

Couplages

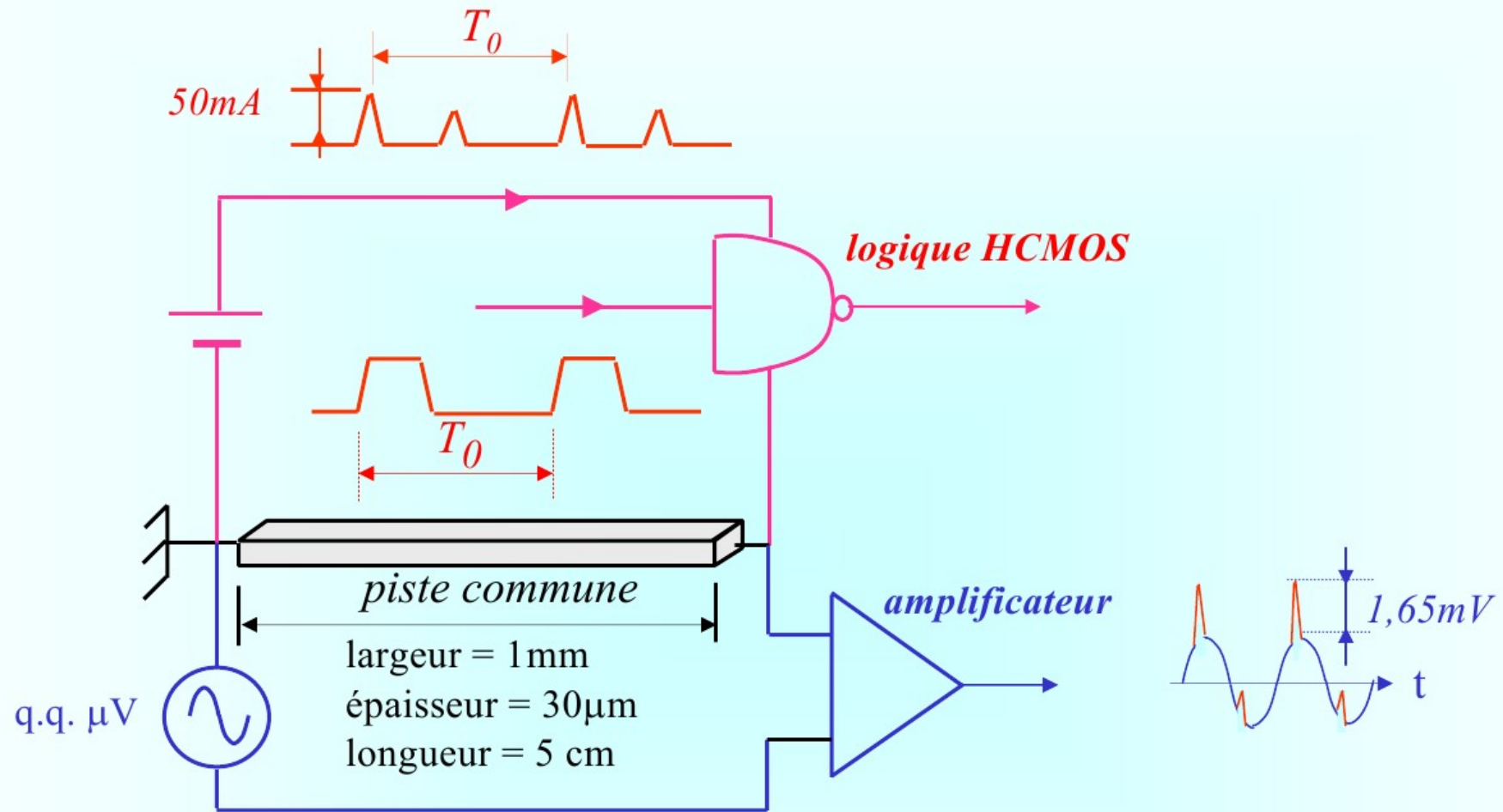
par

impédance commune,

inductif et capacitif

Couplage par impédance commune

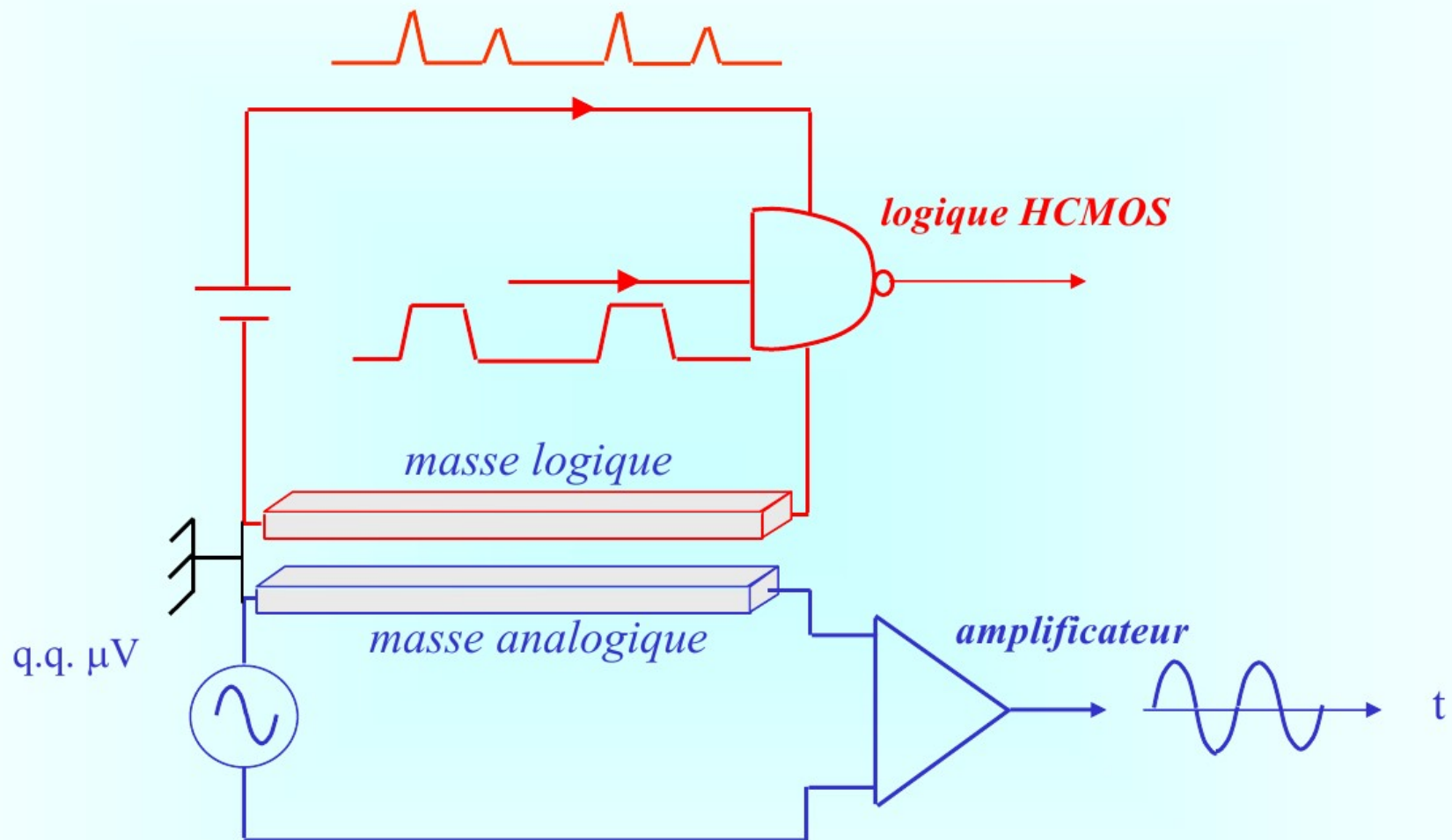
Signaux analogiques et numériques : masses logique et analogique



Résistance de la piste :
$$R = \frac{L}{\sigma S} = \frac{5 \times 10^{-2}}{5 \times 10^7 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \times 10^{-6}} = 0,033 \Omega$$

Chute de tension dans la piste commune :
$$V = 0,033 \times 50 \times 10^{-3} = 1,65 mV$$

