approx 3.4 \cdot \sqrt{L_{sonde} C_{sonde}}$$

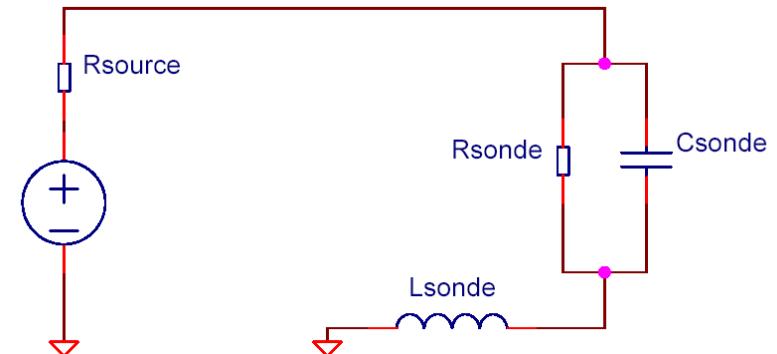
$$f \approx \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{sonde} C_{sonde}}}$$

$$Q \approx \frac{\sqrt{L_{sonde} / C_{sonde}}}{R_{source}}$$



Créneaux réels

- Charge inductive : exemple
 - sonde
 - 500MHz (3dB)
 - 10pF
 - fil de masse : 2cm x 8cm x 0.5mm
 - source = 25Ω

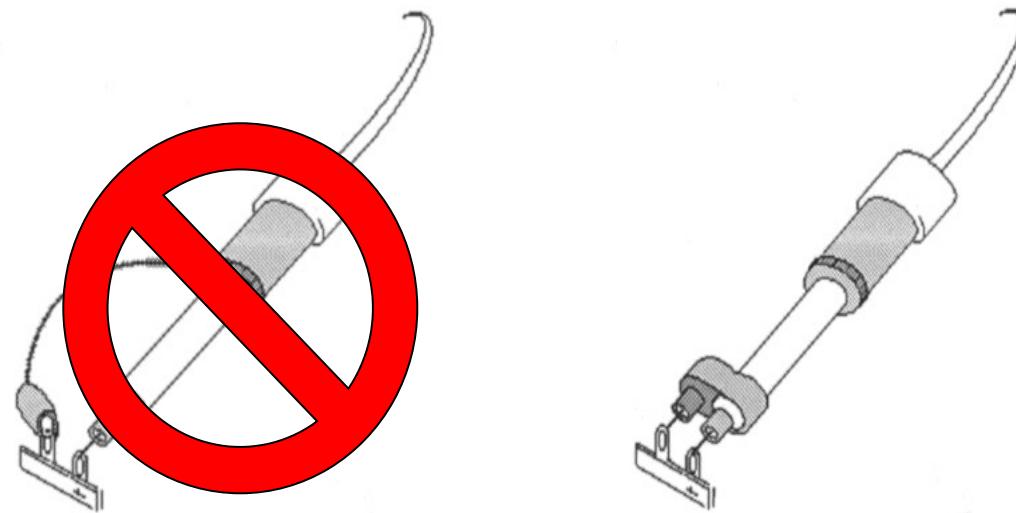


- $L=186nH$

- temps de montée réel de la sonde = ?
- bande passante réelle de la sonde = ?
- facteur Q de résonance = ?

Créneaux réels

- En pratique, comment fait-on ?
 - limiter la longueur du fil de masse
 - utiliser des pointes adaptées au problème
 - connecteurs SMA
 - connecteurs bord de carte
 - sondes adaptées, actives, ...





Créneaux réels

- **On retiendra**

- Les sondes ont trois influences

- résistive
 - capacitive
 - inductive

- Lors de la mesure d'un temps de montée, retrancher l'effet

- du temps de montée de la sonde
 - du temps de montée de l'oscilloscope
 - du temps de montée de tout autre dispositif utilisé

$$T_{r\text{mesuré}} = \sqrt{T_r^2 + T_{r\text{sonde}}^2 + T_{r\text{oscillo}}^2}$$

- Prendre une sonde adaptée

- en type de connecteur
 - en impédance à la fréquence considérée



Conducteurs

Conducteurs

- Aux fréquences qui nous intéressent
 - les conducteurs ne sont plus parfaits
 - les isolants non plus
- Besoin de modèles plus précis, qu'on sélectionnera en fonction de la fréquence
- Principaux effets:
 - résistance
 - inductance
 - capacité
 - effet de peau
 - effet de rugosité
 - effet de proximité
 - pertes diélectriques
 - guide d'onde



Conducteurs

- Résistance DC

- tout conducteur a une résistance linéique non nulle (DC)

$$R_{DC} = \frac{k_a \cdot \rho}{a} \quad \text{avec: } 1 \leq k_a \leq 2$$

en Ω/m

- tout isolant a une résistance linéique non infinie (DC)

$$R_{DC} = \frac{k_a}{\sigma \cdot a} \quad \text{avec: } 1 \leq k_a \leq 2$$

en Ω/m

- k_a prend en compte la résistance du chemin de retour :
 - plan parfait : $k_a = 1$
 - paire différentielle, paire torsadée : $k_a = 2$



Conducteurs

- Capacité / Inductance

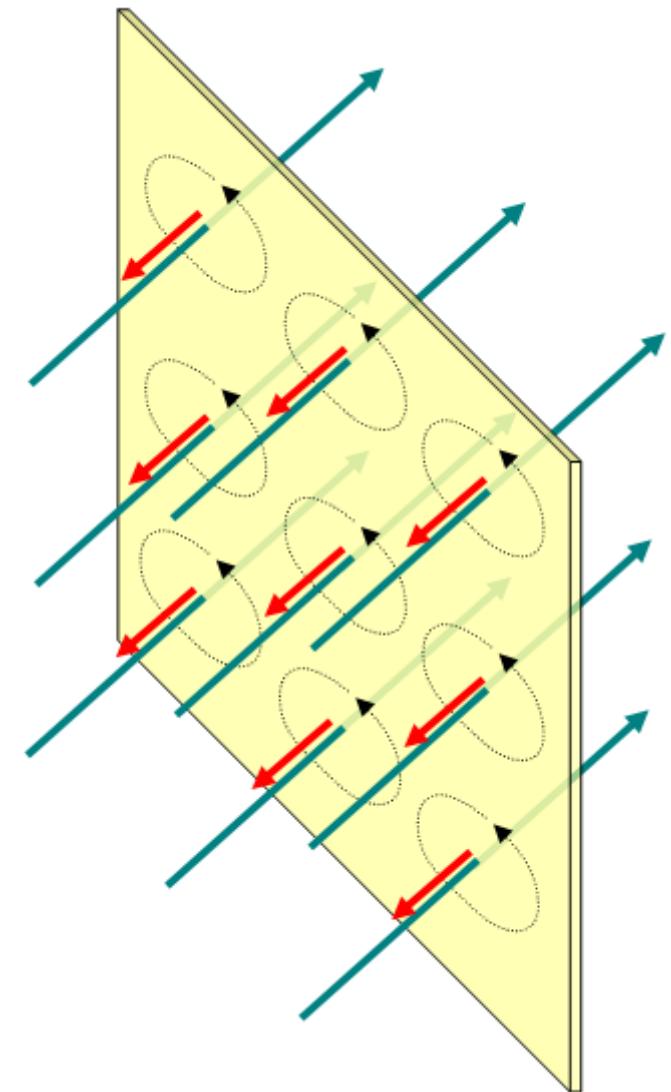
- de même, tout conducteur a une capacité répartie
- pour les pistes, on parlera de capacité linéique C
- sera étudiée en détail plus tard

- ...et tout conducteur a une inductance propre
- même s'il n'est pas bobiné !
- on parlera d'inductance linéique L
- sera aussi étudiée en détail dans les sections suivantes

Conducteurs

• Effet de peau

- un champ magnétique perpendiculaire à un conducteur fin induit des courants circulaires
- qui induisent à leur tour un champ magnétique opposé, dont l'intensité dépend de la conductivité du conducteur
- le champ magnétique transmis est donc réduit
- pour un conducteur épais, chaque tranche atténue d'un facteur fixe le champ magnétique
- atténuation exponentielle : rapidement, plus aucun champ ne circule dans le conducteur
- réduction de $1/e$ = profondeur de peau





Conducteurs

- Effet de peau

- Profondeur de peau : $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}}$

- Les courants circulaires se compensent, sauf à la périphérie

- HF :

- tous les courants sont repoussés sur la périphérie des conducteurs
 - concentrés dans une épaisseur de peau

- On retiendra : la profondeur de peau varie en $\sqrt{\frac{1}{\omega}}$



Conducteurs

• Effet de peau : conséquences

- la résistance apparente augmente : $R_{AC} = \frac{k_p \cdot k_r}{p \cdot \delta \cdot \sigma}$

- en remplaçant par l'expression de δ : $R_{AC} = \frac{k_p \cdot k_r \cdot \sqrt{\omega \cdot \mu}}{p \cdot \sqrt{2\sigma}}$

- l'inductance apparente diminue.
 - pas d'expression analytique simple, doit être calculée par 2D ou 3D field-solver
 - varie comme $\frac{1}{\sqrt{\omega}}$
- on pose : $L = L_i + L_0$
 - L_0 : inductance externe, dite aussi caractéristique. Dépend de la géométrie du conducteur et de celle du chemin de retour.
 - L_i : inductance interne, représente la variation de l'inductance due à l'effet de peau. L_i est inversement proportionnelle à la profondeur de peau
- en pratique, pour une fréquence assez grande : $L_i \leq L_0$



Conducteurs

- **Effet de peau : conséquences**

- de façon générale, impédance : $Z = R + j\omega L$

- à cause de l'effet de peau,

- $\text{Re}(Z)$ varie comme $\sqrt{\omega}$
 - $\text{Im}(Z)$ varie comme $\sqrt{\omega}$

- choix pratique :

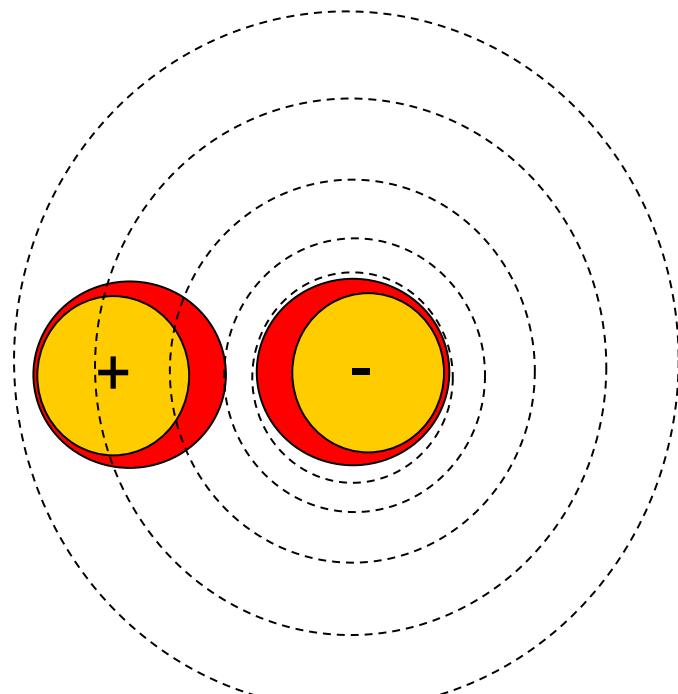
- L_i est regroupée avec R , pour donner une résistance complexe
 - L_0 est étudiée séparément

- à partir de la zone d'effet de peau, $R = (1 + j) \cdot R_0 \cdot \sqrt{\frac{\omega}{\omega_0}}$

Conducteurs

• Effet de proximité

- deux conducteurs parcourus par des courants opposés subissent une redistribution des courants
- conséquence : augmentation de la résistance
- difficile à calculer, donc pris en compte par un facteur k_p
 - pour un chemin de retour éloigné, $k_p=1$
 - pour une paire différentielle, $k_p=2$
 - pour les autres configuration, $k_p=[1..2[$
- la valeur exacte de k_p importe peu





Conducteurs

- ## Effet de rugosité

- d'un point de vue microscopique, les conducteurs ne sont pas lisses
- conséquence : augmentation virtuelle de la longueur du conducteur, jusqu'à 100%
- pris en compte par un facteur k_r , compris entre 1 et 2
- contrôle de la rugosité
 - vendeurs spécifient un toothing-profile
 - rugosité côté core > rugosité côté prepreg
 - traitement spéciaux (dendrites) pour limiter la rugosité tout en gardant une bonne adhérence...



Conducteurs

- **Bilan de l'effet de peau : on retiendra**

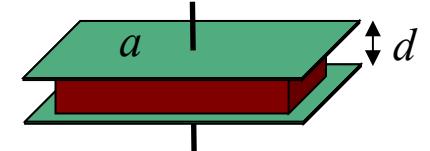
- dans la zone d'effet de peau, l'impédance interne varie comme la racine de la fréquence, et a un argument de $\pi/4$
- les facteurs de proximité et rugosité peuvent augmenter la résistance d'un conducteur. Chaque facteur est compris entre 1 et 2.
- dans la zone d'effet de peau, l'inductance externe est prépondérante,
- la valeur exacte de l'inductance interne doit être calculée par des logiciels spécialisés
- la frontière de la zone d'effet de peau se trouve en égalant les résistances DC et AC

Conducteurs

• Pertes diélectriques

- tout isolant est quand même (faiblement) conducteur
- généralisation du condensateur :

$$I = V \cdot \frac{a}{d} \cdot (\sigma + j\omega \cdot \epsilon')$$



- conducteur : σ (courant de conduction) est prépondérant
- isolant : $\omega \cdot \epsilon$ (courant de déplacement) est prépondérant
- remarque : il existe une fréquence à laquelle tout conducteur devient isolant
- en posant : $\sigma = \omega \cdot \epsilon''$

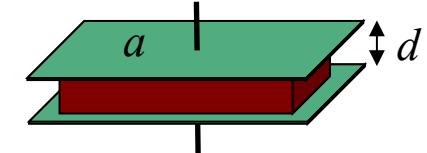
on obtient : $I = V \cdot \frac{a}{d} \cdot j\omega \cdot (\epsilon' - j\epsilon'')$

d'où la définition : $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$ et : $\epsilon_r = \frac{\epsilon'}{\epsilon_0} - \frac{j\epsilon''}{\epsilon_0}$

Conducteurs

Pertes diélectriques

- pour un isolant, $\frac{\epsilon''}{\epsilon} \approx \text{cste}$
- définition : tangente de perte $\tan \theta = \frac{\epsilon''}{\epsilon}$
- il est plus facile de mesurer une tangente de perte qu'une constante diélectrique
- on montre qu'aux hautes fréquences, $\epsilon_r(\omega) = \epsilon'(\omega_0) \cdot \frac{1}{\cos \theta} \cdot \left(\frac{j\omega}{\omega_0} \right)^{-\frac{2\theta}{\pi}}$
- donc : $C = C_0 \cdot \left(\frac{j\omega}{\omega_0} \right)^{-\frac{2\theta_0}{\pi}}$
- pour un conducteur, cela se traduira par une atténuation proportionnelle (en dB) à la fréquence



Conducteurs

On retiendra

- résistance linéique

- DC : R_{DC}

- à partir de l'effet de peau, prise en compte de l'inductance interne :

$$R_{AC} = (1 + j) \cdot R_0 \cdot \sqrt{\frac{\omega}{\omega_0}} \quad R = \sqrt{R_{AC}^2 + R_{DC}^2}$$

- inductance linéique $L_0 = \frac{Z_0}{v_0}$

- on ne considère que l'inductance caractéristique (externe), car l'inductance interne est prise en compte dans R (complexe)

- capacité linéique

- constante à DC et zone d'effet de peau : $C_0 = \frac{1}{Z_0 \cdot v_0}$

- à partir du moment où les pertes diélectriques se font sentir : $C = C_0 \cdot \left(\frac{j\omega}{\omega_0} \right)^{-\frac{2\theta_0}{\pi}}$

Où en est-on ?



- **On a vu les bases**

- Spectre des signaux numériques
- Créneaux, temps de montée
- Comportement des conducteurs

- **On va voir**

- Vitesses de propagation des signaux
- Classement des systèmes
- Lignes de transmission
- Régions



Temps et distance

- Électronique numérique traditionnelle :
 - pistes : équipotentielles
 - propagation des signaux à vitesse infinie
- En pratique :
 - pistes : pas toujours équipotentielles
 - propagation des signaux à vitesse finie
- Quel modèle utiliser ?



Temps et distance

• Propagation

- vitesse de propagation d'une onde électromagnétique : inversement proportionnelle à la racine de la constante diélectrique du milieu ambiant
- si milieu ambiant hétérogène : constante diélectrique effective
- délai de propagation : inverse de la vitesse

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$T_p = \frac{1}{V_p}$$



Temps et distance

- Valeurs standards

Matériau	ϵ_r	V_p (mm.ns ⁻¹)
air	1	300
téflon	2.1	212
FR4 (externe)	2.8..4.5	141..179
FR4 (interne)	4.5	141
alumine	10	95
eau	80	34

- les signaux sont plus rapides en couche externe qu'en couche interne
- attention, à prendre avec précaution :
 - dépend de la fréquence (plus de détails dans la suite)
 - pour les composites (FR4) dépend des proportions du mélange : pondérer par les proportions volumiques
 - prendre en compte la granularité du mélange

Temps et distance

- Systèmes distribués / localisés

- définition : un système est dit distribué quand sa taille physique est plus grande que la longueur effective de l'événement le plus rapide dans ce système. Dans le cas contraire, il est dit localisé.
- en d'autres termes, un système est localisé quand il est suffisamment petit pour que tous les points sur un conducteur soient au même potentiel à tout moment.