Solution : plans de masse logique et analogique séparés



Exemple 1

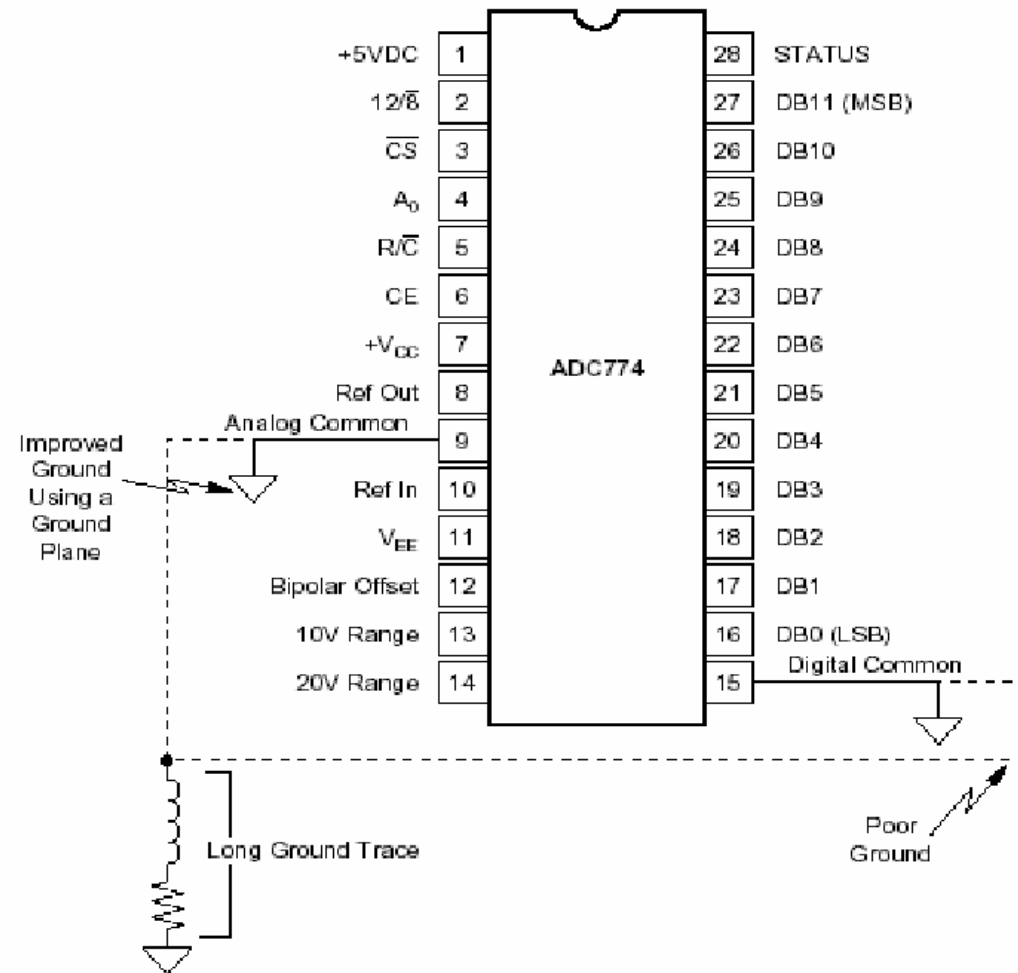
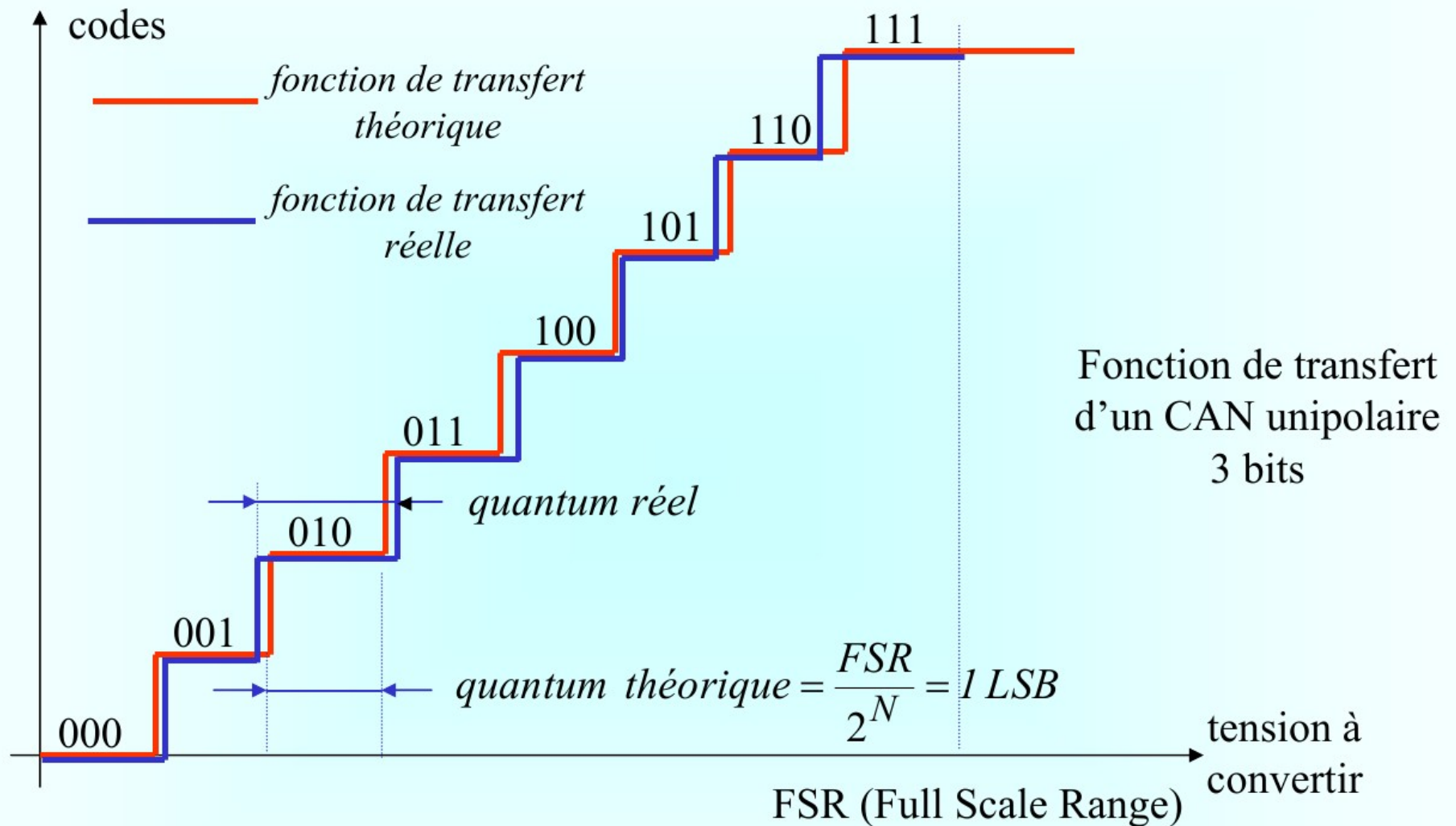


FIGURE 3. Ground Impedance is High Due to Long Circuit Trace. By Using Ground Plane, DLE is Improved.

D'après Burr-Brown Application Bulletin : Analog-to-digital converter grounding practices affect system performance 1994

Plans de masse analogique et numérique : le cas des convertisseurs analogique numérique



$$DLE = \text{quantum réel} - \text{quantum théorique} (FSR/2^N)$$

DLE (Differential Linearity Error)

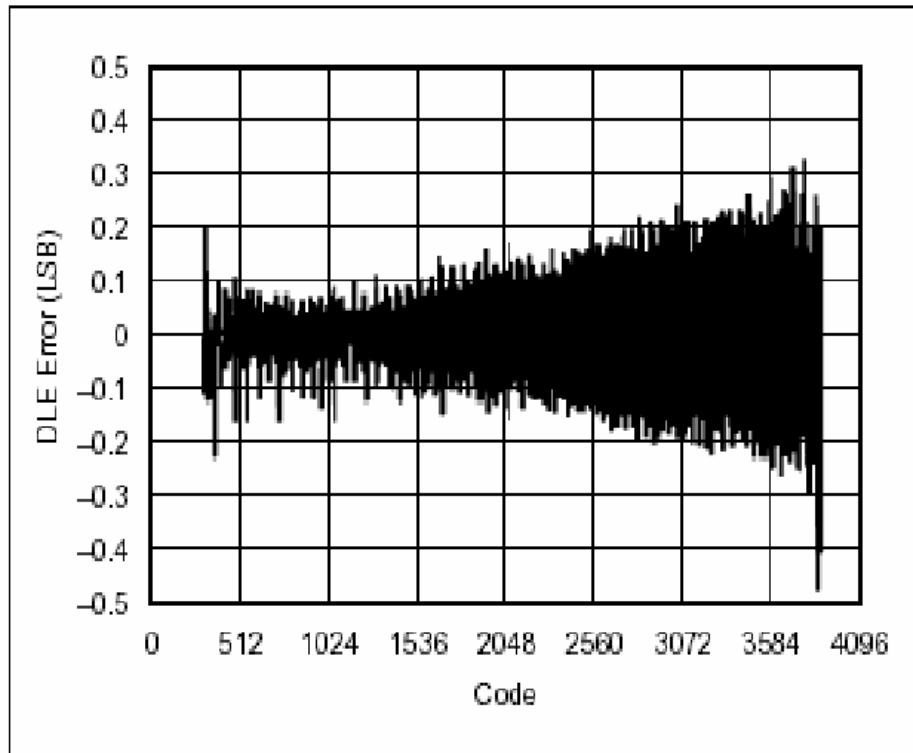


FIGURE 1. ADC774 Board DLE with Poor Ground.

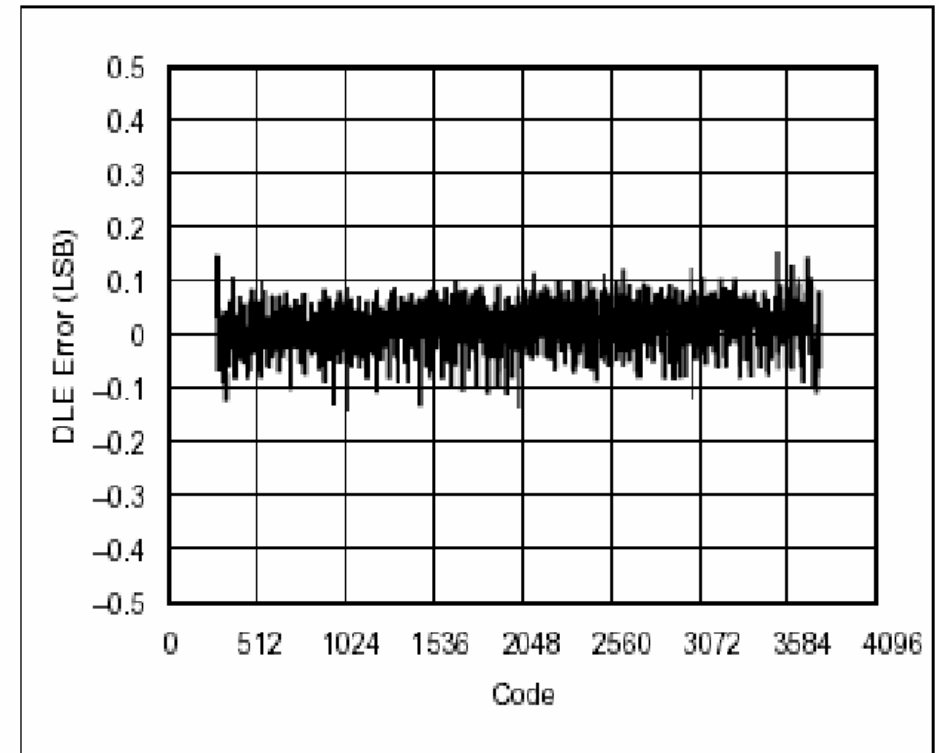
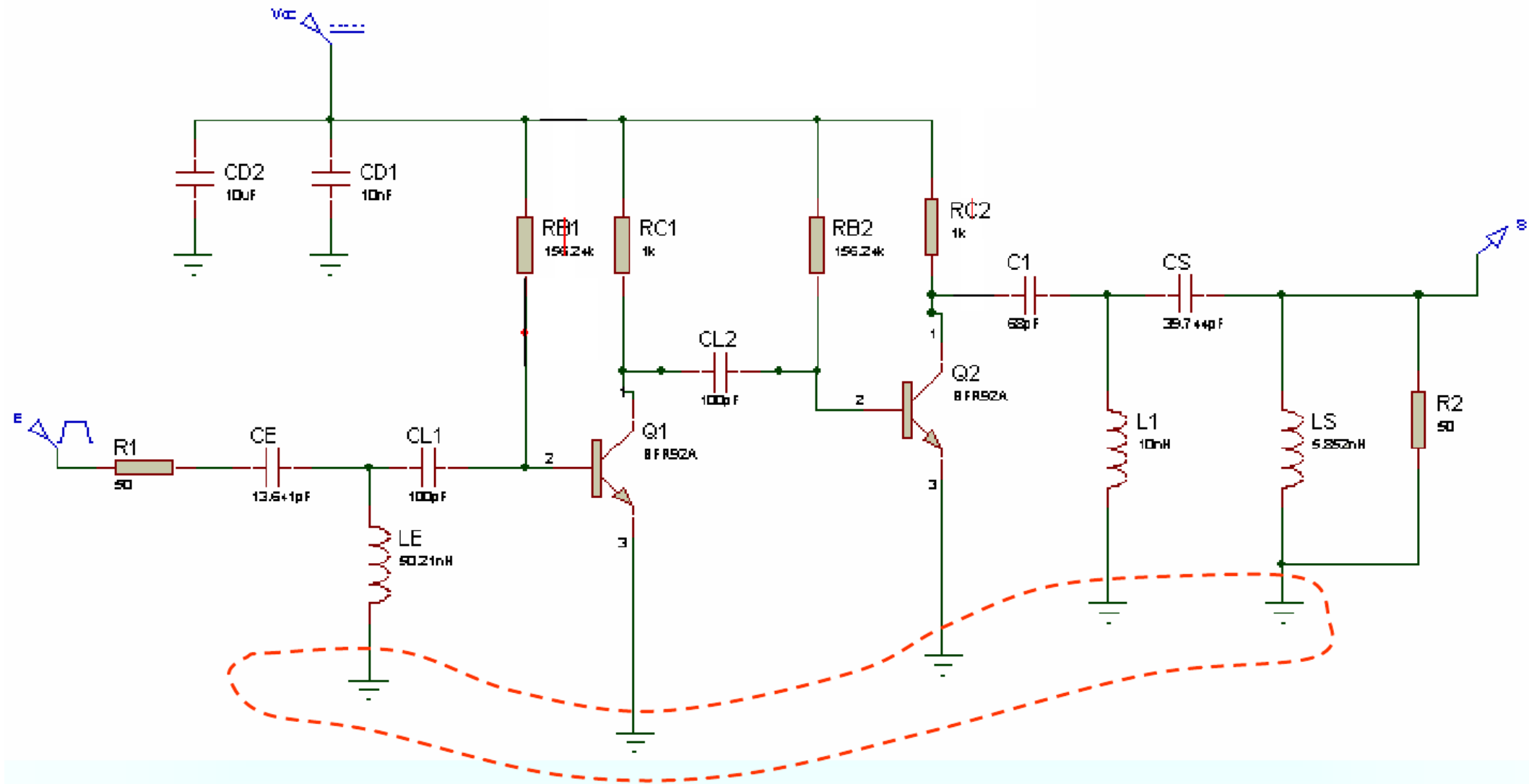


FIGURE 2. ADC774 Board DLE with Improved Ground.