- Signal numérique

- événement critique = front (montant ou descendant)
- $l = T_r \cdot V_p$

$$\text{système distribué} \Leftrightarrow \text{taille} > \frac{T_r \cdot V_p}{6}$$



Temps et distance

- On retiendra :
 - système localisé : pistes équipotentielles
 - système distribué : pistes non équipotentielles
- Facteur clef :
 - temps de montée des signaux dans un système
 - pas leur fréquence

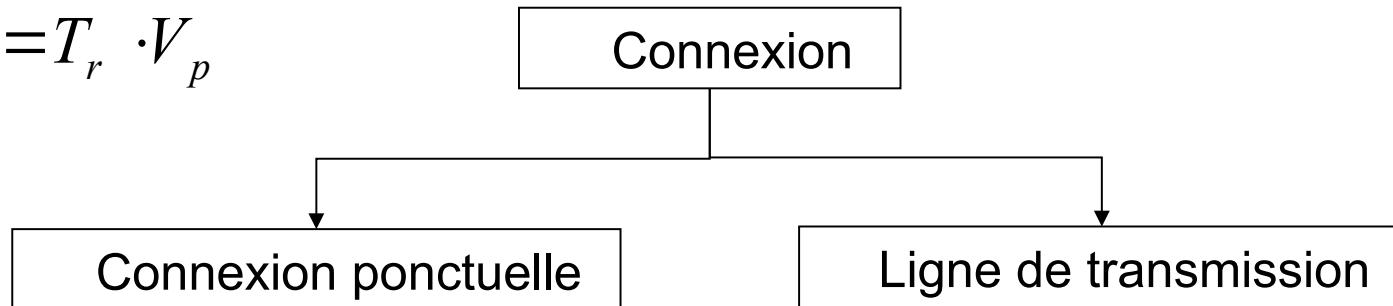
$$système distribué \Leftrightarrow taille > \frac{T_r \cdot V_p}{6}$$

Connexions

• Rappel

- Le comportement d'un conducteur dépend de la raideur des front des signaux qu'il véhicule...

$$L_r = T_r \cdot V_p$$



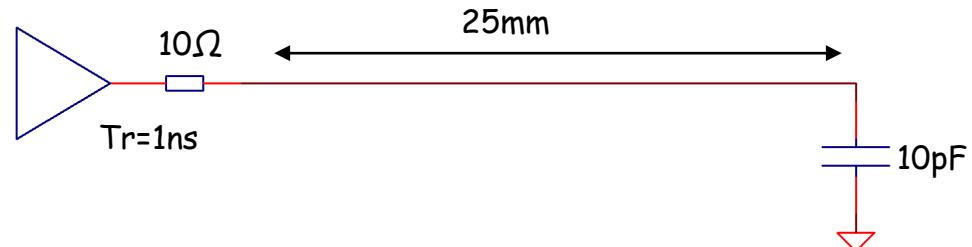
$$l < \frac{L_r}{6}$$

$$l > \frac{L_r}{6}$$

- Il ne faut surtout pas en conclure que, le système étant presque localisé, la transmission des signaux se passera sans problème
 - circuit RLC
 - présence potentielle de ringing : $V_{overshoot\ max} = V_{step} \cdot e^{-\frac{\pi}{\sqrt{4Q^2 - 1}}}$

Connexions

Exemple

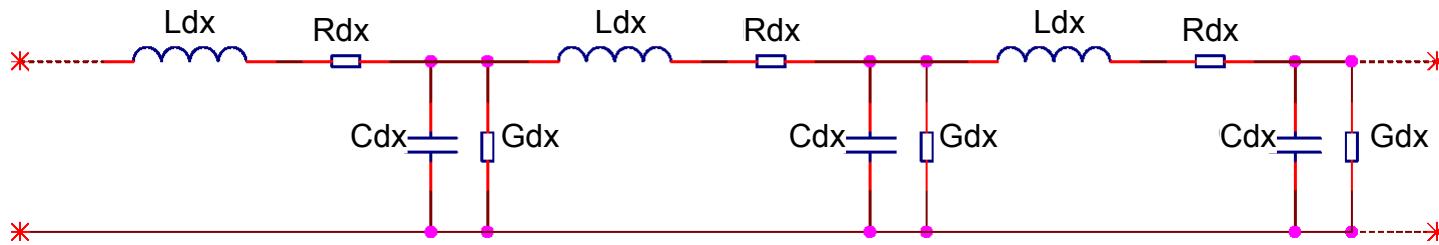


- paramètres de la piste
 - $L = 422\text{nH/m}$
 - $C = 100\text{pF/m}$
 - $v = 1.54 \cdot 10^8 \text{ m/s}$
- vérifier que le système est localisé
- quantifier l'éventuel overshoot et fréquence de résonance

Lignes de transmission infinies

• Lignes de transmission

- Éléments distribués : R, G, L et C



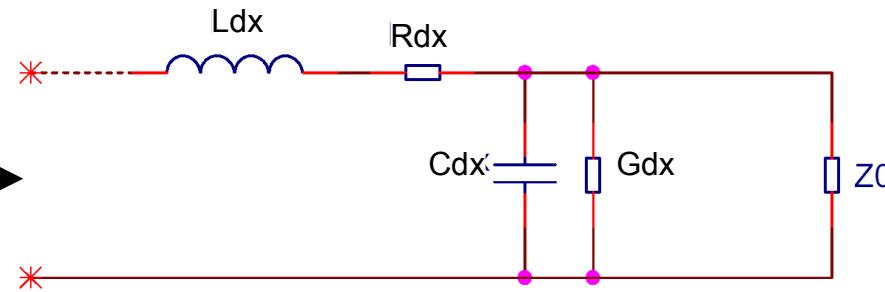
- équation :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = R \cdot G \cdot V + (R \cdot C + L \cdot G) \cdot \frac{\partial V}{\partial t} + L \cdot C \cdot \frac{\partial^2 V}{\partial t^2}$$

Lignes de transmission infinies

• Lignes de transmission

- Cas d'une ligne infinie



- équations :

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

$$\begin{aligned} V(\omega, x) &= V(\omega, 0) \cdot e^{-x \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)}} \\ &= V(\omega, 0) \cdot e^{-\gamma(\omega) x} \\ &= V(\omega, 0) \cdot Hx(\omega) \end{aligned}$$

- $\gamma(\omega)$: coefficient de propagation, complexe et fonction de la fréquence
 - son module détermine l'atténuation du signal par unité de longueur
 - son argument détermine le déphasage du signal par unité de longueur
- $Hx(\omega)$: fonction de transfert d'une ligne infinie



Régions

- Les pertes d'une ligne ($|\gamma|$) varient de façon monotone. Mais la pente varie selon la fréquence : différentes régions

$$Z_c(\omega) = \sqrt{\frac{R(\omega) + j\omega \cdot L_0}{j\omega \cdot C(\omega)}} \quad \gamma(\omega) = \sqrt{(R(\omega) + j\omega \cdot L_0) \cdot j\omega \cdot C(\omega)}$$

- à DC, L est négligeable : région RC
- puis l'influence de L augmente : région LC
- puis l'effet de peau se fait sentir : région effet de peau
- puis les pertes diélectrique se font sentir : région diélectrique
- région supplémentaire : quand la ligne est suffisamment courte pour être traitée comme localisée

Régions

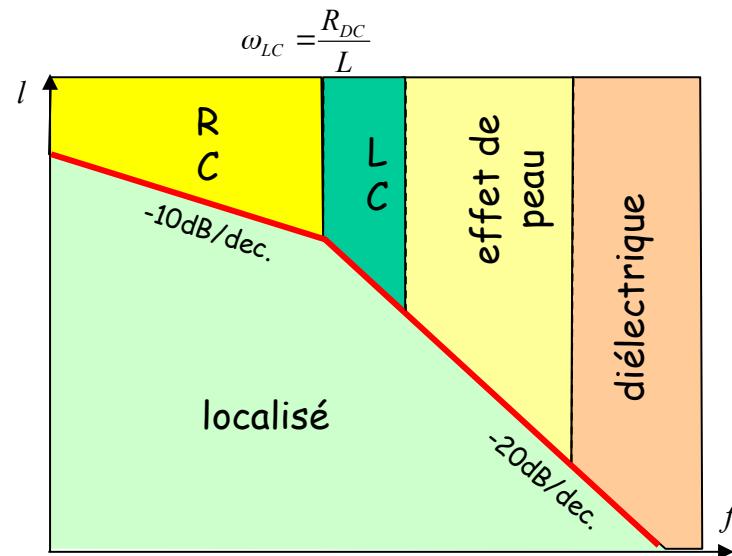
- localisé lorsque l'influence de γ est négligeable : $|l\gamma(\omega)| < \Delta$

• $l < \frac{\Delta}{\sqrt{\omega \cdot R_{DC} \cdot C}}$, pour $\omega < \frac{R_{DC}}{L}$

$$\gamma(\omega) = \sqrt{(R(\omega) + j\omega \cdot L_0) \cdot j\omega \cdot C(\omega)}$$

• $l < \frac{\Delta}{\omega \sqrt{L \cdot C}}$, pour $\omega > \frac{R_{DC}}{L}$

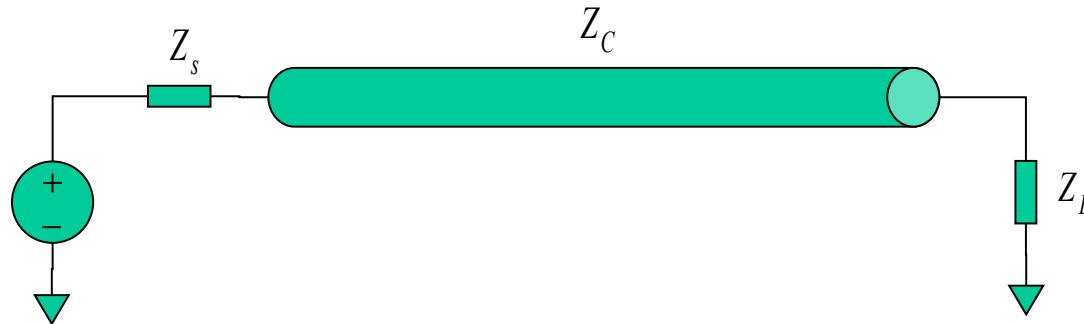
$$Z_c(\omega) = \sqrt{\frac{R(\omega) + j\omega \cdot L_0}{j\omega \cdot C(\omega)}}$$



- quelle que soit la fréquence, il existe une longueur en deçà de laquelle une ligne peut être traitée comme localisée

Lignes finies

- Fonction de transfert d'une ligne finie



- l'analyse précédente ne tient plus
- on admettra que la fonction de propagation reste la même

$$\begin{cases} H(l, \omega) = e^{-\gamma(\omega)l} \\ \gamma(\omega) = \sqrt{(R(\omega) + j\omega \cdot L_0) \cdot j\omega \cdot C(\omega)} \end{cases}$$

- éléments nouveaux

- deux ondes : une qui avance de la source à la charge, l'autre (réfléchie) qui revient
- impédance d'entrée modifiée
- réflexions



Lignes finies

- Coefficients

- A : acceptance de la ligne $A(\omega) = \frac{Z_c(\omega)}{Z_s(\omega) + Z_c(\omega)}$

- T : coefficient de transmission de la ligne $T(\omega) = \frac{2 \cdot Z_L(\omega)}{Z_L(\omega) + Z_c(\omega)}$

- R : coefficient de réflexion de la ligne

- R₁ : à la source

$$R_1(\omega) = \frac{Z_s(\omega) - Z_c(\omega)}{Z_s(\omega) + Z_c(\omega)}$$

- R₂ : à la charge

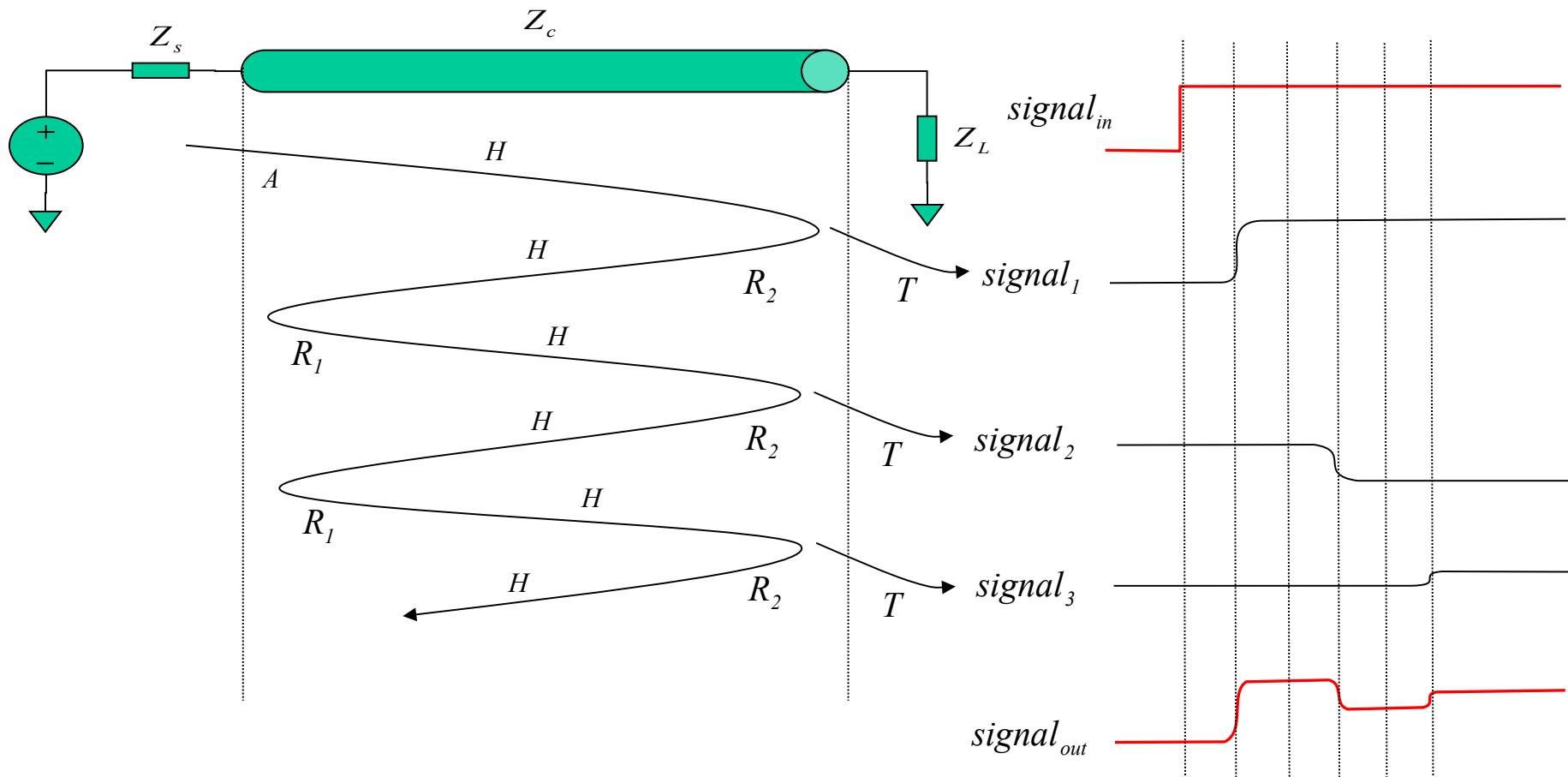
$$R_2(\omega) = \frac{Z_L(\omega) - Z_c(\omega)}{Z_L(\omega) + Z_c(\omega)}$$

$$T(\omega) = 1 + R_2(\omega)$$

$$A(\omega) = \frac{1 - R_1(\omega)}{2}$$

Lignes finies

- Transmission d'un signal





Lignes finies

- Transmission d'un signal

- premier signal à émerger : $S_0(\omega) = A(\omega) \cdot H(\omega) \cdot T(\omega)$
- deuxième signal à émerger : $S_1(\omega) = A(\omega) \cdot H(\omega) \cdot [R_2(\omega) \cdot H^2(\omega) \cdot R_1(\omega)] \cdot T(\omega)$
- $n^{\text{ième}}$ signal à émerger : $S_N(\omega) = A(\omega) \cdot H(\omega) \cdot [R_2(\omega) \cdot H^2(\omega) \cdot R_1(\omega)]^N \cdot T(\omega)$

- Fonction de transfert du système : $S_\infty(\omega) = \sum S_i(\omega) = \frac{A(\omega) \cdot H(\omega) \cdot T(\omega)}{1 - R_2(\omega) \cdot H^2(\omega) \cdot R_1(\omega)}$

$$G(\omega) = S_\infty(\omega) = \frac{A(\omega) \cdot H(\omega) \cdot (1 + R_2(\omega))}{1 - R_2(\omega) \cdot H^2(\omega) \cdot R_1(\omega)}$$



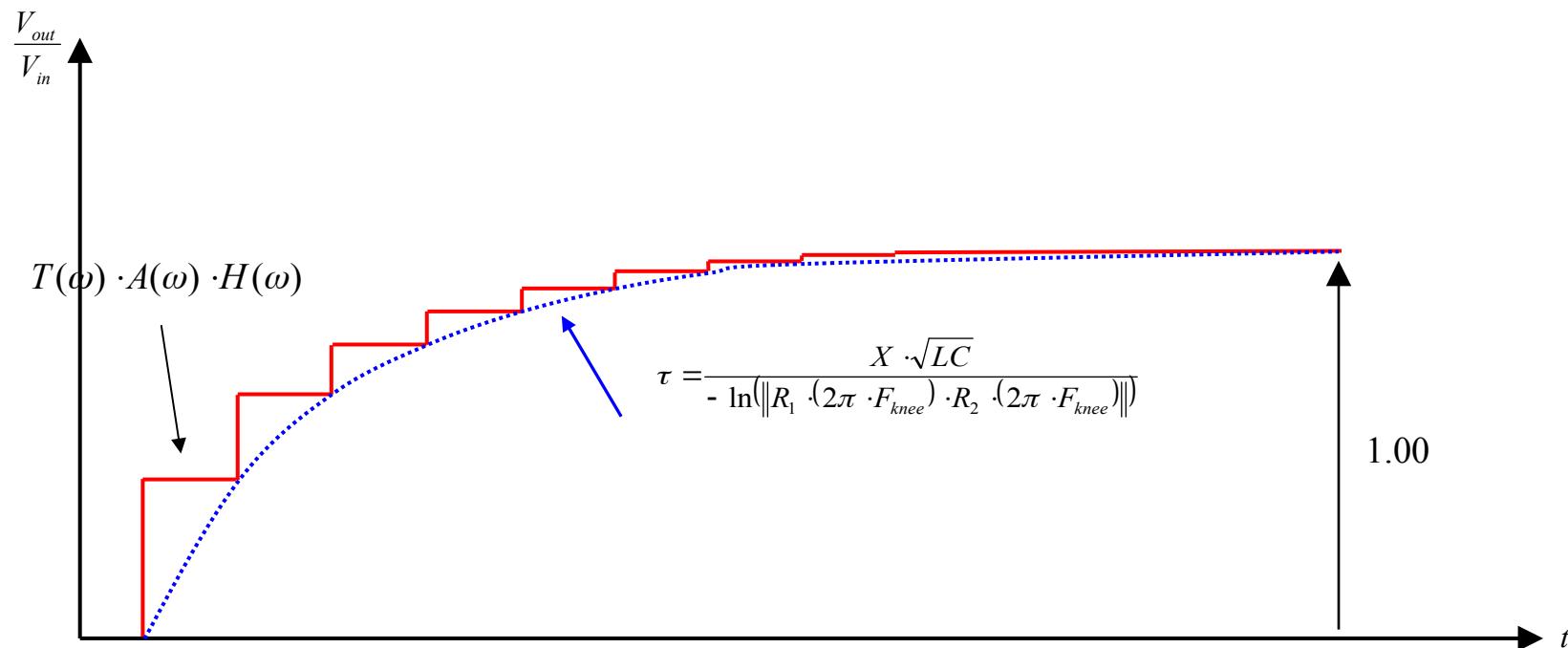
Lignes finies

- Transmission d'un signal

- intervalle de temps entre chaque arrivée de front : $2\frac{l}{V_p}$
- si le temps de montée du signal source est très grand, tous les signaux se mélangent : overshoot et ringing si $T_r \ll 2\frac{l}{V_p}$
- trois paramètres peuvent être contrôlés :
 - impédance de la source (A et R1)
 - impédance de la charge (R2)
 - caractéristiques propres de la ligne (H)