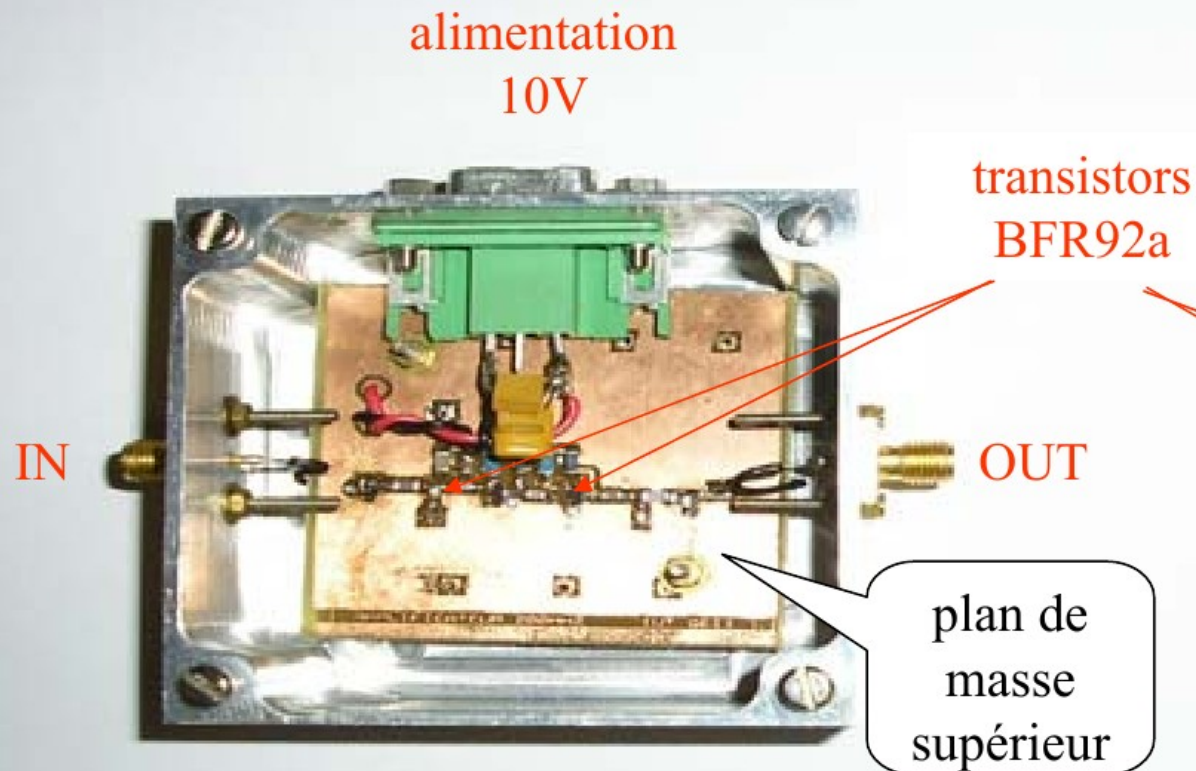
D'après Burr-Brown Application Bulletin : Analog-to-digital converter grounding practices affect system performance 1994

Exemple 2

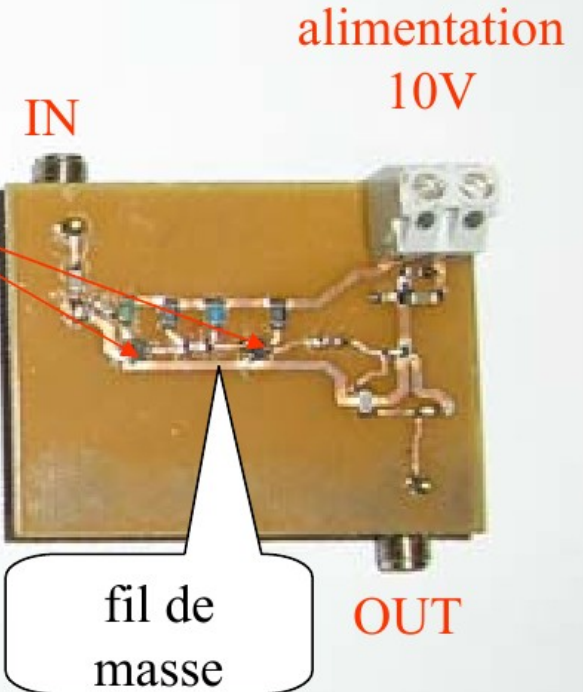
Un mauvais plan de masse peut transformer un amplificateur en oscillateur



Un mauvais plan de masse peut transformer un amplificateur en oscillateur

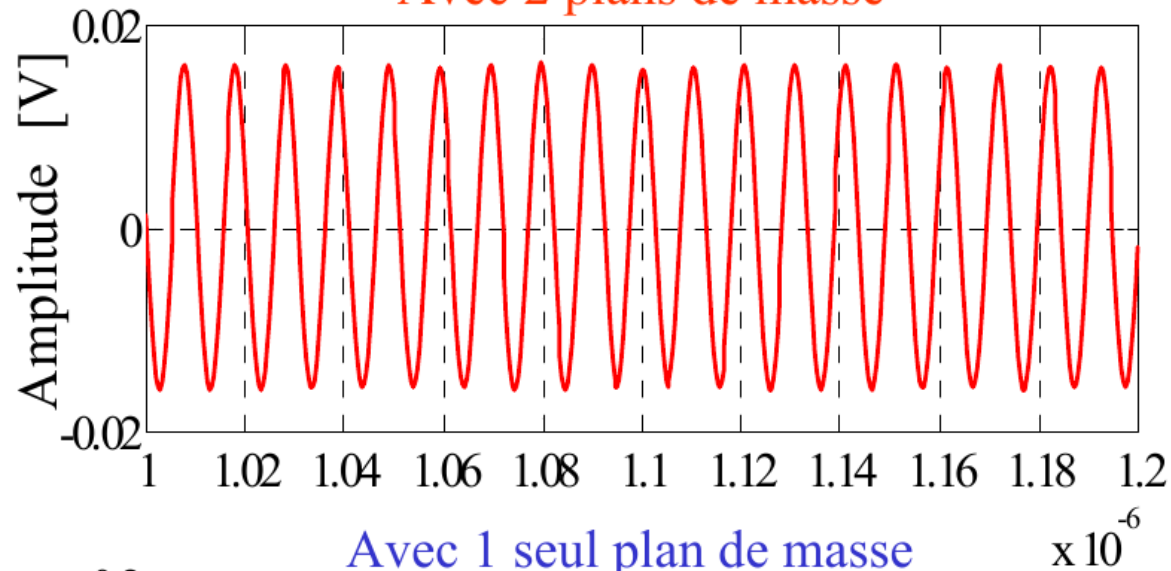


Amplificateur 200MHz avec plans de masse supérieur et inférieur

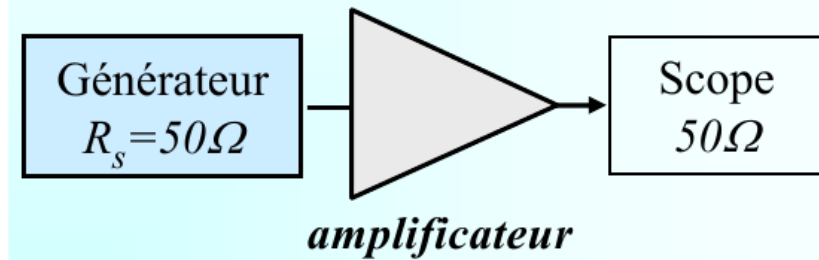
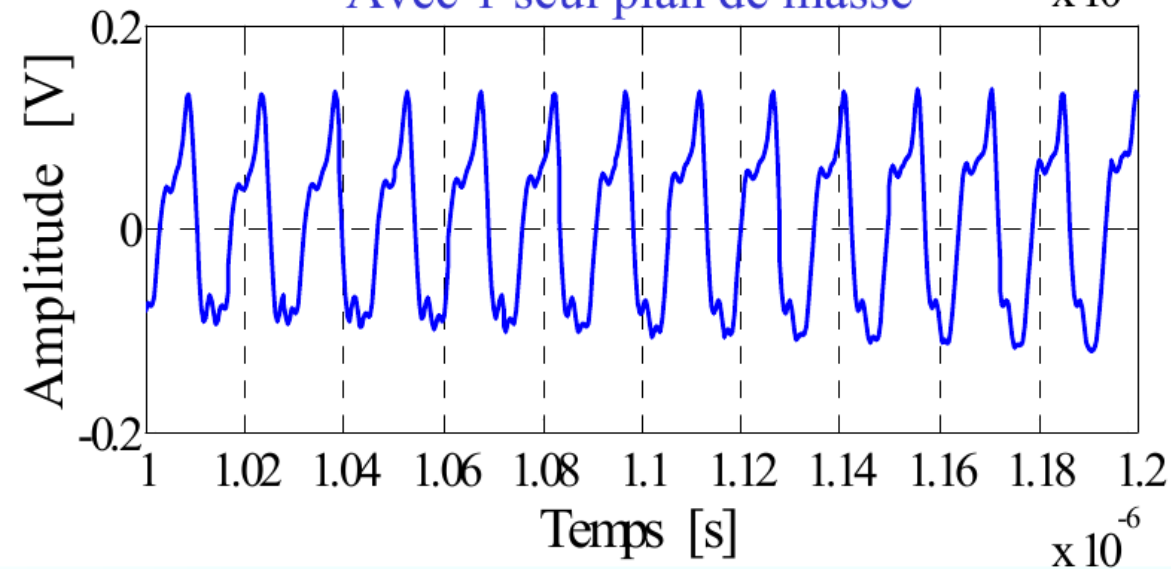


Amplificateur 200MHz avec un plan de masse inférieur

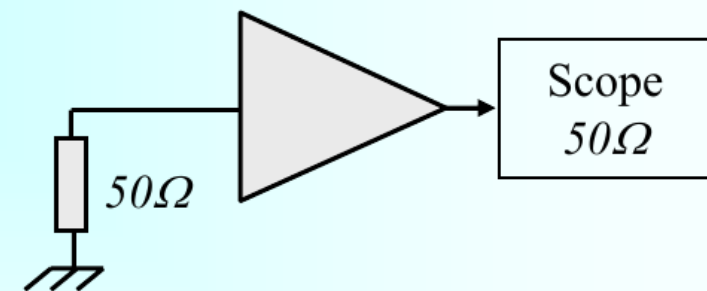
Avec 2 plans de masse



Avec 1 seul plan de masse

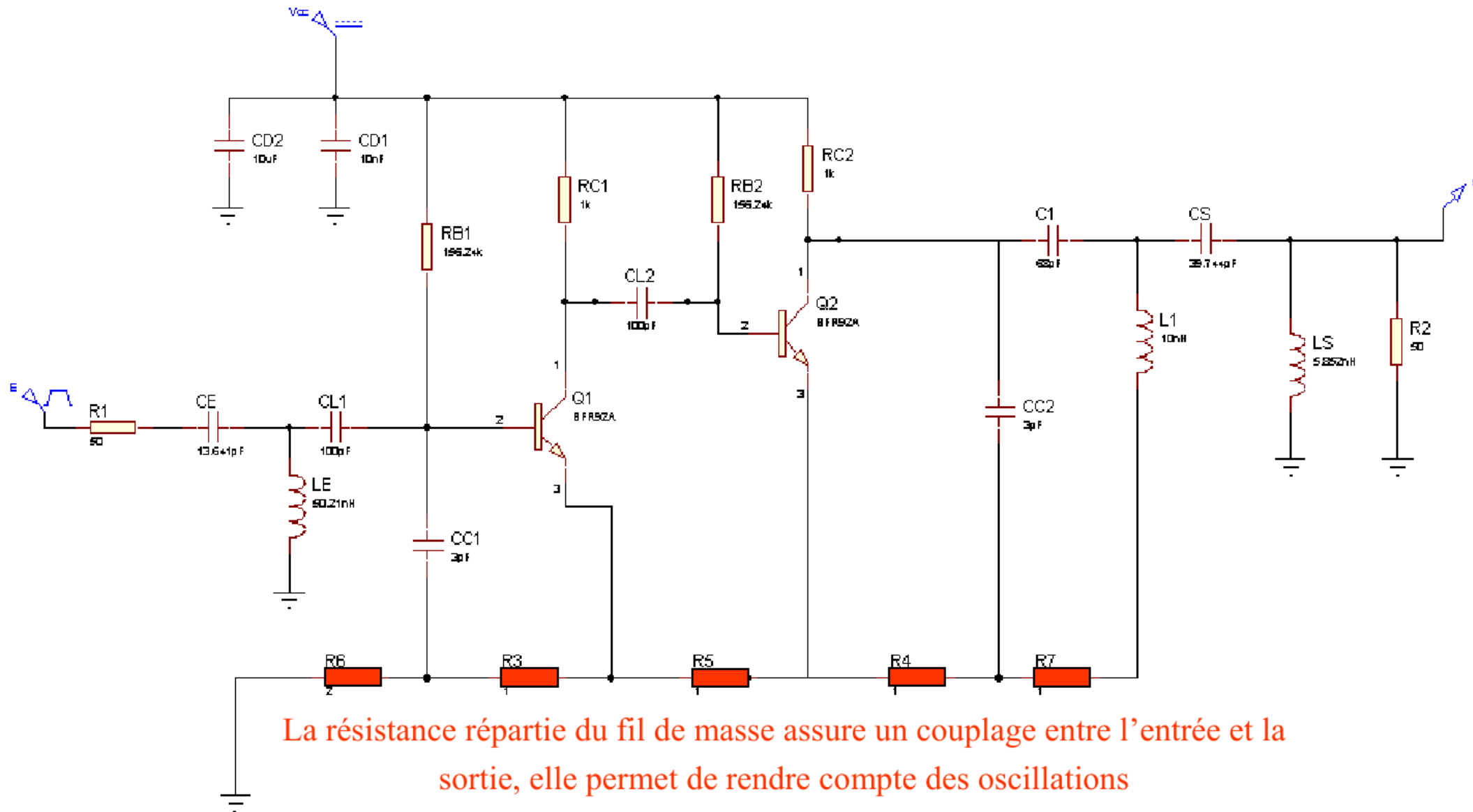


Fonctionnement correct



Fonctionnement en oscillateur

Un couplage par impédance commune (mauvaise masse) permet aussi de rendre compte des oscillations



Simulation ISIS, modèle SPICE BFR92a

Améliorer l'impédance ?

Les impédances

- Fil, piste : impédance nulle?
 - faux, il y a toujours une résistance série, une inductance, un condensateur,
 - exemple dans l'air :
 - tout câble, parcouru par un courant, présente une inductance due au champ magnétique qui se referme dans l'isolant et l'air (μ_0), donc $L \approx 1 \mu\text{H}/\text{m}$,
 - même chose avec le champ électrique et ϵ_0 donc $C \approx 10 \text{pF}/\text{m}$.

Les impédances

fils ronds

- Attention : toujours vérifier que la longueur du conducteur est inférieure à celle de la longueur d'onde λ ,
 - dans le cas contraire, on travaille avec la théorie des lignes de transmission.

- Fil rond :

- par définition, on a :

$$Z = R + jL\omega$$

- en continu, l'impédance vaut :

$$R = \frac{\rho l}{S} \quad \text{soit pour le cuivre } R_{\text{cu}} = \frac{17,2 \cdot 10^{-9} \cdot l}{S} \Omega$$

- en alternatif, on a l'effet de peau, soit :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma \mu \omega}} \quad \text{ou} \quad \delta_{\text{cu}} = \frac{0,066}{\sqrt{\sigma_r \mu_r F_{\text{(MHz)}}}} \text{ en mm et } \sigma = \frac{1}{\rho} (\Omega m)^{-1}$$

σ_r par rapport au cuivre, μ_r du matériau

Épaisseur de peau pour et par rapport au cuivre

$$\rho_{cu} = 17,2 \cdot 10^{-9} \Omega \cdot m \qquad \sigma_{cu} = \frac{1}{\rho_{cu}}$$

$$\delta_{cu} = \sqrt{\frac{17,2 \cdot 10^{-9}}{\pi \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot F \cdot 10^6 \cdot \mu_r}}$$

$$\delta_{cu} = \sqrt{\frac{17,2 \cdot 10^{-8}}{4 \cdot \pi^2}} \cdot \sqrt{\frac{1}{\mu_r \cdot F}}$$

$$\delta_{cu} = 66 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu_r \cdot F}}$$

Pour tout autre métal :

$$\delta (m) = 66 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu_r \cdot \sigma_r \cdot F}}$$

- Avec σ_r , la conductivité du métal par rapport à celle du cuivre.

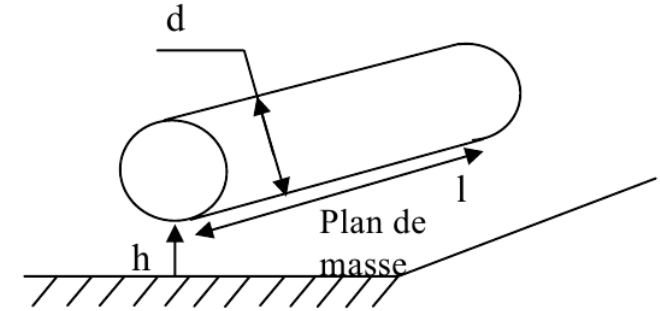
Les impédances

fils ronds

- Exemples de valeurs d'inductance de fils ronds

Soit :

- h , la distance qui sépare un fil du plan de masse,
- s la distance entre deux fils d'une paire,
- l la longueur des fils,
- d le diamètre des fils.

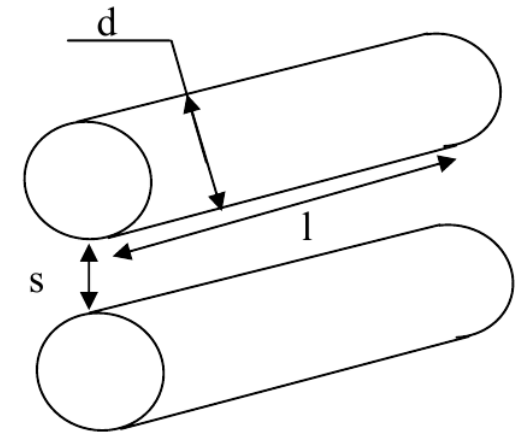


- si $h < l$ ou $s < 2l$:

- $L_{\text{ext}} = 0,2 \ln(4h/d)$ en $\mu\text{H/m}$ pour un fil au dessus du plan de masse,
- $L_{\text{ext}} = 0,2 \ln(2s/d)$ en $\mu\text{H/m}$ pour un fil d'une paire,
- $L_{\text{ext}} = 0,4 \ln(2s/d)$ en $\mu\text{H/m}$ pour les deux fils d'une paire aller et retour.