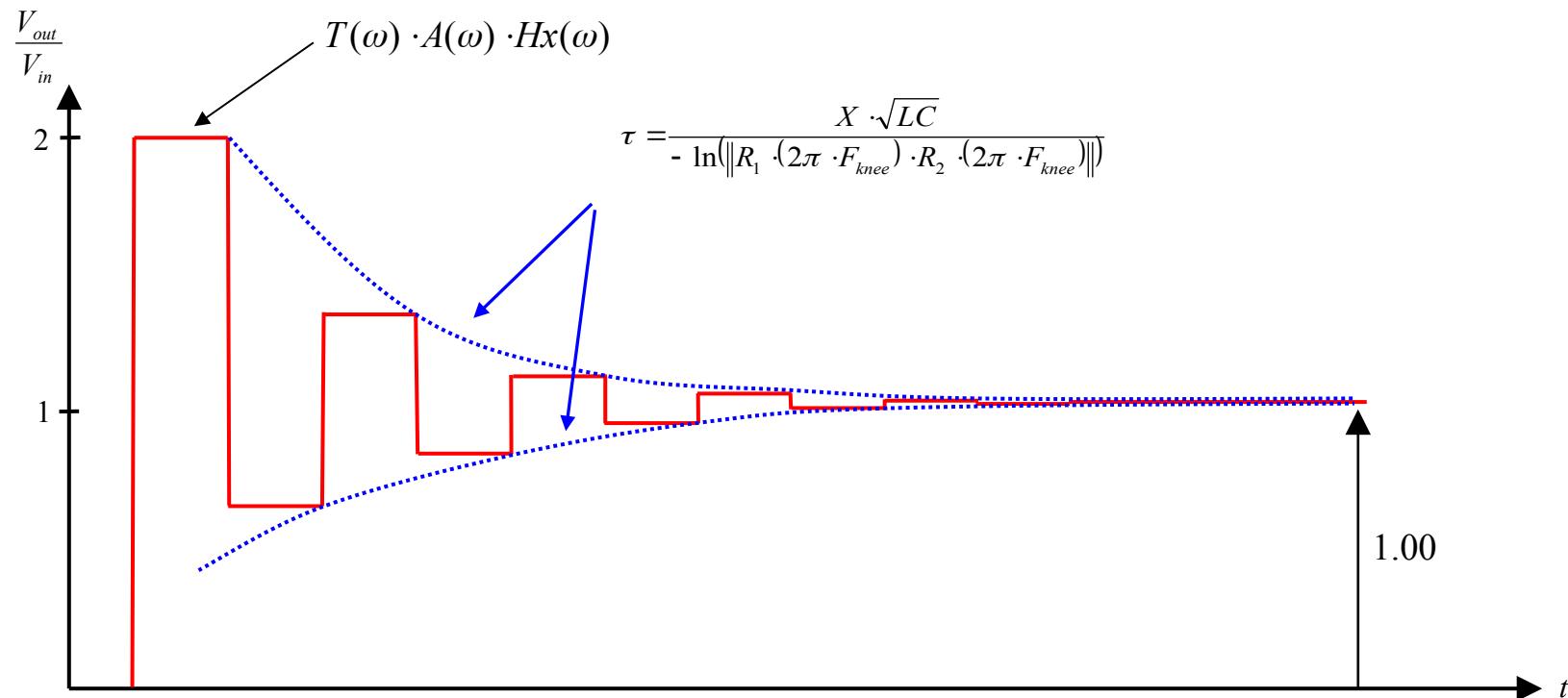
Lignes finies

- Exemple 1 : ligne non terminée, driver haute impédance
 - exemple, driver CMOS haute impédance
 - on a : $A < 1$, $R_1 \approx 1$, $R_2 \approx 1$, $T \approx 2$



Lignes finies

- Exemple 2 : ligne non terminée, driver basse impédance
 - exemple, driver ECL ou TTL
 - on a : $A \approx 1$, $R_1 \approx -1$, $R_2 \approx 1$, $T \approx 2$





Lignes finies

- **Pause : avec les mains**

- Qu'est-ce l'impédance caractéristique d'une ligne ?
- Exemple : ligne terre-lune
 - $Z_c = 50$ ohms
 - expérience 1 :
 - on lui applique 5V ($Z_s = 50$ ohms)
 - on mesure la tension à son entrée : que voit-on ?
 - expérience 2 :
 - on mesure son impédance avec un ohm-mètre : que lit-on ?



Régions

- Étude région par région de :
 - H
 - Zin
 - coefficients de réflexion / transmission
 - configurations de lignes typiques
 - façons d'éliminer les réflexions indésirables
- Dans l'ordre :
 - ligne localisée
 - zone RC
 - zone LC
 - zone effet de peau
 - zone pertes diélectriques



Régions

- Zone localisée

- rappel : $|l\gamma(\omega)| < \Delta$, avec Δ arbitraire ($1/4, 1/6, \dots$)
- en termes physiques,
 - demande à ce que la constante de temps RC de la ligne soit plus petite que la période la plus petite du signal (plus haute fréquence)
 - demande à ce que le délai LC de la ligne soit plus petit que la période la plus petite du signal (plus haute fréquence)
- on peut alors approximer H , car $l\gamma$ est petit

$$H = 1 - l\gamma + \frac{(l\gamma)^2}{2} - \frac{(l\gamma)^3}{6} + \dots$$

$$H^{-1} = 1 + l\gamma + \frac{(l\gamma)^2}{2} + \frac{(l\gamma)^3}{6} + \dots$$

- d'où : $G \approx \frac{1}{\left(1 + \frac{Z_S}{Z_L}\right) + l\gamma \cdot \left(\frac{Z_c}{Z_L} + \frac{Z_S}{Z_c}\right)}$



Régions

- Zone localisée

$$G \approx \frac{1}{\left(1 + \frac{Z_S}{Z_L}\right) + l\gamma \cdot \left(\frac{Z_c}{Z_L} + \frac{Z_S}{Z_c}\right)}$$

- tend vers un simple pont diviseur si l tend vers 0
 - conséquence 1 : on peut toujours rendre une ligne inoffensive en la réduisant suffisamment
 - conséquence 2 : avec une ligne, on ne fera jamais mieux qu'un pont diviseur
- pour que la ligne ait un effet négligeable, les termes d'ordre 1 doivent être négligeables
 - impédance source négligeable devant l'impédance parallèle de la ligne (due à la capacité)
 - impédance série de la ligne (R et L) négligeable devant l'impédance de la charge



Régions

- **Zone localisée**

- **impédance d'entrée :** $Z_{in} \approx Z_c \left(\frac{1 + \frac{Z_c}{Z_L} \cdot l\gamma}{\frac{Z_c}{Z_L} + l\gamma} \right)$

- si Z_L est très grand : $Z_{in} \approx \frac{Z_c}{l\gamma} \approx \frac{1}{l \cdot j\omega \cdot C}$

- on retrouve le mythe qu'une ligne de transmission est vue comme une capacité

- si Z_L est très petit : $Z_{in} \approx Z_c \cdot l\gamma \approx l \cdot (R + j\omega \cdot L)$

- la ligne se comporte alors comme une inductance !
 - en pratique, quand se retrouve-t-on dans ce cas là ?

- si $Z_L = Z_c$: $Z_{in} \approx Z_c$



Régions

Zone RC

- frontière :

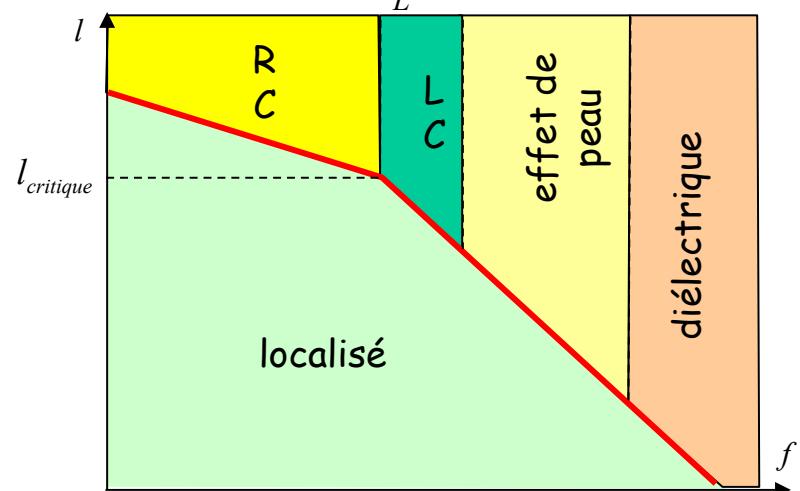
- avec zone localisée : $l < \frac{\Delta}{\sqrt{\omega \cdot R_{DC} \cdot C}}$

- avec zone LC : l'influence de l'inductance comparable à celle de la résistance $\omega_{LC} = \frac{R_{DC}}{L}$

- ces deux frontières s'intersectent en $l_{critique} = \frac{\Delta}{R_{DC}} \sqrt{\frac{L}{C}}$

- en dessous de cette longueur, une ligne passe directement de zone localisée à zone LC

- c'est généralement le cas pour des lignes sur un PCB $\omega_{LC} = \frac{R_{DC}}{L}$





Régions

Zone RC

- impédance caractéristique : $Z_c = \sqrt{\frac{R}{j\omega \cdot C}}$
 - impédance complexe, phase 45°
 - difficile à terminer
 - heureusement, il est rare d'avoir besoin de terminer ce type de ligne
 - cas spécial : $ZL = Zc$. L'impédance d'entrée est alors indépendante de l
- Exemple : paire torsadée de téléphone
 - $C = 16 \text{ pF/cm}$
 - $L = 157 \text{ nH/cm}$
 - $R = 65 \text{ m}\Omega/\text{cm}$
 - à 1600Hz (10000rad/s) : $Z = 640 \Omega / -45^\circ$
 - fréquence de transition : 32kHz
 - à haute fréquence : $Z = 100 \Omega$



Régions

Zone RC

- propagation : $\gamma = \sqrt{R \cdot j\omega \cdot C}$
 - distorsion : $\arg(A) = 45^\circ$, $\text{Re}(A)$ et $\text{Im}(A)$ sont fonction de $\sqrt{\omega}$: dispersion
 - 10% de longueur en plus \rightarrow 10% d'atténuation en plus \rightarrow doit être compensé par 20% de vitesse en moins
- $Z_S = 0, Z_L = \text{infini} : G = \frac{1}{\cosh(l \cdot \sqrt{R \cdot j\omega \cdot C})}$
- terminaison parfaite à la source ou à la charge ($Z_S = 0, Z_L = Z_c$ ou $Z_S = Z_c$)
 - $G = e^{-l \cdot \sqrt{R \cdot j\omega \cdot C}}$
 - dégradation féroce de la fonction de transfert (tilt) : dispersion.
 - tilt > 3dB : un système numérique binaire ne fonctionne plus
- terminaison résistive à la charge
 - courbe de réponse plus plate qu'avec une terminaison parfaite
 - permet de terminer aussi dans la zone LC (vérifier que $G(\text{DC}) - G(\text{LC}) < 3\text{dB}$)
 - si pas suffisant : essayer aussi à la source



Régions

- Zone LC

- frontière : $\omega \gg R/L$

- paramètres : $Z_c \approx Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$

$$\gamma \approx \frac{R}{2 \cdot Z_0} + j\omega \cdot \sqrt{LC}$$

- impédance caractéristique réelle : il est possible d'adapter cette ligne avec une simple résistance !



Régions

- **Zone LC**

- propagation : $\gamma \approx \frac{R}{2 \cdot Z_0} + j\omega \cdot \sqrt{LC}$
- atténuation $Att(x) = e^{-\frac{R}{2Z_0}x}$
 - indépendante de la fréquence et linéaire (en dB)
- déphasage : retard pur $T_p = \sqrt{LC}$
- si on double la longueur :
 - le retard double
 - en dB, l'atténuation double aussi
 - mais ça ne peut pas être compensé par une diminution de la fréquence

Régions

Zone effet de peau

- frontière : $\omega_\delta = \frac{2}{\mu \cdot \sigma} \left(\frac{k_a \cdot p}{k_p \cdot a} \right)^2$

influences :

- l'inductance interne décroît et devient négligeable devant l'inductance externe, indépendante de la fréquence
- la résistance varie comme $\sqrt{\omega}$, causant une atténuation variable : $a = \frac{R_0}{2Z_0} \cdot x \cdot \sqrt{\frac{\omega}{\omega_0}}$
- effet : passe-bas, dispersion
- 10% de longueur en plus → 10% d'atténuation en plus → doit être compensé par 20% de vitesse en moins

- réponse à un échelon : $f(t) = erfc\left(\sqrt{\frac{\tau}{4t}}\right)$

- pente raide à l'origine
- puis réponse exponentielle mais lente à se stabiliser (31τ pour 90%)

conséquence :

- lors d'un test de BER, prendre une séquence suffisamment longue pour que la sortie ait le temps de monter assez haut



Régions

• Zone pertes diélectriques

- frontière : $\omega_\theta = \frac{1}{\omega_0} \left(\frac{v_0 \cdot R_0}{z_0 \cdot \theta_0} \right)^2$

- coaxial : vers 1GHz
- PCB : en dessous de 1GHz

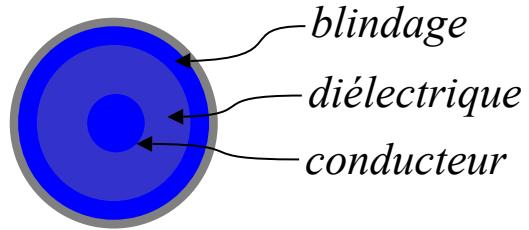
- effet : $\gamma = \frac{j \cdot \omega}{v_0} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-\frac{\theta_0}{\pi}} \left(1 - j \frac{\theta}{2} \right)$

- dans cette zone les pertes deviennent proportionnelles à la fréquence (en dB)
- affaiblissement encore plus prononcé des hautes fréquences (érosion des fronts)
- 10% de longueur en plus → 10% d'atténuation en plus → doit être compensé par 10% de vitesse en moins

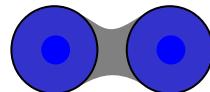
Types de lignes

• Principaux types

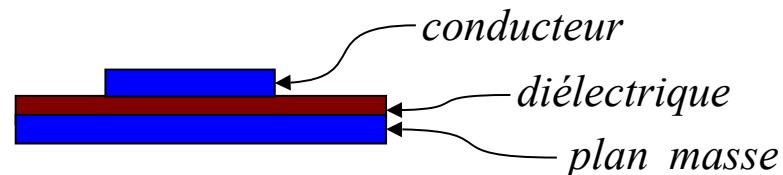
- câble coaxial



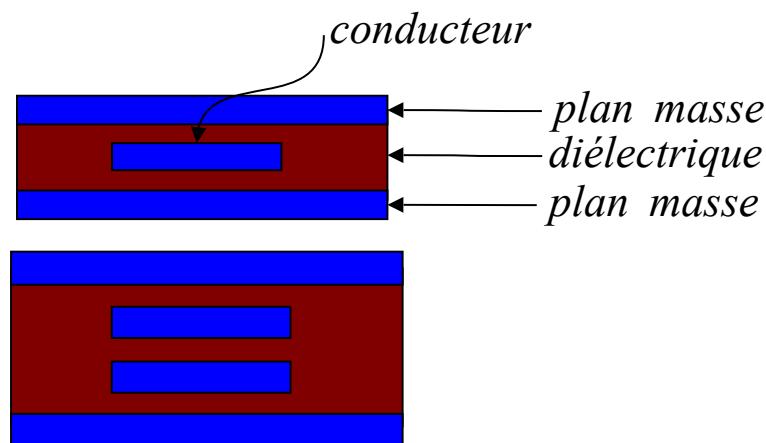
- paire torsadée



- microstrip



- stripline





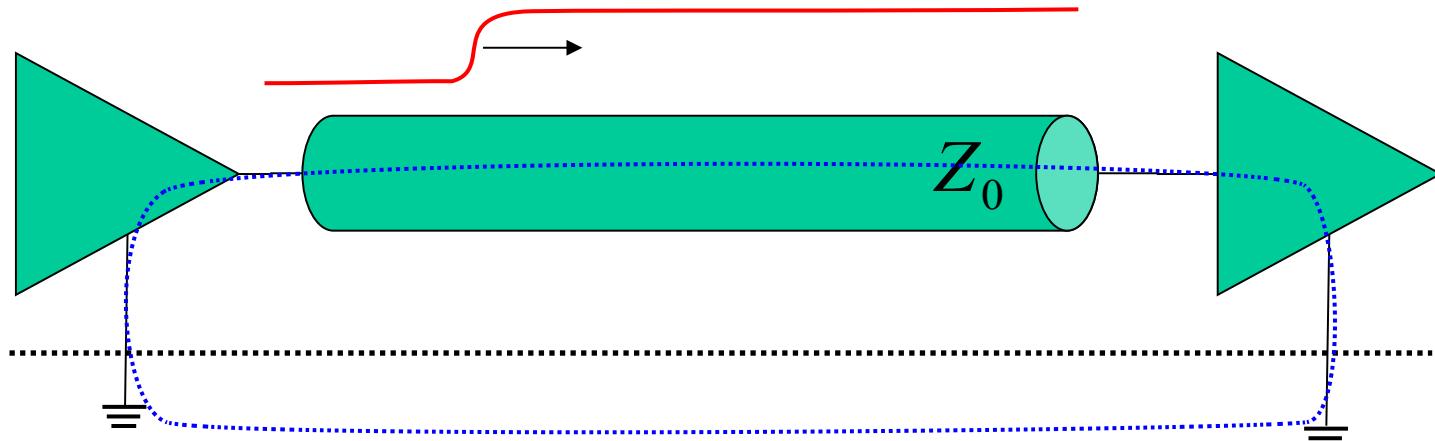
Types de lignes

- **En pratique sur les PCB**

- microstrip / striplines / dual striplines / offset striplines
- impédances typiques :
 - 30Ω (sortie de driver TTL)
 - 50Ω
 - 75Ω
- valeur de Z_C et T_p limitées par
 - largeur des pistes
 - épaisseurs des couches (cuivre et isolants)
 - nature du diélectrique
- attention à la valeur de ε_r et de la tangente de pertes...

Types de lignes

• Mini-quizz



• Règles

- Orange dot: Le courant s'écoule en boucle fermée
- Orange dot: Le courant est constant le long de cette boucle

• Visiblement contradiction... Elle vient du fait que :

- Orange dot: La règle du « courant constant » n'est valable qu'en régime stationnaire
- Orange dot: La règle du « courant constant » n'est valable qu'en moyenne
- Orange dot: Il n'y a pas de courant qui s'écoule tant que le front n'est pas arrivé à la charge
- Orange dot: Le courant ne s'écoule pas forcément en boucle fermée, la preuve !..
- Orange dot: Il n'y a pas de contradiction

Où en est-on ?