- si $h > l$ ou $s > 2l$

- $L_{\text{ext}} = 0,2 l \ln(4l/d)$ en $\mu\text{H/m}$ (valeur maximum)

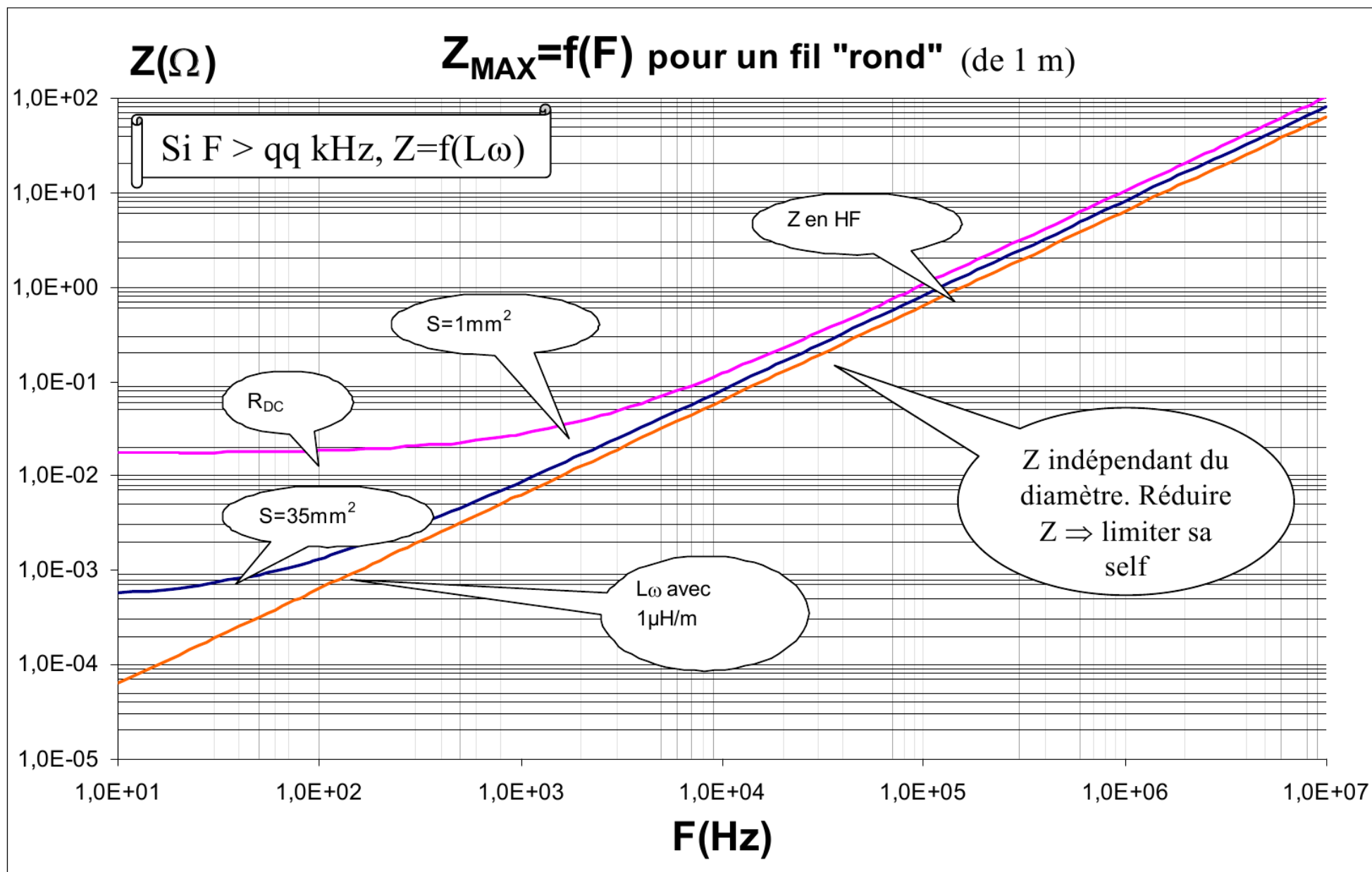


Les impédances

abaque fils ronds



si $h > l$ ou $s > 2l$



$$Z_{MAX}=R_{DC} + 0,2E-6*1*\ln(4l/d)*\omega$$

Les impédances

synthèse des fils ronds

- Fil rond "seul"
 - si $F > 2\text{kHz}$,
 - l'impédance ne dépend que de la self,
 - la section du fil devient négligeable,
 - l'ordre de grandeur $1\mu\text{H/m}$ donne une bonne idée de la self du fil (loin de la masse ou de son retour).

Les impédances

conducteurs plats

- Impédance d'un conducteur plat
 - Tresses
 - Pistes PCB, strap
- $Z=R+jL\omega$
- La résistance se calcule de façon classique :
 - $R=\rho l/de$
 - ρ la résistivité (Ωm),
 - l la longueur (m),
 - d, e largeur et épaisseur (m).
- L'inductance tend vers une valeur décrite par :

$$- L(\mu H) = 0,2l \left(\ln \left(\frac{2l}{d+e} \right) + 0,5 + 0,22 \frac{d+e}{l} \right)$$

Les impédances

self des conducteurs plats

- Exemples de valeurs d'impédance ($L\omega$) en ohm d'une piste de cuivre de $35\mu\text{m}$ d'épaisseur en fonction de sa longueur et de la fréquence :

		d=1mm			d=3mm		
		l=3cm	l=10cm	l=30cm	l=3cm	l=10cm	l=30cm
		L(H)					
Z inductive à	1kHz	1,72E-04	7,25E-04	2,59E-03	1,32E-04	5,89E-04	2,18E-03
	100kHz	1,72E-02	7,25E-02	2,59E-01	1,32E-02	5,89E-02	2,18E-01
	1MHz	1,72E-01	7,25E-01	2,59E+00	1,32E-01	5,89E-01	2,18E+00
	30MHz	5,17E+00	2,17E+01	7,76E+01	3,97E+00	1,77E+01	6,55E+01
	300MHz	5,17E+01	2,17E+02	7,76E+02	3,97E+01	1,77E+02	6,55E+02

- Au delà de 100kHz quand $l > 10$ cm la piste n'est plus tout à fait un court-circuit.

Les impédances

conducteurs plats

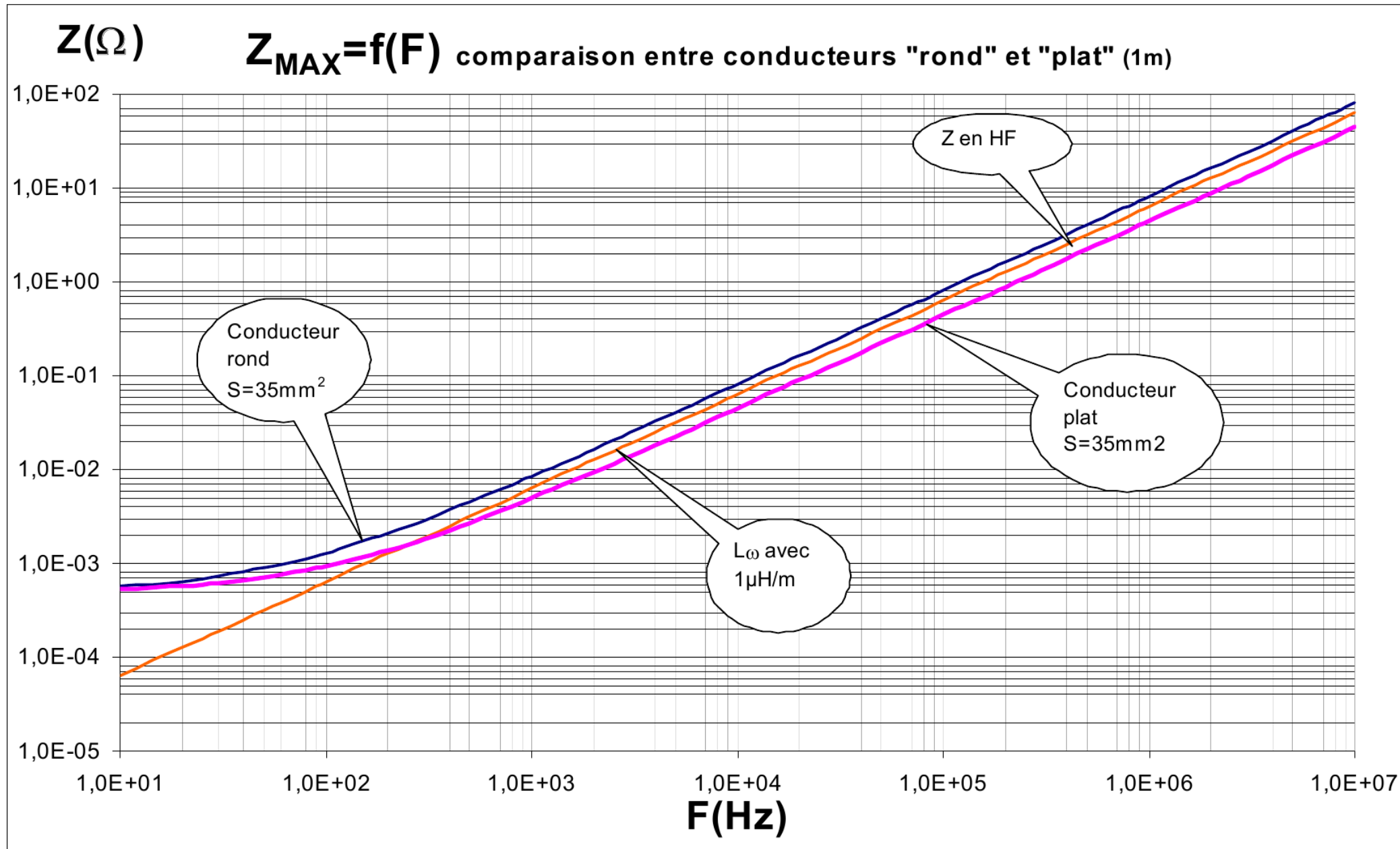
- Exemples de valeurs d'impédance d'une piste de cuivre de $35\mu\text{m}$ d'épaisseur en fonction de sa longueur et de la fréquence :

		d=1mm			d=3mm		
		l=3cm	l=10cm	l=30cm	l=3cm	l=10cm	l=30cm
	L (H)	2,74E-08	1,15E-07	4,12E-07	2,10E-08	9,38E-08	3,47E-07
	RDC(ohm)	1,46E-02	4,86E-02	1,46E-01	4,86E-03	1,62E-02	4,86E-02
Z totale à	1kHz	1,47E-02	4,93E-02	1,48E-01	4,99E-03	1,68E-02	5,08E-02
	100kHz	3,18E-02	1,21E-01	4,04E-01	1,81E-02	7,51E-02	2,67E-01
	1MHz	1,87E-01	7,73E-01	2,73E+00	1,37E-01	6,05E-01	2,23E+00
	30MHz	5,18E+00	2,18E+01	7,78E+01	3,97E+00	1,77E+01	6,55E+01
	300MHz	5,17E+01	2,17E+02	7,76E+02	3,97E+01	1,77E+02	6,55E+02

- Ces exemples montrent encore que très rapidement, c'est la self qui détermine l'impédance. Celle-ci est, même en BF, non nulle.

Les impédances

abaque comparatif conducteurs plats/ronds



Les impédances

abaque comparatif conducteurs plats/ronds

- A section égale un fil de section plate présente une self inférieure,
- Si d diminue :
 - impédances BF et HF augmentent,
 - la self augmente,
- Si e augmente :
 - impédance BF seule diminue,
- e influe très peu sur impédance HF

Les impédances

câbles de liaison

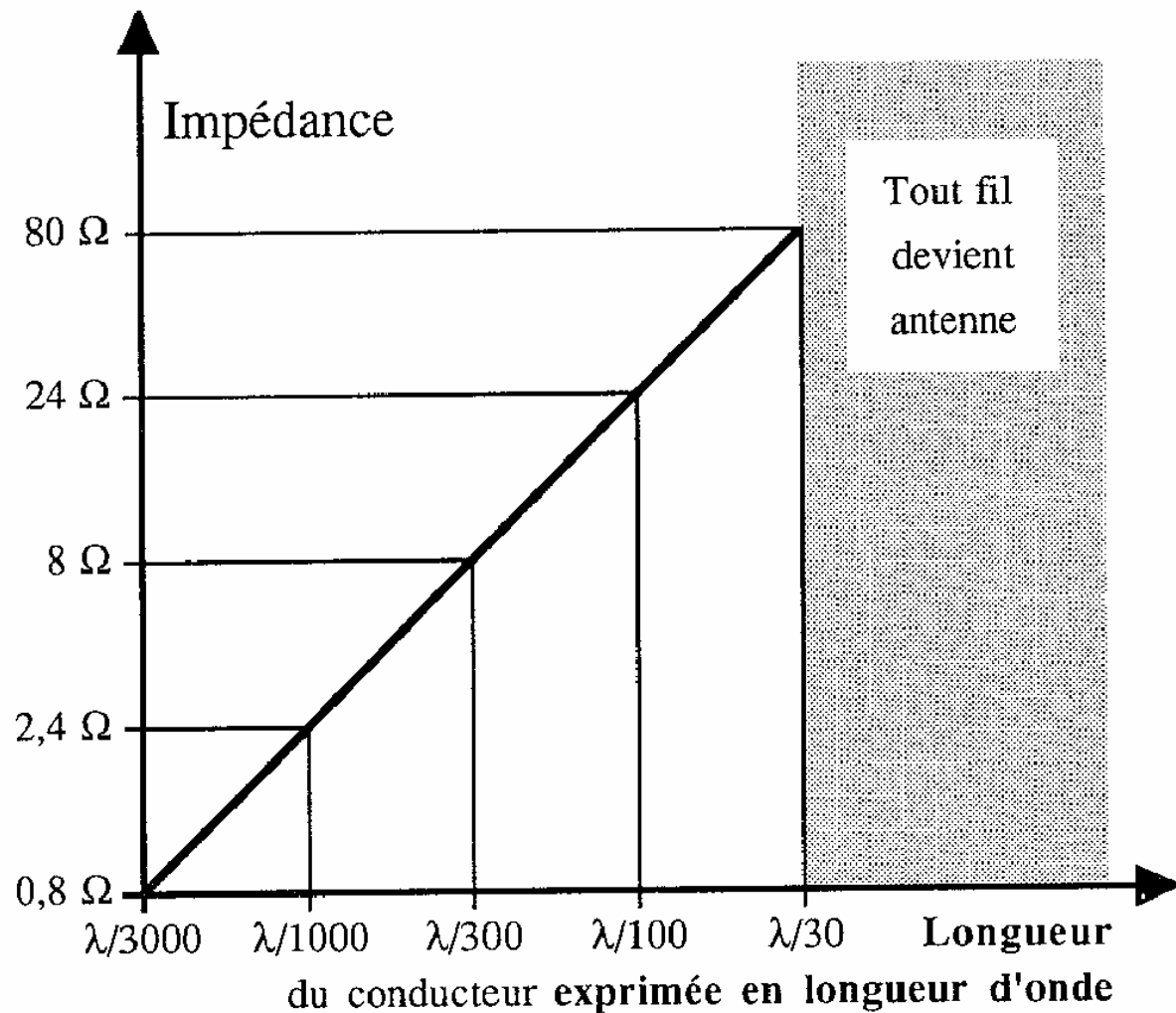
- De façon grossière les câbles de liaison ont une impédance caractéristique de 100Ω :
 - coaxial; 50 ou 75Ω , paire bifilaire; 120Ω ,
- On a vu :
 - Z_{HF} est quasi indépendante de la section,
- A 1 MHz,
 - Z_{HF} d'un conducteur de 10m $\approx 80\Omega$,
 - $\lambda = cT = c/F = 3E8/1E6 = 300$ m
- Donc Z_{HF} de ce conducteur ne permet pas d'écouler efficacement des courants si $F \geq 1\text{MHz}$.
- Par extension on considère que l'équipotentialité est assurée correctement que si la longueur du conducteur est $< \lambda / 30$.



Les impédances

câbles de liaison

- Impédance d'un conducteur en fonction de la longueur d'onde :



origine A. Charoy AEMC

Les impédances

les plans (de masse)

- La résistance d'un plan de masse se calcule en ohm par carré (Ω/\square).