- **On a vu**
 - les bases
 - le comportement des lignes de transmission en fonction des régions
- **On va voir les solutions aux problèmes**
 - Adaptation
 - Terminaisons
 - Topologies



Contrôle des problèmes

• Solutions

- adaptation

- modification de H (caractéristiques intrinsèques de la ligne)
 - longueur
 - Z_0 , T_p (empilage du PCB)

- terminaison

- ajout de dispositifs pour modifier A et R1 (source)
 - ajout de dispositifs pour modifier R2 (charge)

- topologies

- ordonnancement des drivers / charges



Adaptation

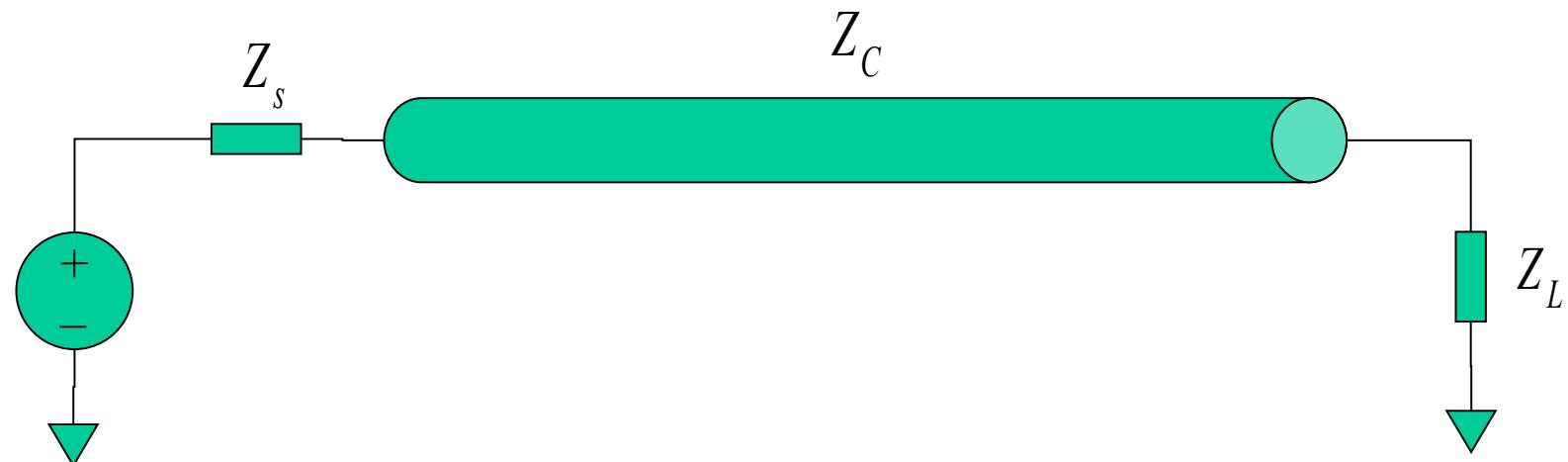
• Principe

- jouer sur les paramètres de la ligne pour obtenir un H minimisant les réflexions
- paramètres en jeu
 - longueur de la ligne
 - emplacement (couche externe / interne)
 - empilage du PCB (Z_c , Tp)
 - largeur des pistes
- l'empilage doit être décidé en amont du flot de conception, en fonction de :
 - H le plus probablement utile
 - manufacturabilité (largeur minimum des pistes, courant maximal acceptable)
 - testabilité
 - coût...



Terminaisons

- Cas typique



Terminaisons

- Ligne non terminée
 - généralement, on a $|Z_L| \gg |Z_C|$, donc $\begin{cases} R_2 \approx 1 \\ T \approx 2 \end{cases}$
- le comportement de la ligne dépend du signe de R1 et de l'amplitude de A
 - driver à faible impédance : oscillations
 - driver à haute impédance : similaire à filtre RC

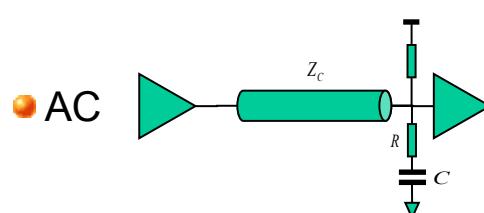
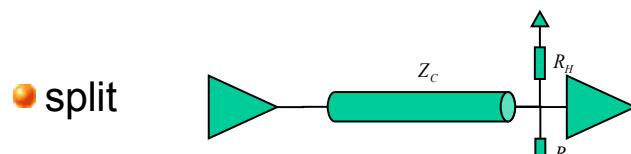
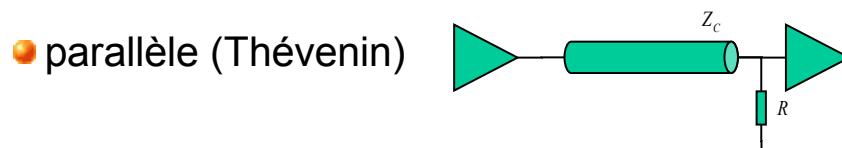
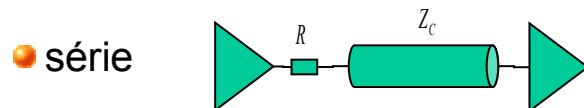
Terminaisons

Type de terminaisons

Emplacement

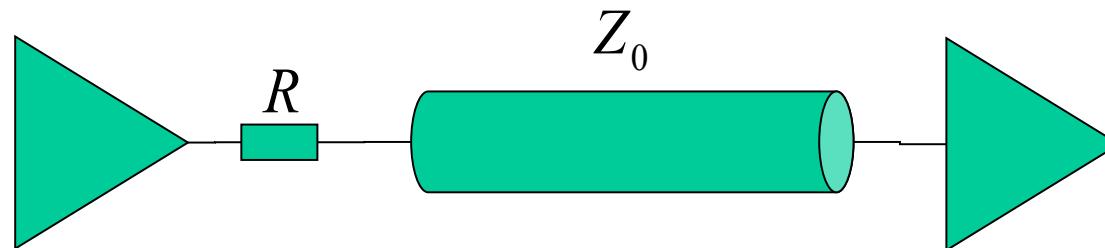
- à la source
- à la charge
- aux deux

Pour chaque emplacement, trois possibilités :



Terminaisons

• Terminaison à la source

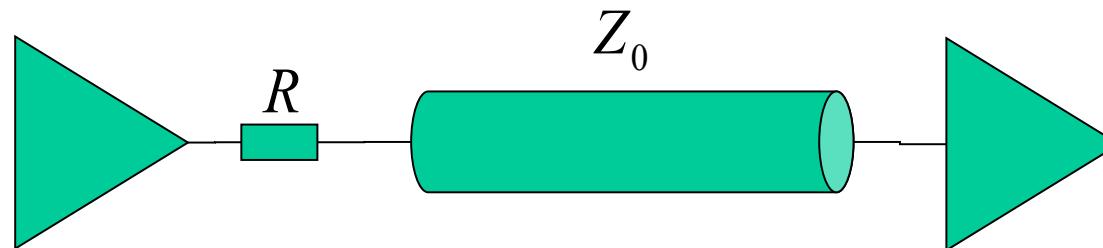


- ajout d'une résistance en série au driver, telle que $Z_s(\omega) = Z_c(\omega) \Rightarrow \begin{cases} R_1 = 0 \\ A = 0.5 \end{cases}$
- généralement, la fin de la ligne est ouverte : $Z_L = \infty \Rightarrow \begin{cases} R_2 = 1 \\ T = 2 \end{cases}$
- effet
 - l'amplitude signal est divisée par deux en entrant dans la ligne
 - le signal est totalement réfléchi à l'extrémité
 - la réflexion est absorbée à la source, le courant absorbé à la source devient alors nul

$$G = \frac{A(\omega) \cdot H_x(\omega) \cdot (1 + R_2(\omega))}{1 - R_2(\omega) \cdot H_x^2(\omega) \cdot R_1(\omega)}$$

Terminaisons

Terminaison à la source



$$Z_s(\omega) = Z_c(\omega) \Rightarrow \begin{cases} R_1 = 0 \\ A = 0.5 \end{cases}$$

$$Z_L = \infty \Rightarrow \begin{cases} R_2 = 1 \\ T = 2 \end{cases}$$

Propriétés

- signal transmis : $G(\omega) = H(\omega)$

en pratique

- facile à implémenter si la ligne est dans le domaine LC (ou plus haut)
- exemple : PCI

résistance série

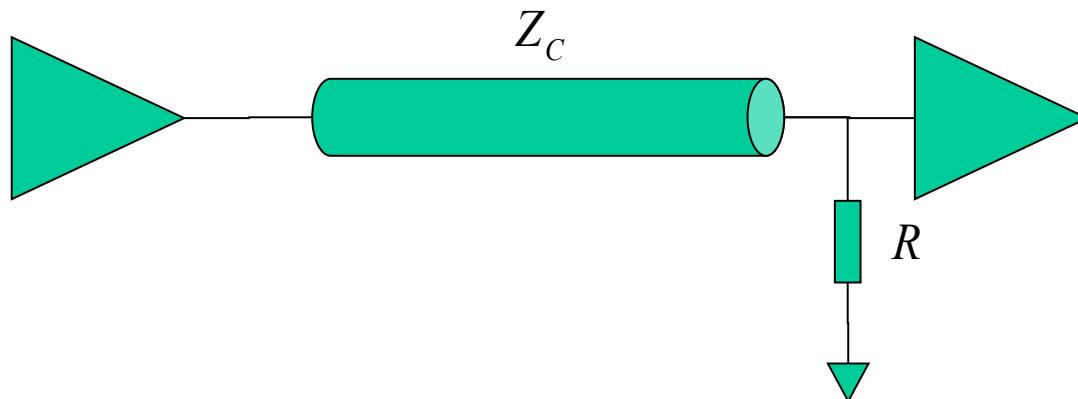
- prendre en compte l'impédance de sortie du driver
- qui peut changer selon le front (montant ou descendant)
- compromis...

temps de montée

- si charge capacitive : $\tau = 2.2 \cdot Z_c \cdot C$

Terminaisons

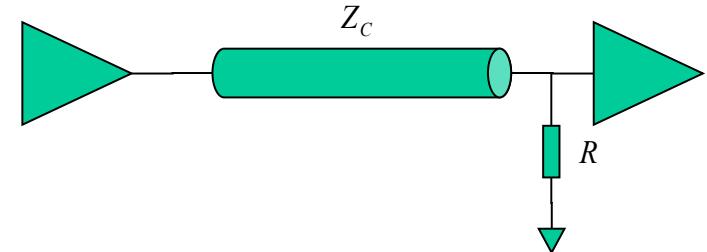
• Terminaison à la charge



- résistance en parallèle sur la charge, telle que $Z_L(\omega) = Z_C(\omega) \Rightarrow \begin{cases} R_2 = 0 \\ T = 1 \end{cases}$
- effet
 - le signal se propage avec une amplitude maximale sur toute la ligne
 - pas de réflexion en bout de ligne
 - tension reçue = tension transmise



Terminaisons



• Terminaison à la charge

- Propriétés

- signal transmis : $G = A(\omega) \cdot H_x(\omega)$

- en pratique

- facile à implémenter si la ligne est une ligne LC (Z_c réel)
 - exemple : HSTL-I, HSTL-III, GTL
 - élimine la première réflexion : diminue le bruit électrique et les radiations

- résistance parallèle

- si ligne a une impédance complexe, réseau complexe...
 - charge capacitive : à prendre en compte

- temps de montée

- si charge capacitive : $\tau = 2.2 \cdot \frac{Z_c}{2} \cdot C$

- temps de montée deux fois plus rapide qu'avec terminaison série (sur charge capacitive)

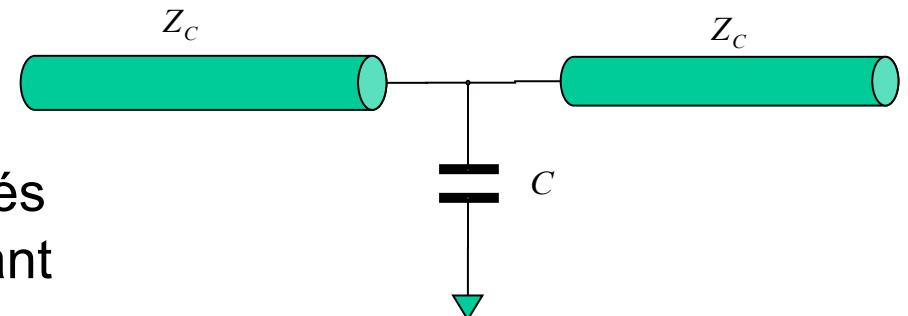
- ## Topologies

- temps de propagation non nul : l'ordre des connexion a une importance !
- problème des terminaisons :
 - multiples charges
 - multiples drivers
 - bidirectionnels
- topologies usuelles
 - bifurcations
 - daisy chain
 - étoile
 - ...

Terminaisons

Charge capacitive en milieu de ligne

- impédance équivalente : Z_c
 - soit ligne terminée aux deux extrémités
 - soit ligne plus longue que front montant



- réflexion : $R_l(\omega) = \frac{-j\omega \cdot C \cdot Z_c}{2 + j\omega \cdot C \cdot Z_c}$
 - déivateur
 - réflexion totale pour fréquence suffisamment grande

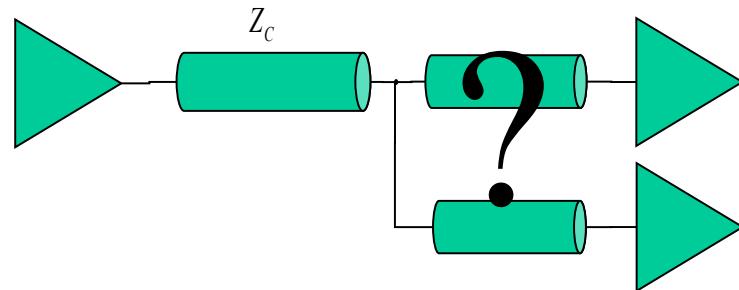
- transmission : $T(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega \cdot C \cdot \frac{Z_c}{2}}$
 - filtre passe-bas

- bilan : le tout se comporte comme un filtre passe-bas qui détériore les fronts



Terminaisons

- **Bifurcation**

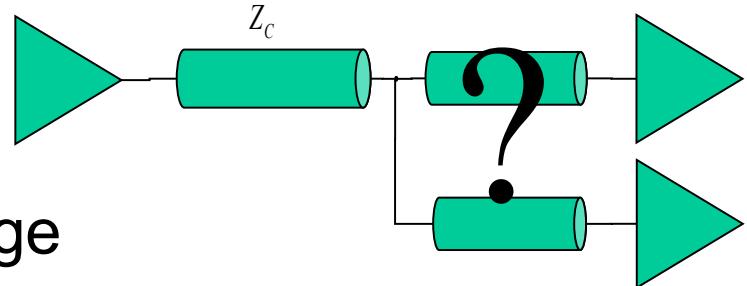


- Comment terminer cette topologie ?

Terminaisons

Bifurcation

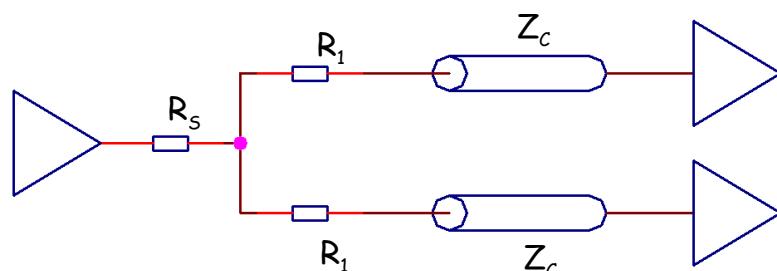
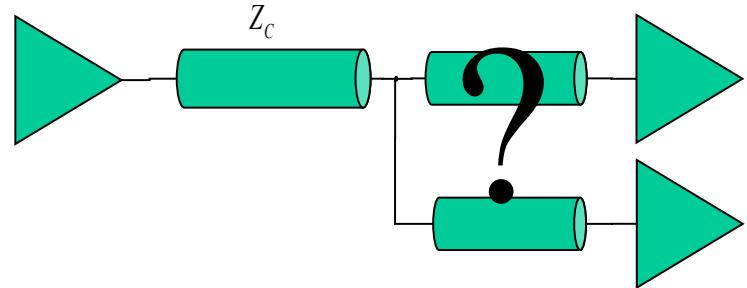
- terminaison Z_c à la source ET à la charge
 - élimine toute les réflexions
 - mais seul 1/3 du signal est transmis
- terminaison parallèle Z_c à la charge
 - n'élimine pas toutes les réflexions
- terminaison faible ($2Z$) à la charge
 - meilleur, mais encore des réflexions
- diminuer la largeur des pistes par deux après la bifurcation et terminaison à la charge adaptée en conséquence
 - si on en a la possibilité, ok
 - mais il reste un léger overshoot, dû à la capacité parasite des charges



Terminaisons

Bifurcation

- terminaison source multiple
- ne fonctionne que si les deux branches sont parfaitement équilibrées

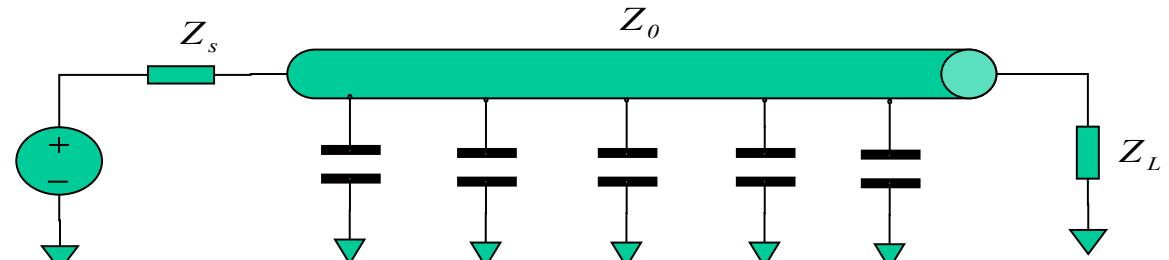


$$R_l = Z_C - 2 \cdot R_S$$

Terminaisons

- **Daisy chain**

- bus mémoire (DIMM)



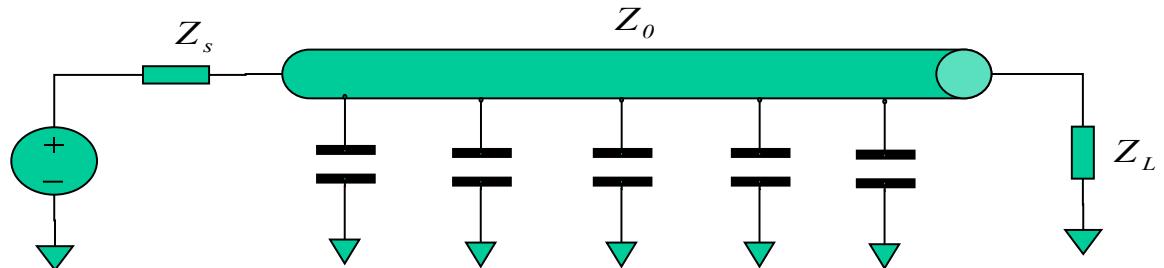
- front plus grand que distance entre les capacités
- modifie la capacité répartie de la ligne

$$C_{eq} = C + n \frac{C_{load}}{l_{ligne}}$$
$$Z'_C = \sqrt{\frac{L}{C + n \frac{C_{load}}{l_{ligne}}}}$$
$$T'_p = \sqrt{L \cdot \left(C + n \frac{C_{load}}{l_{ligne}} \right)}$$

- impédance équivalente faible : difficulté à piloter le bus
- temps de propagation augmenté

Terminaisons

• Daisy chain



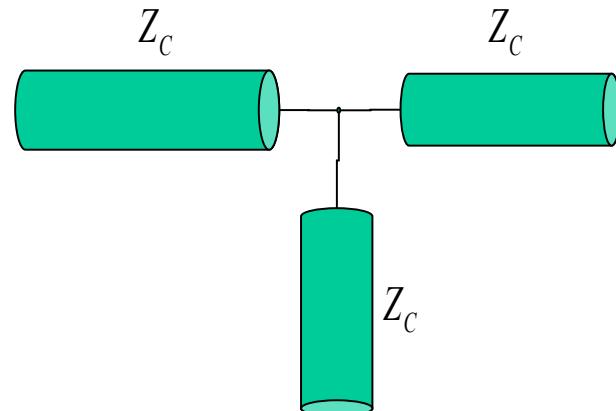
• Recommandations

- garder les stubs les plus courts possibles
- espacer régulièrement les charges
- le dernier device sur le bus doit être la terminaison, pas une charge
- terminaison série source non recommandée : pourquoi ?

Terminaisons

• Étoile

- « problème de la terminaison milieu »
- lignes bidirectionnelles



• Deux cas

- les charges demandent des fronts monotones
 - exemple : bus d'adresse non échantillonné
 - pas de solution standard (à part réduire les fronts...) : simulation
- système est échantillonné
 - exemple : bus data microprocesseur
 - solution : réduction des temps de transition (fronts)

Terminaisons

• Étoile

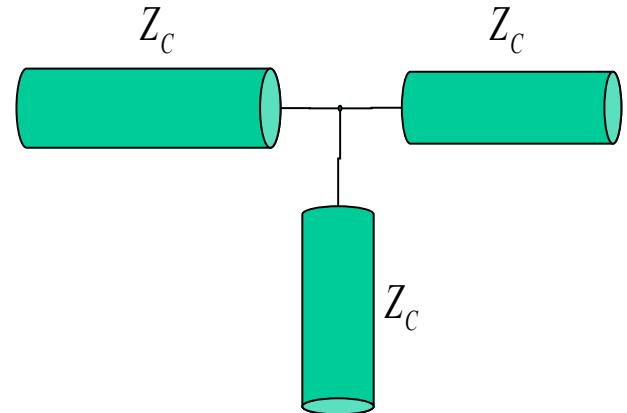
- Réduction de la durée des réflexions

- solution 1 : terminaison à chaque source
 - dissipe peu de puissance
 - amortit un peu le signal

- solution 2 : terminaisons sur chaque charge
 - marche bien pour les étoiles parfaites
 - réflections confinées au segment source-jonction

- solution 3 : résistance série à chaque jonction
 - atténuation à chaque jonction
 - mais supprime rapidement les oscillations
 - exemple : trois résistances de $Z_c/3$: que se passe-t-il ?

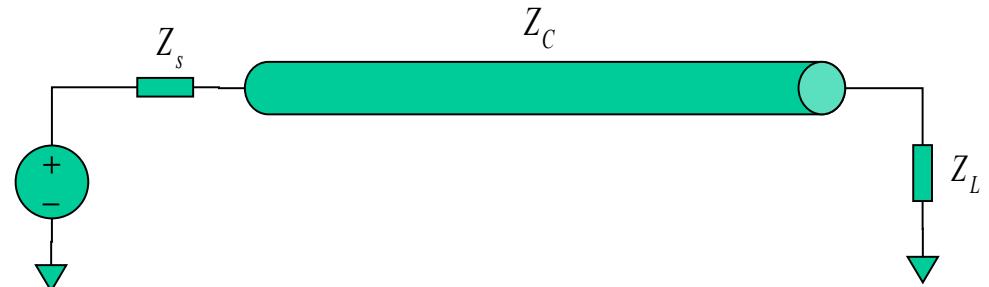
- solution 4 : résistance parallèle à la jonction
 - souvent vu, c'est un des mythes urbains de la SI
 - résultat : abaisse l'impédance du nœud, alors qu'elle est déjà trop basse...



Terminaisons

Conclusion

- on a généralement : $Z_s < Z_c < Z_L$



- on peut alors ajuster la source ou la charge pour éliminer les réflexions
 - si peu de changements d'état : terminaison série source (consommation réduite)
 - daisy chain : terminaison parallèle charge
 - si pull up / pull down : les plus proches des charges (terminaisons parallèle)
 - si étoile : attention à la perte de signal
- si $Z_s > Z_c$
 - terminaison série source impossible
 - éventuellement terminaison parallèle à la source
- terminaisons parallèle :
 - compromis entre nombre de composants et consommation
 - attention au crosstalk dans les réseaux de résistances
- de toutes façons, simuler les lignes !

Où en est-on ?



- **On a vu**
 - les bases
 - les lignes de transmission / régions
 - comment gérer les lignes
- **On va voir le crosstalk**
 - origine
 - différents types
 - comment y remédier



Crosstalk (diaphonie, couplage)

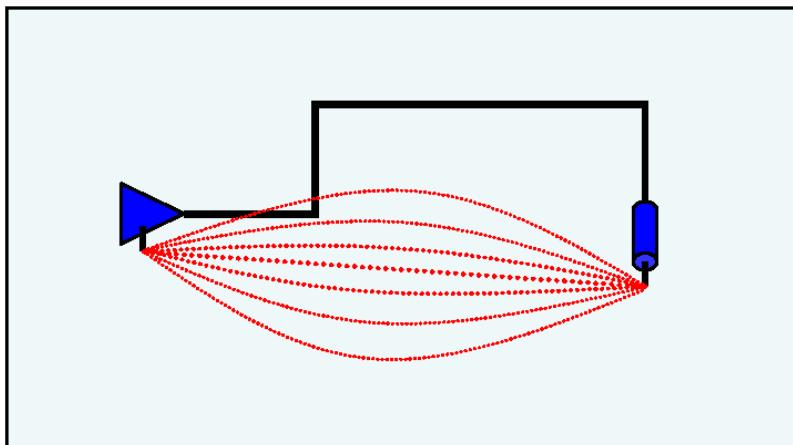
• Crosstalk

- deux origines
 - inductive
 - capacitive (généralement négligeable devant le crosstalk inductif)
- une ligne doit avoir une impédance constante
 - nécessité d'un plan uniforme
- On va voir, dans les lignes de transmission :
 - écoulement des courants
 - couplage entre lignes
 - crosstalk proche / lointain

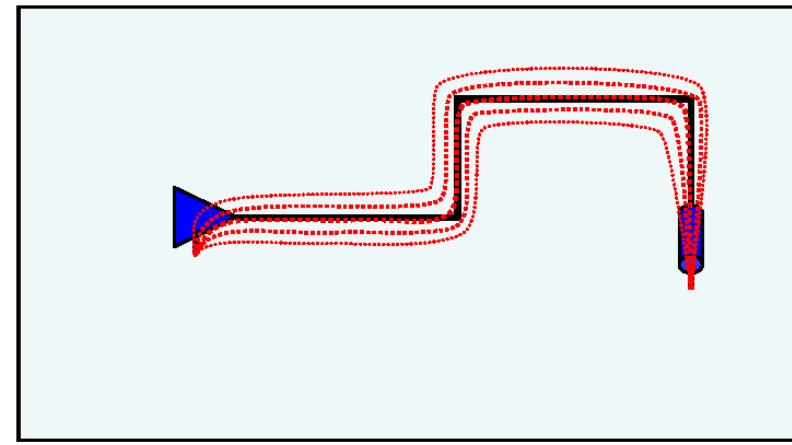
- **Écoulement du courant**

- deux règles fondamentales
 - le courant s'écoule en boucle
 - le courant suit le chemin de moindre impédance

BF : moindre résistance

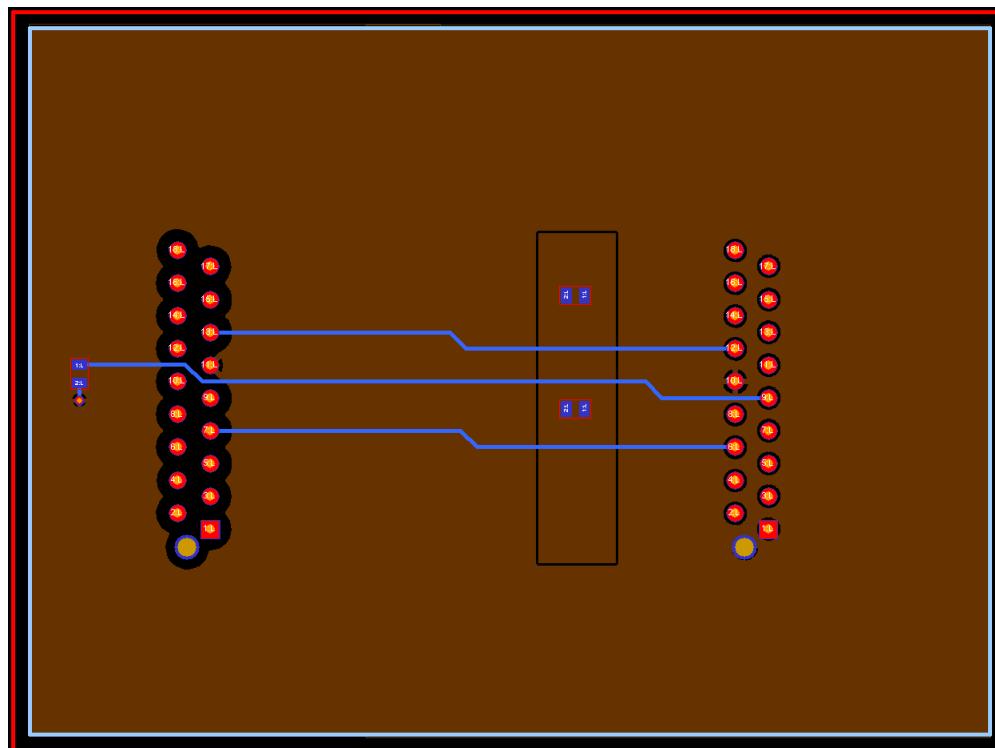


HF : moindre inductance



Crosstalk

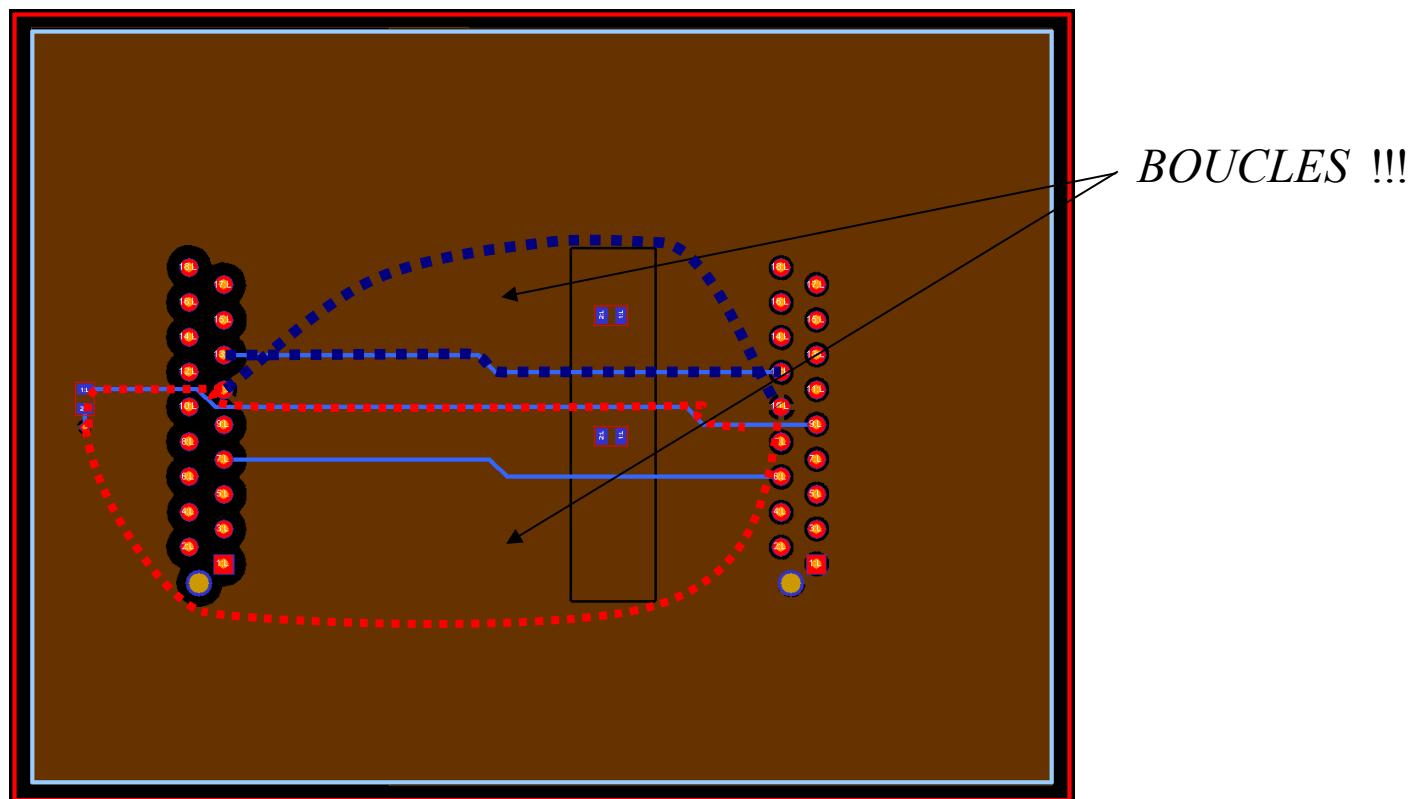
- Conséquence 1 :
 - trous (slots) dans les plans
 - cas les plus fréquents :
 - séparation de plans
 - passage temporaire de routage dans un plan
 - espacement trop grands (connecteurs, vias, ...)



Crosstalk

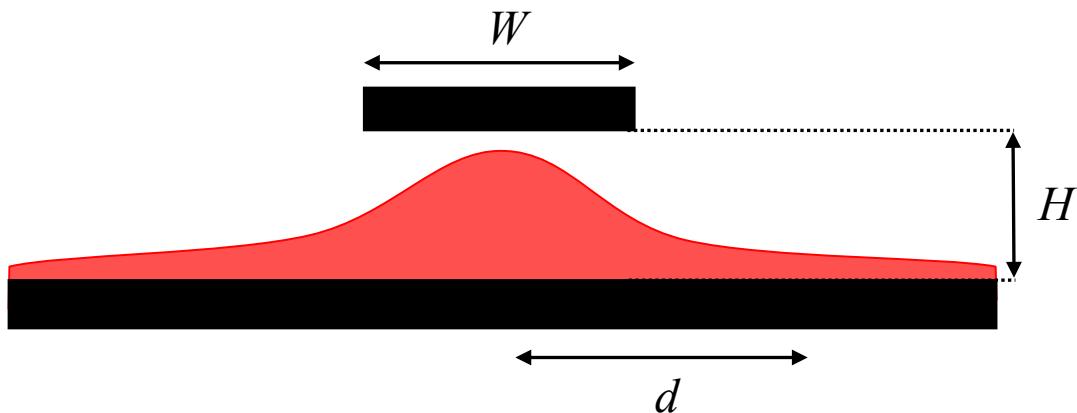
- Conséquence 1 :

- trous (slots) dans les plans : augmentation de la surface des boucles de courant
 - augmentation de l'inductance propre des boucles
 - ralentissement des fronts
 - augmentation du couplage entre ligne (inductance mutuelle) :



Crosstalk

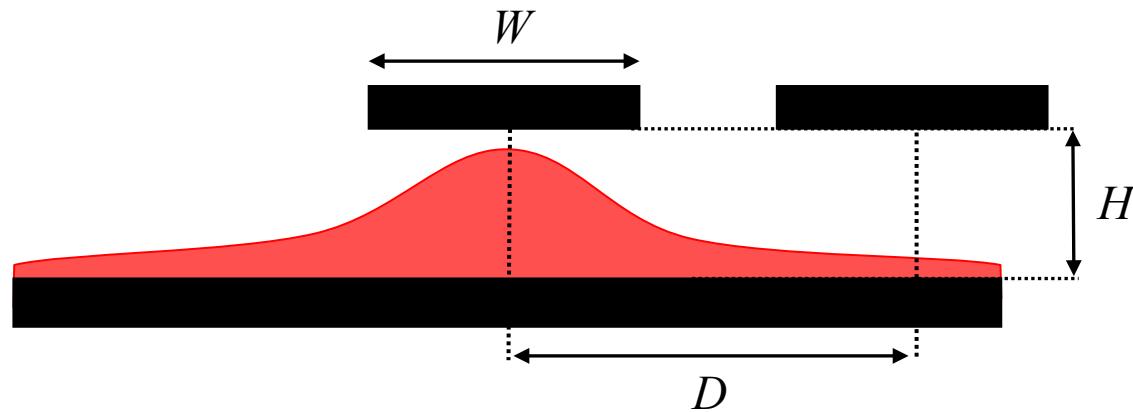
- Conséquence 2 : couplage inductif
 - densité de courant (HF) sous une piste
 - étalement : augmentation de l'inductance
 - resserrement : augmentation de la résistance
 - distribution optimale entre les deux



$$i(d) = \frac{I_0}{\pi \cdot H} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{d}{H}\right)^2}$$

Crosstalk

- Conséquence 2 : couplage inductif
 - influence sur les pistes adjacentes



$$crosstalk \approx K \cdot \frac{1}{1 + \frac{D^2}{H^2}}$$

- crosstalk inductif : inversement proportionnel au carré de la distance entre deux pistes.
- sans plan de masse : maximum

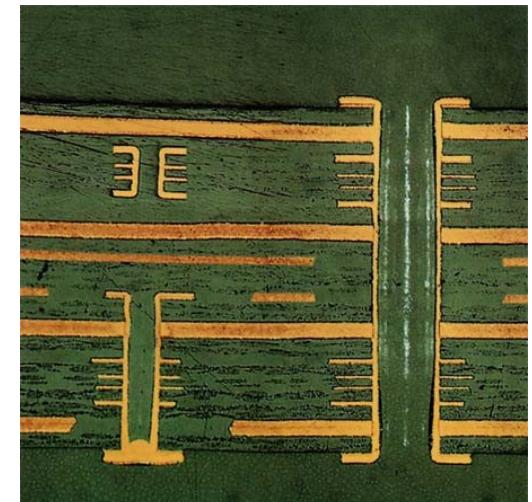
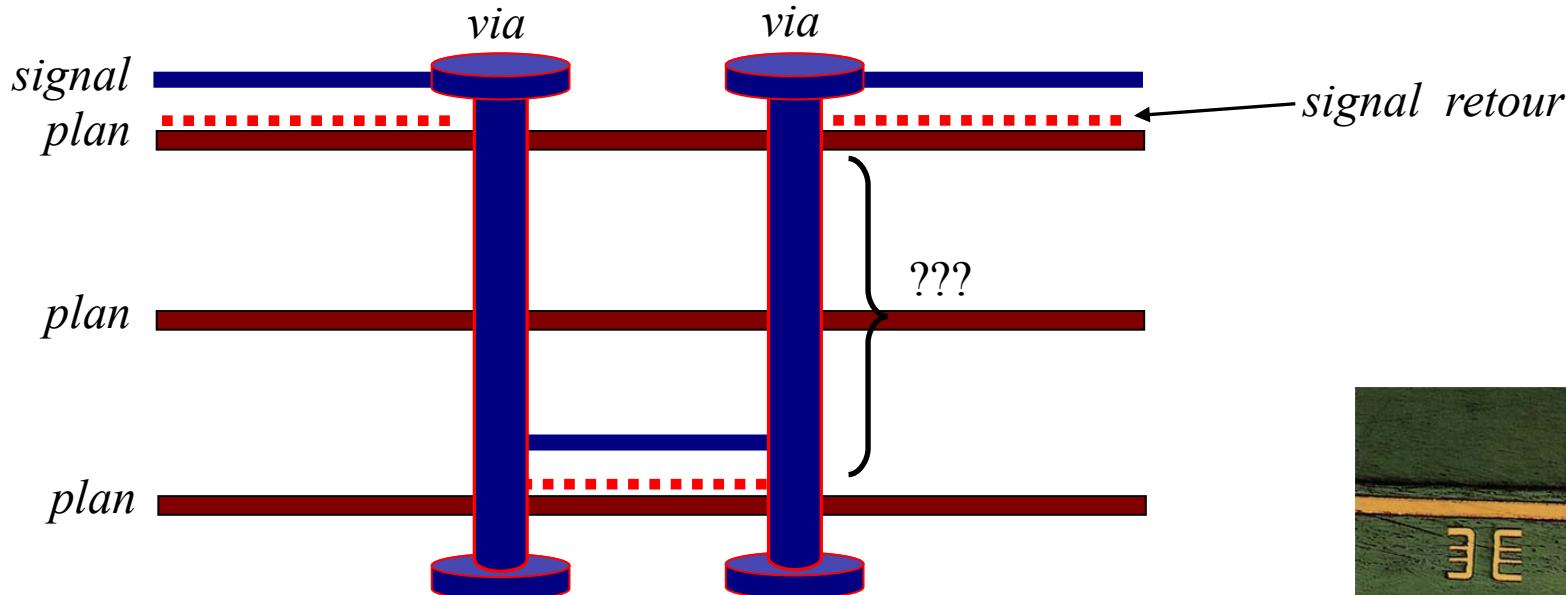


Crosstalk

- Précision 1 : traces de gardes
 - insertion d'une piste de masse entre deux pistes critiques pour minimiser leur couplage
 - peu d'effet sur les circuits numériques habituels
 - le plan est beaucoup plus proche des pistes critique que la piste de garde
 - connectée à GND à chaque extrémité : diminue le couplage de moitié
 - connectée à GND régulièrement : diminue encore le couplage de moitié
 - en pratique, si l'on a la place de mettre une piste de garde, le couplage est déjà négligeable. C'est le plan de masse qui limite le couplage...

Crosstalk

- Précision 2 : plans et vias

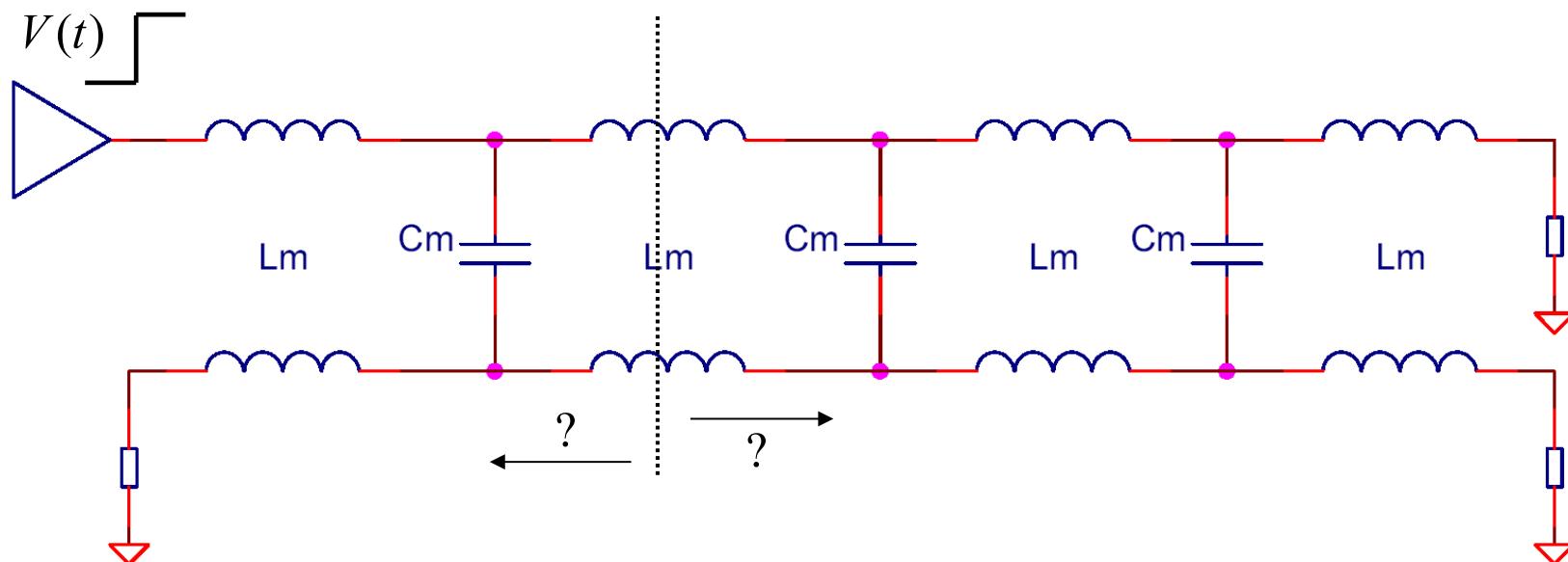


- difficultés à prévoir pour le chemin de retour !
- solutions :
 - si même plan : cloutage
 - si plan différent : capacités de découplage

Crosstalk

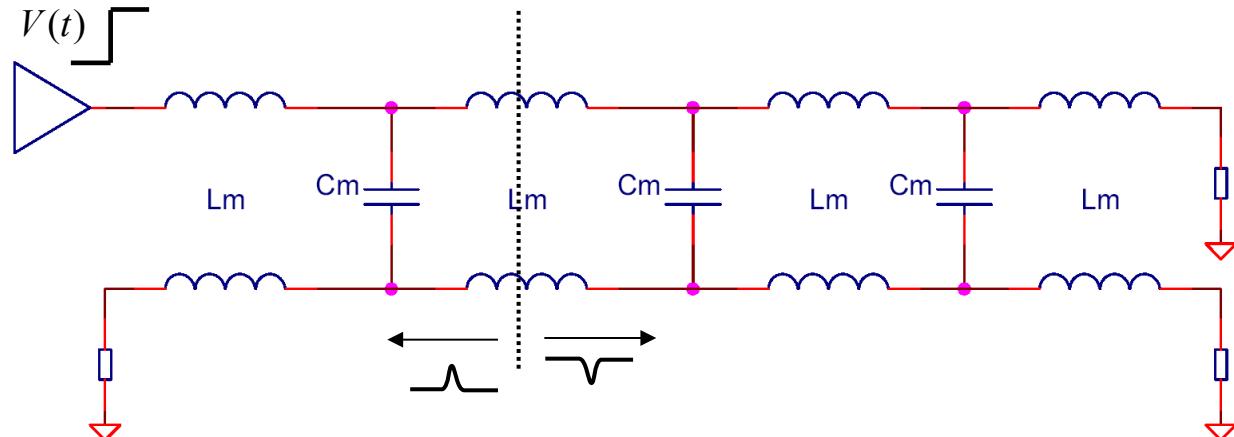
Principe

- suite de transformateurs (inductances mutuelles) / capacités (mutuelles) répartis
- couplage inductif et capacitif



Crosstalk

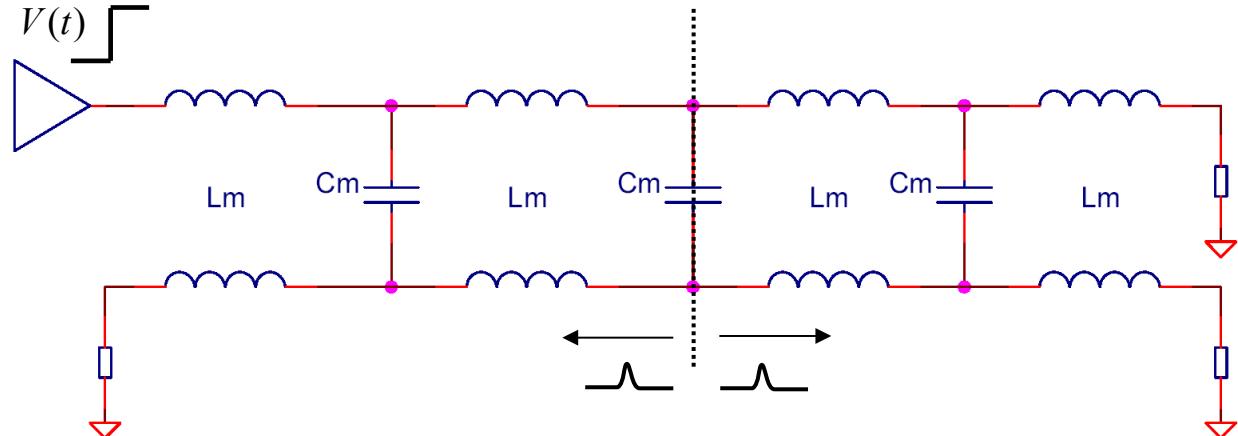
• Couplage inductif



- couplage : $V_L = L_M \cdot \frac{dI}{dt}$
- couplage avant :
 - polarité opposée à celle du signal agresseur
 - arrivent tous en même temps
- couplage arrière :
 - polarité identique à celle du signal agresseur
 - répartis sur une période de $2 T_p$

Crosstalk

• Couplage capacitif



- couplage : $V_c = C_M \cdot \frac{dV}{dt}$
- couplage avant :
 - polarité identique à celle du signal agresseur
 - arrivent tous en même temps
- couplage arrière :
 - polarité identique à celle du signal agresseur
 - répartis sur une période de $2 T_p$



Crosstalk

● Crosstalk total résultant

- PCB avec plan de masse idéal (plein)
 - stripline : inductif = capacitif
 - avant : nul
 - arrière : grand
 - microstrip : inductif un peu plus grand que capacitif
 - avant : presque nul
 - arrière : grand
- PCB avec plan imparfait : inductif > capacitif
 - avant : grand et négatif
 - arrière : grand



Crosstalk

● Crosstalk total résultant

- Amplitude et durée
 - couplage avant :
 - durée fixe
 - amplitude proportionnelle à la longueur de lignes couplées
 - couplage arrière :
 - durée proportionnelle à la longueur de lignes couplées
 - amplitude fixe (croît progressivement puis atteint un maximum)

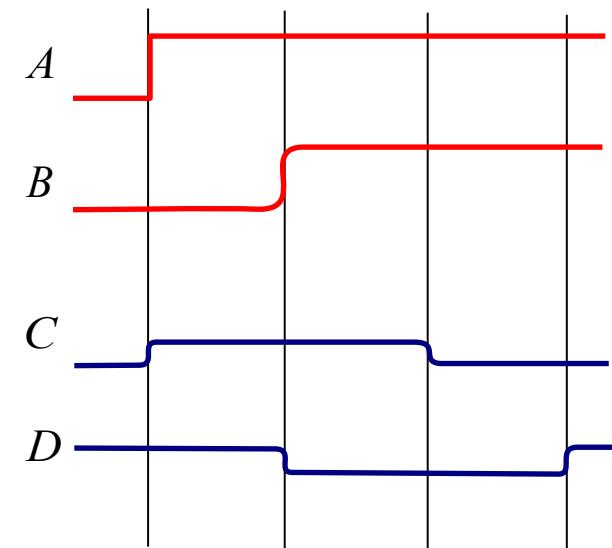
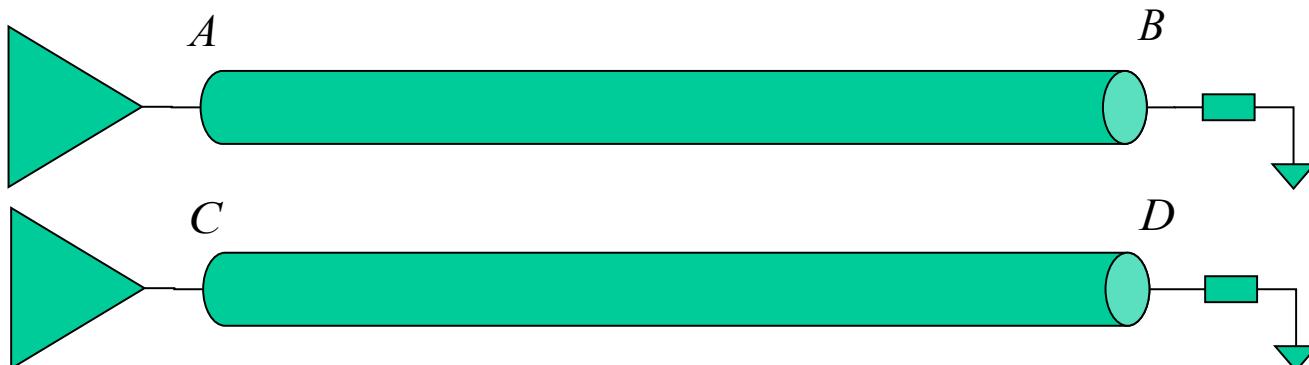


Crosstalk

- Crosstalk total résultant

- Exemple

- driver à impédance très faible : $R_1 = -1$
- terminaison correcte en D : $R_2 = 0$
- que voit-on ici en D ?



Crosstalk

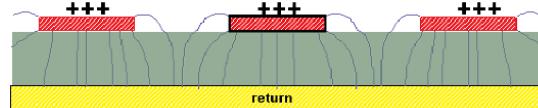
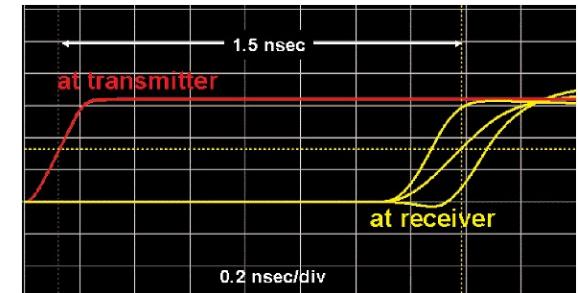
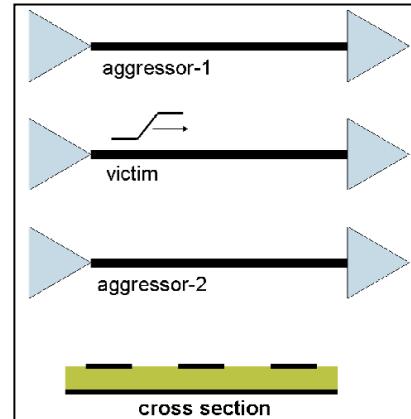
Jitter déterministe

- indépendant

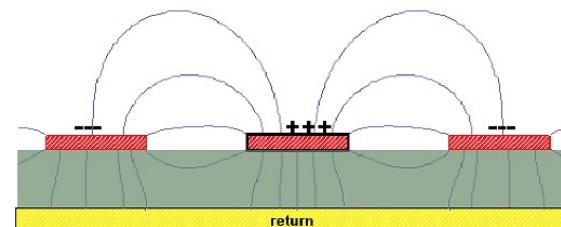
- du temps de montée
- du couplage total (longueur)

- provient de la répartition des lignes de champs

- influence sur la constante diélectrique effective
 - plus les lignes de champs sont dans l'air,
 - plus ϵ_0 effectif est petit,
 - plus le signal se propage vite



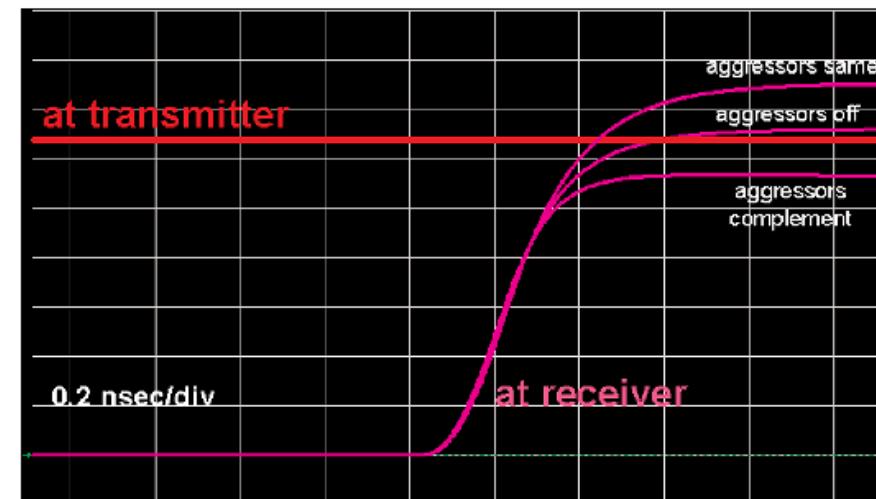
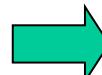
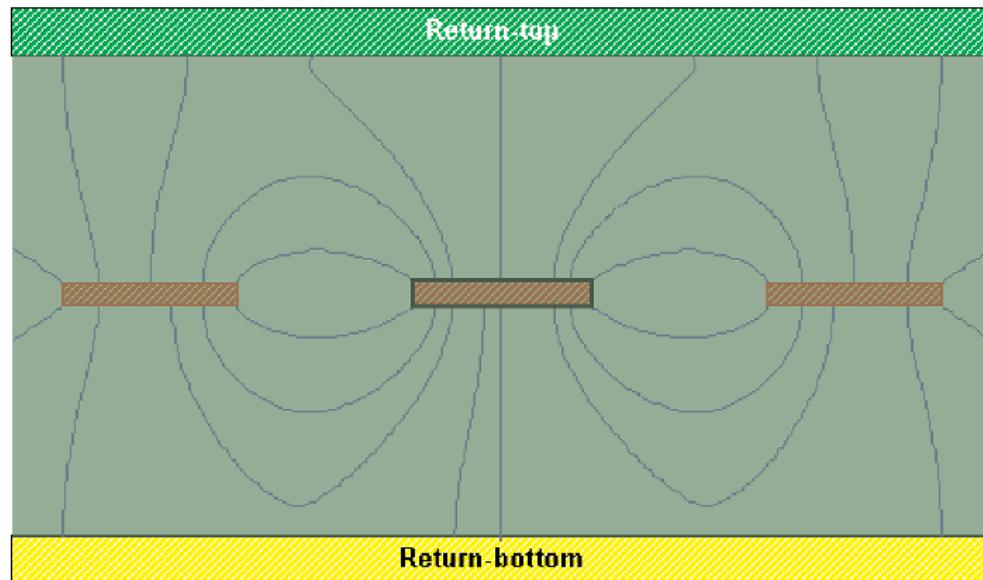
transitions dans le même sens



transitions dans des sens opposés

Crosstalk

- **Jitter déterministe : réduction**
 - strip-line : lignes de champs constantes

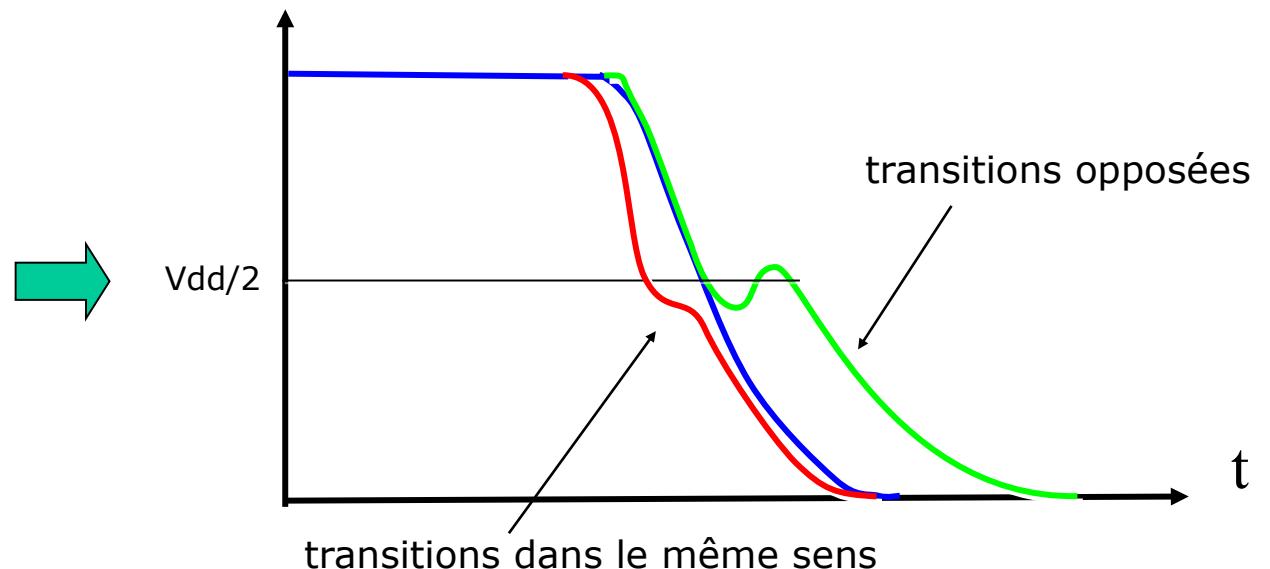
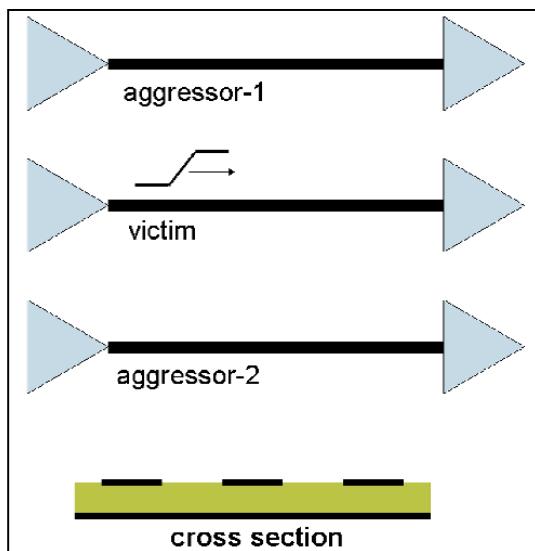


- temps de propagation constant
- malgré un crosstalk important en amplitude !

Crosstalk

• Crosstalk et délais

- n'influe pas sur la vitesse de propagation, mais sur le moment où la transition va être vue
- influence du sens des transitions
- dépend du type de couplage (capacitif, inductif, ...)
- exemple :



- Mini-quizz : que voit-on ici ? quel est le type des pistes ? comment supprimer le couplage ?

- Conclusion : réduction du crosstalk

- strip-line : annule le crosstalk avant
- éloignement des pistes
- réduction de la longueur des pistes
 - jusqu'à ce que leur longueur soit plus petite que celle des fronts
- modification de l'empilage
 - plan proche : couplage réduit (mais impédance diminuée)

Où en est-on ?



- **On a vu**

- les bases
- les lignes de transmission / régions
- comment gérer les lignes
- comment gérer le crosstalk

- **On va voir les alimentations**

- les problèmes
- les capacités de découplage
- la séparation des alims / plans
- le ground bounce



Distribution d'alimentation

- **Rôle des PCB**

- assurer une distribution correcte des signaux entre les différents composants
 - signaux « normaux »
 - alimentation
 - horloges
- maintenir une rigidité du système
- assurer un premier refroidissement des composants dissipatifs
- ...

Distribution d'alimentation

• Portes logiques : consommation

- CMOS régime statique : consommation nulle
- CMOS lors d'une transition :
 - pic de consommation dû à la charge des diverses capacités
 - fourni par VCC ou absorbé par GND de la porte source
 - absorbé par GND (ou VCC) de la porte cible

• exemple

- temps de montée : 1ns
- charge : 50pF
- excursion en tension : 3V
- inductance parasite : 10nH

$$\max\left(\frac{di}{dt}\right) = \frac{1.52 \cdot \Delta V}{T_{10-90^2}} \cdot C \approx 2.5 \cdot 10^8 \text{ A/s}$$

$$V_{noise} = L \frac{di}{dt} \approx 2.5V$$



Distribution d'alimentation

- **Rôle de l'alimentation**

- fournir des références communes
 - VCC
 - GND
- fournir les pics de courant nécessaires lors des commutations des portes

Pour qu'un circuit numérique fonctionne correctement, les portes doivent avoir les mêmes références (VCC / GND), ainsi qu'une alimentation capable de fournir les pics de courant.



Distribution d'alimentation

• Problèmes

- basses fréquences : peu de problèmes, les alimentations sont faites pour avoir une impédance de sortie faible à basse fréquence
- hautes fréquences : inductances parasites
 - fils d'alimentation / masse
 - pistes d'alimentation / masse
 - dans les connexions allant des plans de masse / alimentation aux composants (10-100nH)
 - dans le circuit intégré lui-même (1-10nH)
- couplage
 - injection de bruit dans les alimentations



Distribution d'alimentation

• Solutions

- Il faut

- s'assurer d'une distribution des références de qualité
- réduire les sources de bruit
- empêcher l'injection de bruit par les portes dans l'alimentation
- empêcher l'injection de bruit par l'alimentation dans les portes

Distribution d'alimentation

• Étape 1 : minimiser les impédances

• éviter les fils

- si impossible, préférer les câbles plats et rectangulaires, où les deux conducteurs sont les plus proches possibles l'un de l'autre...

- même gros, les fils ont une résistance propre

- éviter les pistes longues et fines

• préférer les alimentations intégrées au circuit; au besoin, réguler en deux étapes

• toujours distribuer les alimentations / masses par des plans

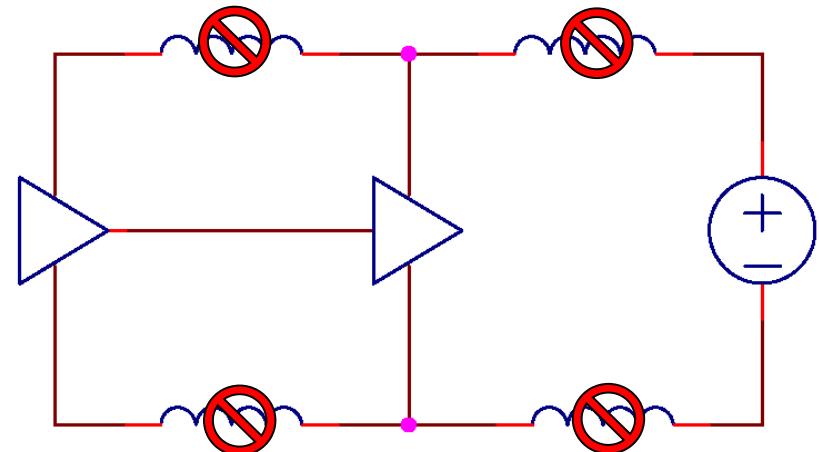
- inductance minimale

- résistance minimale (négligeable)

• capacités bulk

- réduction de l'impédance de l'alimentation

- proches de l'arrivée de l'alimentation





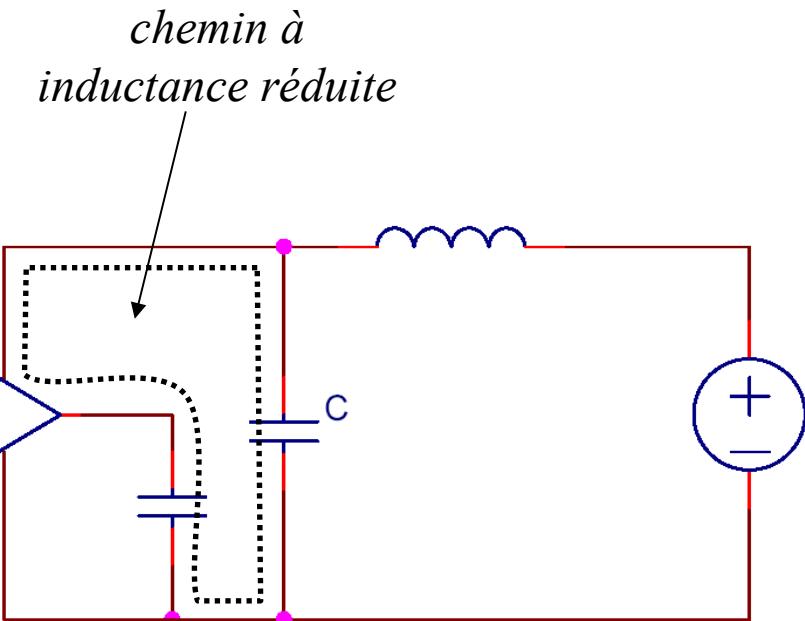
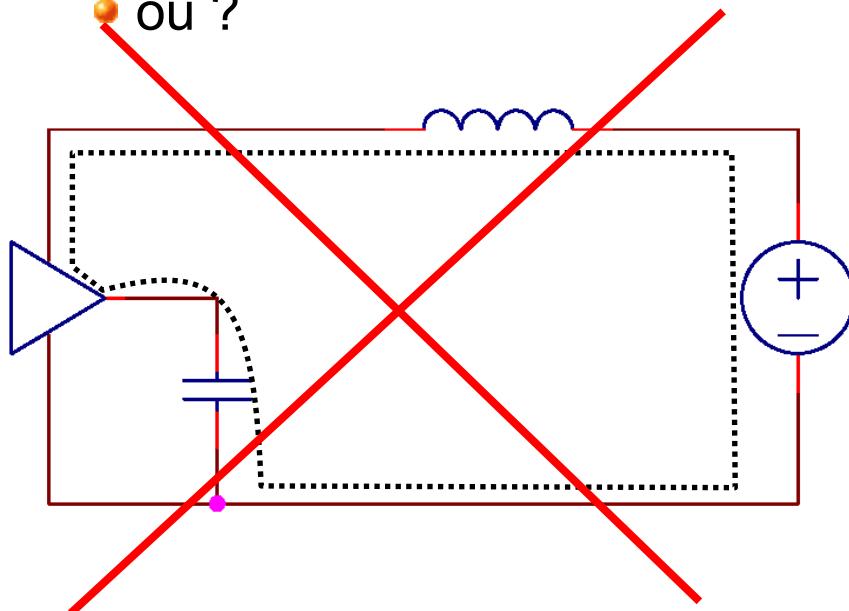
Distribution d'alimentation

- **Étape 2 : réduire les sources de bruit**
 - réduire les fronts !
 - c'est parfois possible
 - choix des drivers
 - drivers à slew-rate contrôlé (FPGA, ...)
 - c'est parfois impossible
 - quand les drivers sont imposés

Distribution d'alimentation

• Étape 3 : empêcher l'injection de bruit par les portes dans l'alimentation

- faire en sorte que le bruit reste « local » : découplage des portes de l'alimentation
- pour l'abaisser, ajout de capacités dites « de découplage »
 - quelle valeur ?
 - combien ?
 - quel type ?
 - où ?





Distribution d'alimentation

• Étape 3 : capacités de découplage

• Pour une sortie

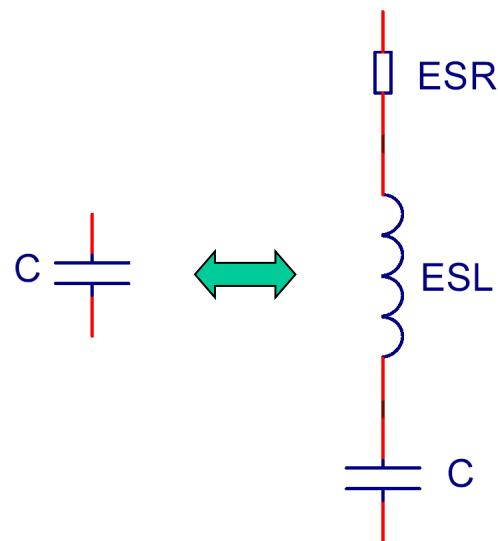
- charges pilotées par une sortie : $n \cdot C_u$
- pourcentage de bruit admissible : S
- valeur de la capacité de découplage pour une sortie : $C_{porte} = \frac{n \cdot C_u}{S}$
- valeur de la capacité de découplage pour N sorties : $C = \frac{N \cdot n \cdot C_u}{S}$

• Pour le cœur

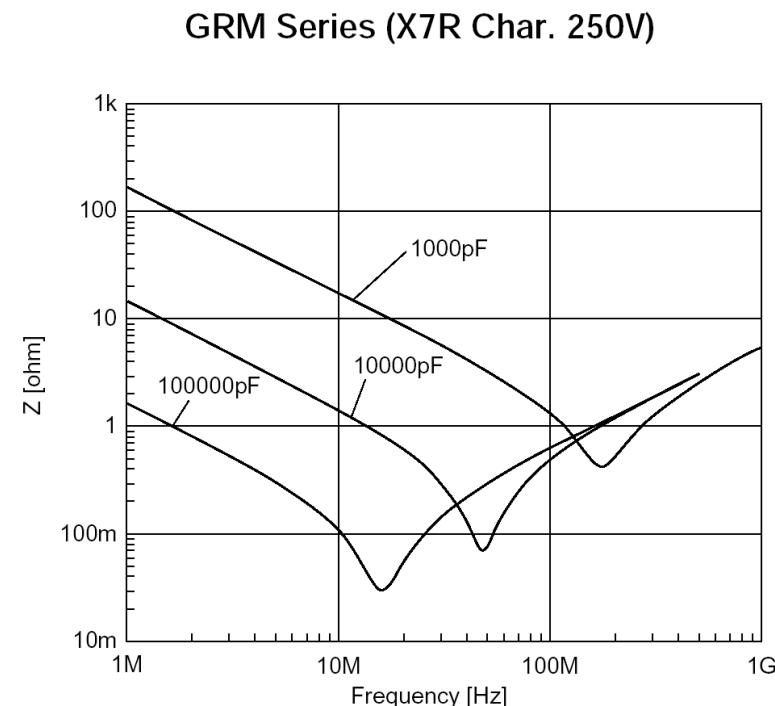
- consommation maximum du chip : I_{max}
- si l'alimentation n'est fournie que par une capacité : $\Delta V = \frac{1}{C} \cdot I_{max} \cdot \Delta t$
- pourcentage maximum de bruit admissible : S
- valeur de la capacité de découplage : $C = \frac{1}{S \cdot Vcc} \cdot I_{max} \cdot \Delta t$

Distribution d'alimentation

• Comportement des capacités



$$Z = R_{ESR} + j\omega \cdot L_{ESL} + \frac{1}{j\omega \cdot C}$$



Distribution d'alimentation

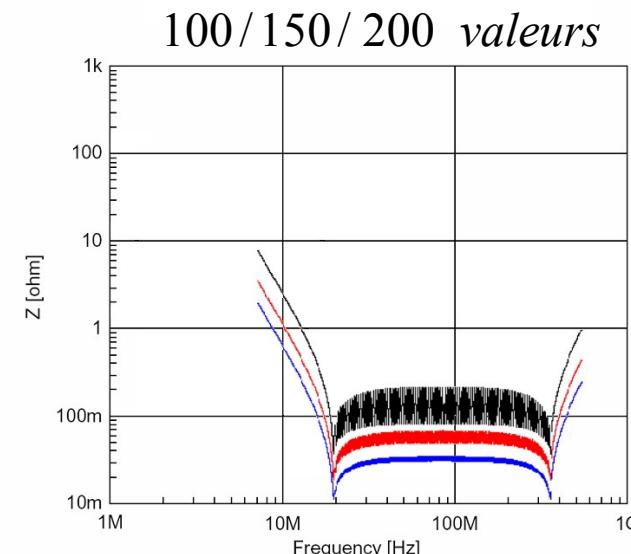
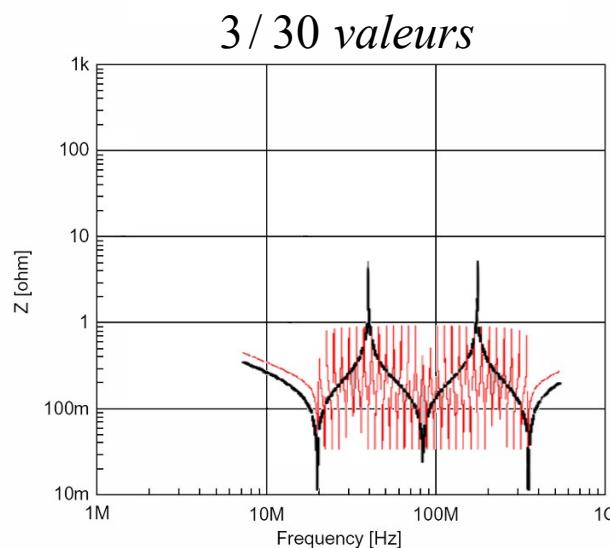
Comportement des capacités

parasites :

- ESL : 1.1nH pour 1206. (\rightarrow prendre le package le plus petit possible)
- ESR : varie beaucoup
- une capacité seule ne peut donc assurer son rôle correctement !

réseaux de capacités

- découpage en bandes de fréquences
- choix de capacités par bandes de fréquences
- abaissement de l'ESL global, de l'impédance globale, réponse en fréquence plate





Distribution d'alimentation

• Comportement des capacités

• diélectriques :

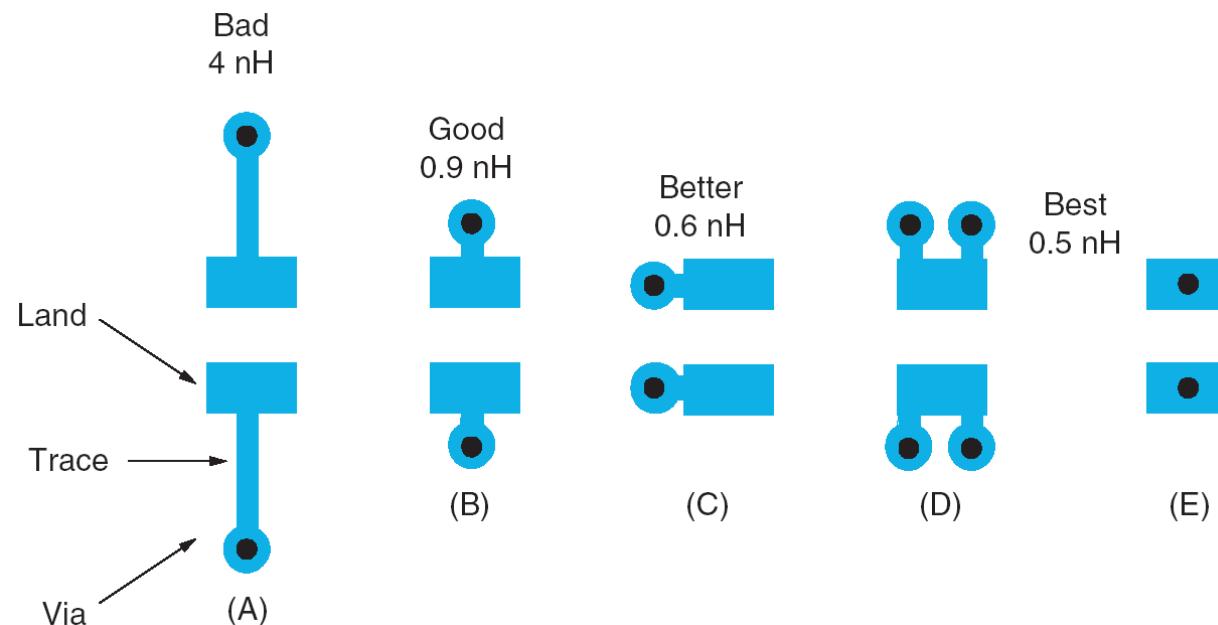
- tantales :
 - ESL bas
 - ESR haut
 - gamme de fréquence large
 - si trop chers : électrolytiques à faible inductance
- Z5U :
 - ESR bas de $0.1\mu F$ à $0.3\mu F$ en HF
 - tenue en température mauvaise ($>10^\circ C$)
 - tolérance faible (-20% - 80%)
- X7R :
 - bien pour $1nF$ à $10\mu F$
 - bon ESL
 - bonne tenue en température
 - pour capacités supérieurs : tantales

→ Voir les différents tutoriaux de cette année !

Distribution d'alimentation

Comportement des capacités

- pistes : inductances parasites supplémentaires
 - contribution de 300pH à 4nH
 - minimiser la surface des boucles de courant



Attention

- ne JAMAIS partager un via entre plusieurs capacités
- typiquement inductance pistes + via = inductance capacité
- avec un via partagé, une capacité ne contribue que faiblement à améliorer les choses...
- il vaut mieux réduire le nombre de capacités et garder une seule capacité par via



Distribution d'alimentation

- **Autres capacités de découplage : les plans**

- se comportent comme des capacités réparties
- surtout s'ils sont adjacent, avec un isolant le plus fin possible pour maximiser leur capacité
- réalisés en couches de cuivre les plus épaisses possibles pour réduire leur résistance / inductance

épaisseur diélectrique (mils / μm)	inductance ($pH/carré$)	capacitance $pF/inch^2$, pF/cm^2
4/102	130	225/35
2/51	65	450/70
1/25	32	900/140



Distribution d'alimentation

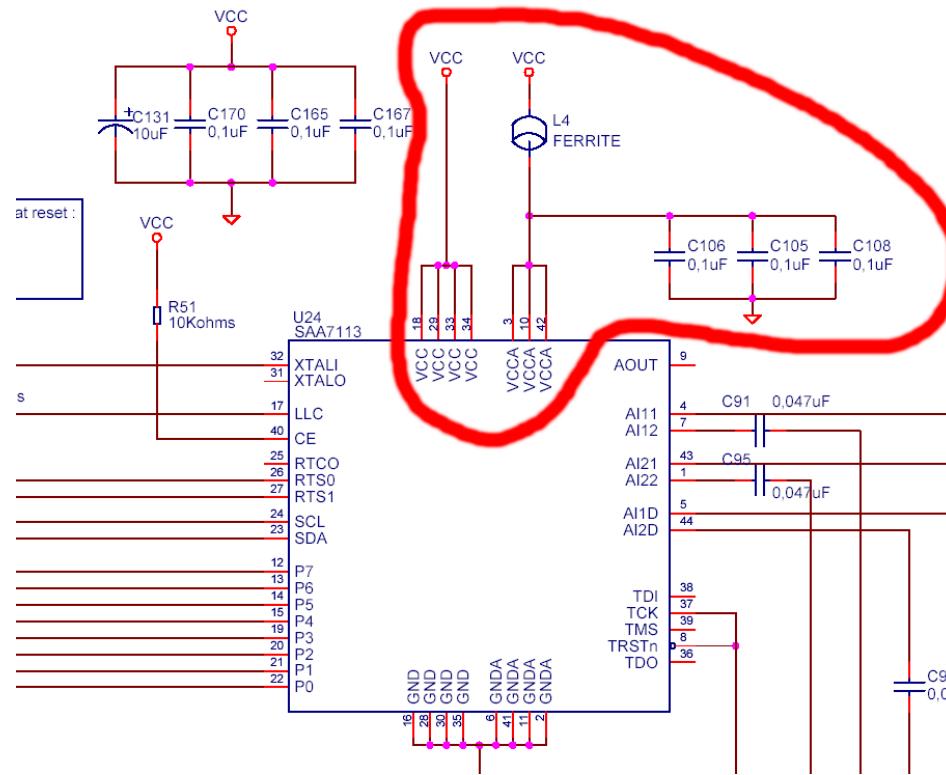
Conclusion sur les capacités de découplage

- **banc 1 : capacités grossières (bulk)**
 - pour les basses fréquences (impédance de l'alimentation)
 - valeur déduite de la consommation moyenne de la carte, généralement grosses
 - tantales, électrolytiques faible ESR
 - placement : proche de l'arrivée de l'alimentation
- **banc 2 : capacités de découplage**
 - valeurs diverses, X7R
 - placées au plus proche des broches d'alimentation des circuits intégrés
 - pour les plus petites valeurs, le placement n'a pas vraiment d'importance
 - par contre, le placement des vias est important !
 - nécessité d'en distribuer uniformément sur la carte
 - connexion au CI
 - par les plans (minimise l'inductance)
 - directement (garde le bruit hors du plan)
- **banc 3 : les plans**
 - paires de VCC / GND couplées
 - dans une même paire, les moins espacés possible
 - éviter les trous dans les plans

Distribution d'alimentation

• Étape 4

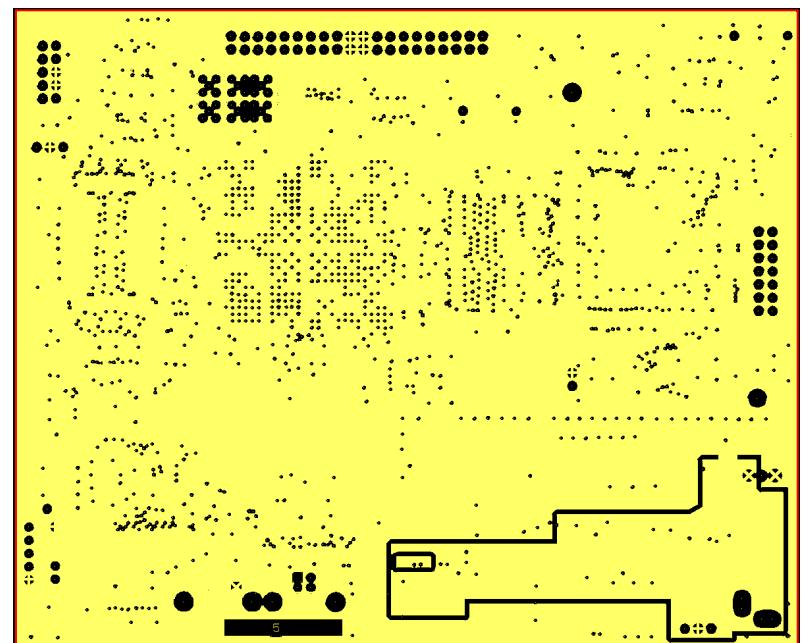
- Si malgré tout, une alimentation est bruitée : séparation des alimentations
- attention au routage (capacité proche du CI, loin de la self)
- éventuellement R en parallèle de la self pour amortir les oscillations



Distribution d'alimentation

• Étape 4

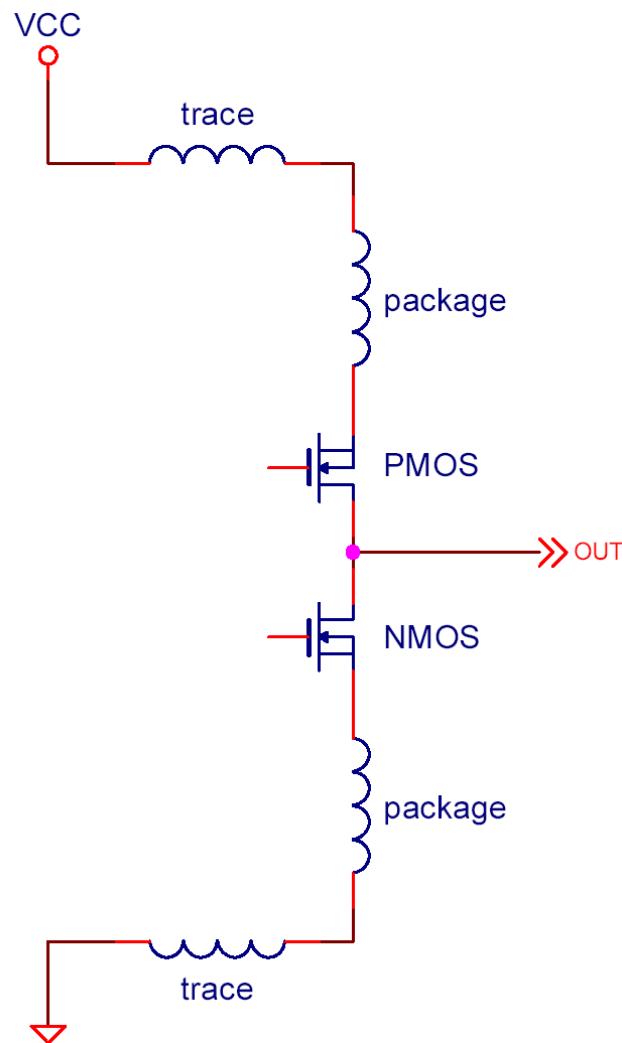
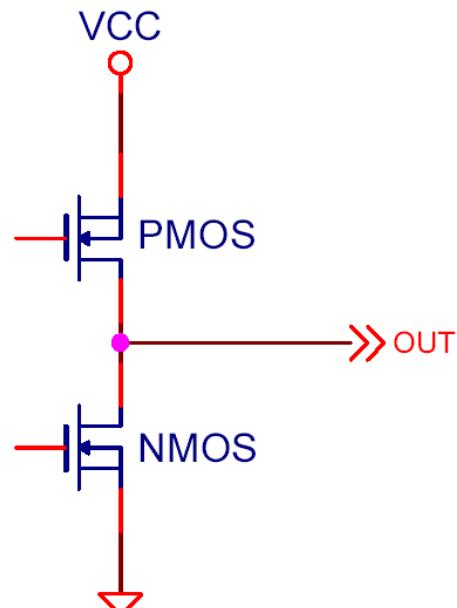
- Séparation des plans analogiques / numériques
 - sur VCC
 - pour garder une alimentation en plan malgré une ferrite
 - sans ferrite, pour éliminer un bruit spatial sur VCC
 - sur GND
 - pour éliminer un bruit spatial
 - un seul pont
 - sinon boucle
- chemins de retour :
 - tous les signaux doivent passer au dessus du pont
 - si violation : capacité de bypass au plus proche du point de violation (GND vers GND)



Distribution d'alimentation

• Ground bounce

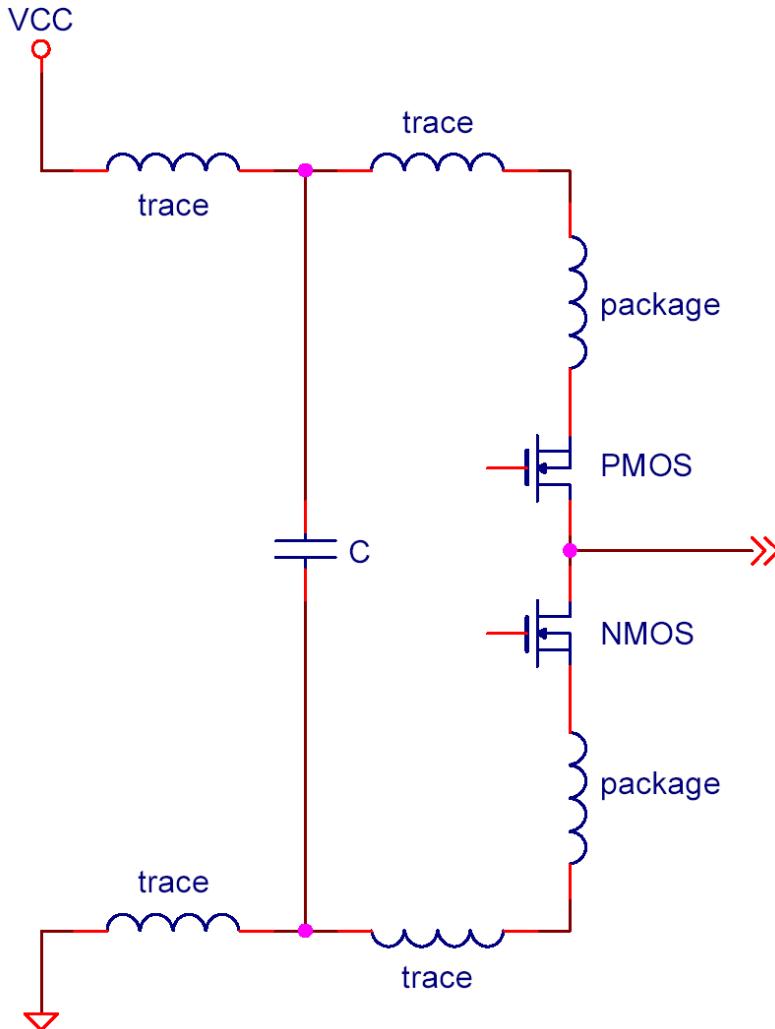
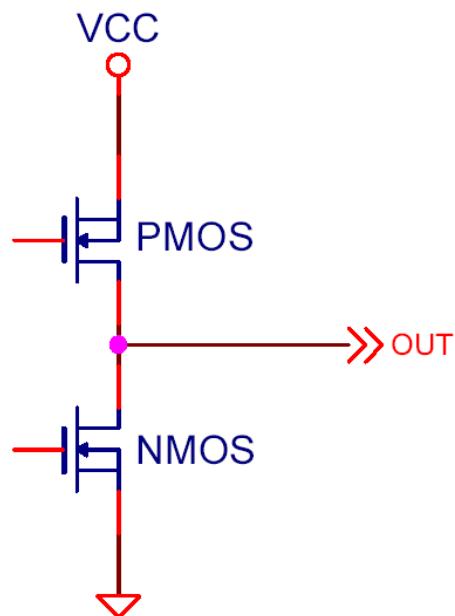
- sortie de porte CMOS



Distribution d'alimentation

• Ground bounce

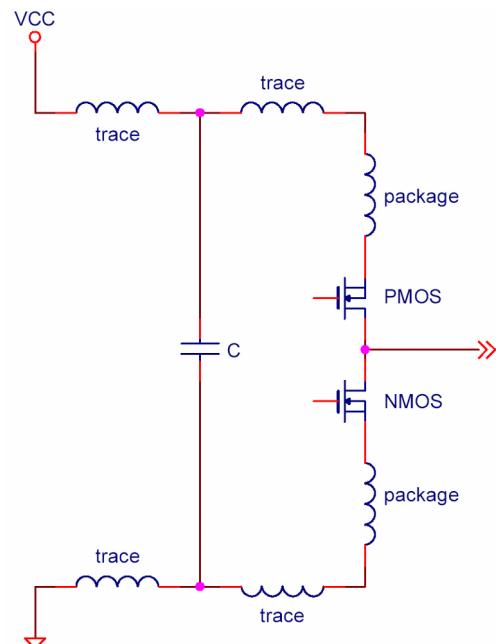
- sortie de porte CMOS



Distribution d'alimentation

• Ground bounce

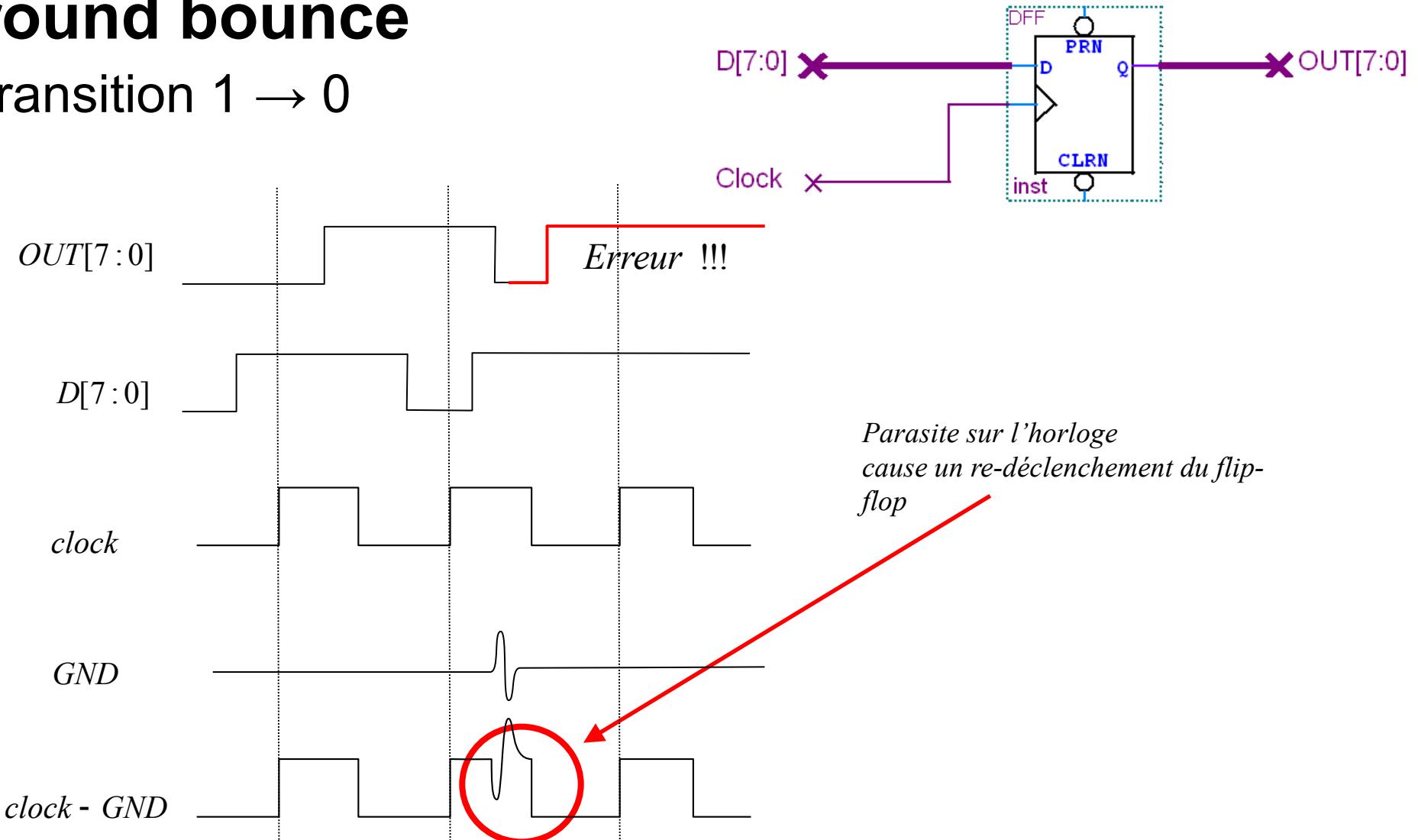
- transition $1 \rightarrow 0$
 - sur le silicium : $V_{GND} = L \cdot \frac{di}{dt}$
 - en entrée d'une porte sur le même silicium : $V = V_{in} - V_{GND}$



Distribution d'alimentation

Ground bounce

- transition $1 \rightarrow 0$





Distribution d'alimentation

• Ground bounce

- Comment l'éviter
 - L interne : préférer les packages à faible inductance
 - BGA
 - flip-chip
 - L externe :
 - minimiser les traces
 - découpler chaque VCC
 - ne pas partager les GND / VCC (un via et une trace par broche)
 - di/dt :
 - minimiser les charges
 - utiliser des drivers à slew-rate contrôlé
 - Paires différentielles

Licence de droits d'usage



Contexte académique } sans modification

Par le téléchargement ou la consultation de ce document, l'utilisateur accepte la licence d'utilisation qui y est attachée, telle que détaillée dans les dispositions suivantes, et s'engage à la respecter intégralement.

La licence confère à l'utilisateur un droit d'usage sur le document consulté ou téléchargé, totalement ou en partie, dans les conditions définies ci-après, et à l'exclusion de toute utilisation commerciale.

Le droit d'usage défini par la licence autorise un usage dans un cadre académique, par un utilisateur donnant des cours dans un établissement d'enseignement secondaire ou supérieur et à l'exclusion expresse des formations commerciales et notamment de formation continue. Ce droit comprend :

- le droit de reproduire tout ou partie du document sur support informatique ou papier,
- le droit de diffuser tout ou partie du document à destination des élèves ou étudiants.

Aucune modification du document dans son contenu, sa forme ou sa présentation n'est autorisé.

Les mentions relatives à la source du document et/ou à son auteur doivent être conservées dans leur intégralité.

Le droit d'usage défini par la licence est personnel, non exclusif et non transmissible.

Tout autre usage que ceux prévus par la licence est soumis à autorisation préalable et expresse de l'auteur :

alexis.polti@telecom-paristech.fr