- En BF ($e < 0,7\delta$) :

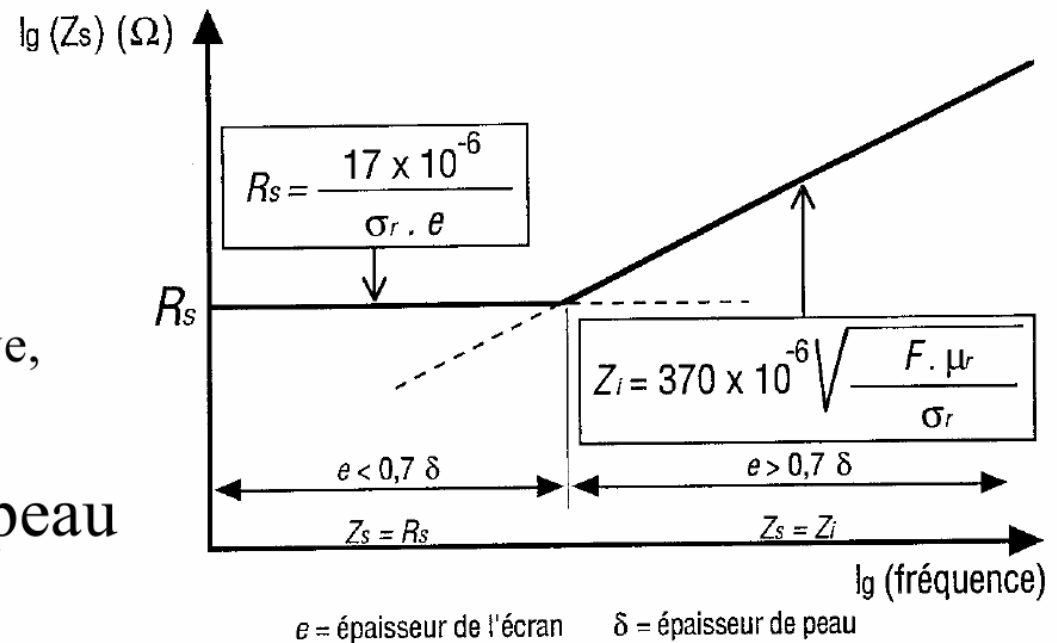
- $R = \rho / (\sigma_r e)$ (Ω/\square)

- ρ la résistivité (Ωm),
 - σ_r la conductivité relative,
 - e l'épaisseur en mm.

- En HF, l'effet de peau intervient ($e > 0,7\delta$) :

- $Z = 370^{-6} \sqrt{\frac{F \mu_r}{\sigma_r}} \text{ en } \left(\frac{\Omega}{\square} \right)$

F en MHz, σ_r conductivité relative/cuivre, μ_r perméabilité magnétique relative.



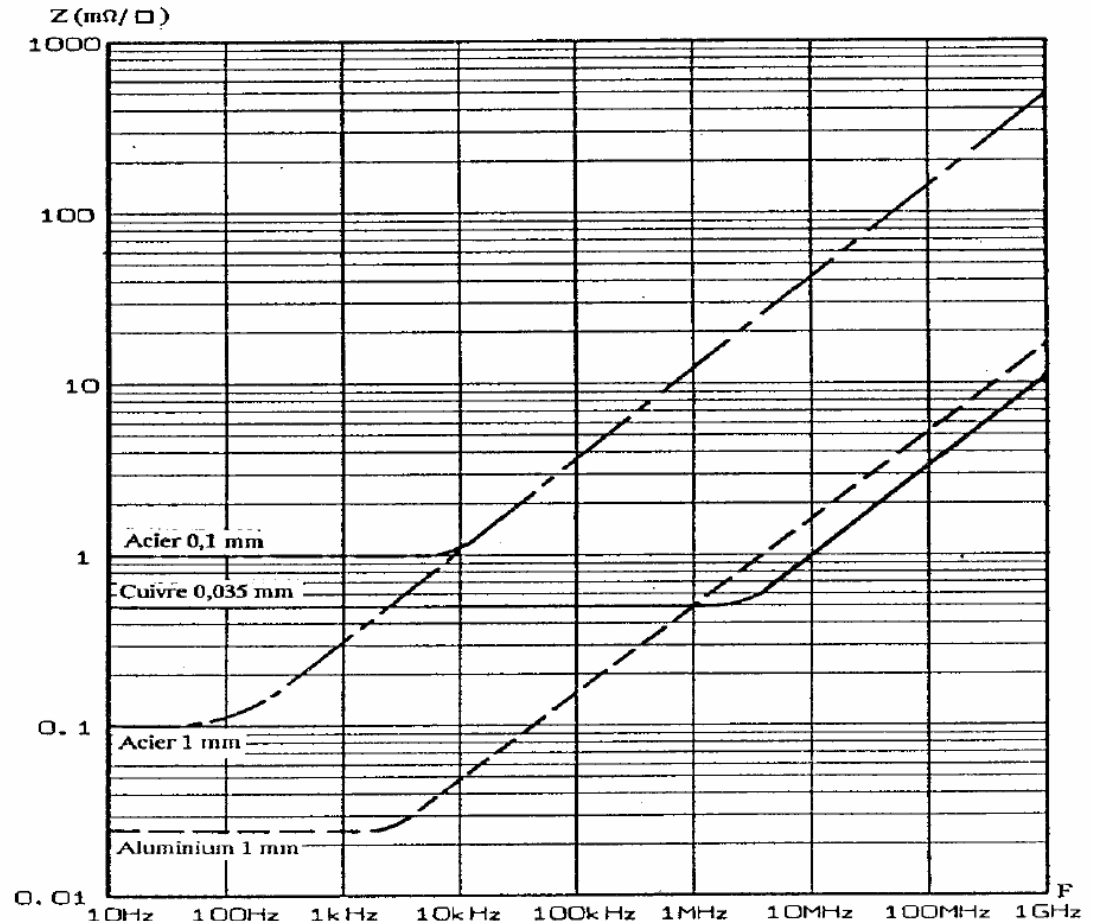
Un plan de masse a toujours une impédance inférieure à celle d'un câble.

Les impédances

abaque d'un plan de masse

- Quelques exemples d'impédance de plans en fonction du matériau et de la fréquence.

- Noter bien les valeurs de Z en comparaison avec celles d'un simple conducteur.






$$Z(\mu\Omega/\square) = \frac{17,2}{\sigma_r \cdot e} + j 370 \sqrt{F(\text{MHz}) \cdot \frac{\mu_r}{\sigma_r}}$$

e : épaisseur en mm,

μ_r , σ_r : perméabilité et conductivité relatives.

D'après M. Mardiguan

Argent	Cuivre	Or
		

1 : Argent ($63 \times 10^6 \text{ S.m}^{-1}$)

2 : Cuivre ($59,6 \times 10^6 \text{ S.m}^{-1}$)

3 : Or ($45,2 \times 10^6 \text{ S.m}^{-1}$)

4 : Aluminium ($37,7 \times 10^6 \text{ S.m}^{-1}$)

5 : Zinc ($16,6 \times 10^6 \text{ S.m}^{-1}$)

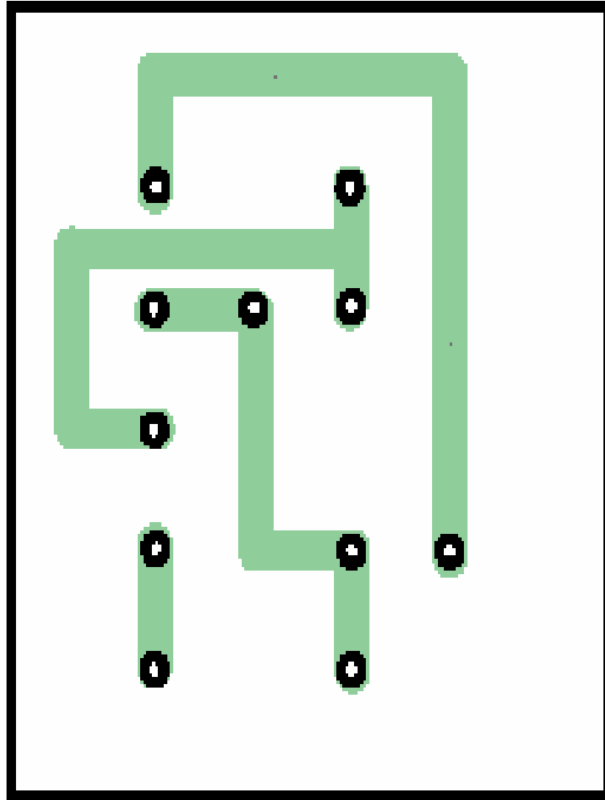
6 : Nickel ($14,3 \times 10^6 \text{ S.m}^{-1}$)

Réduire le couplage par impédance commune

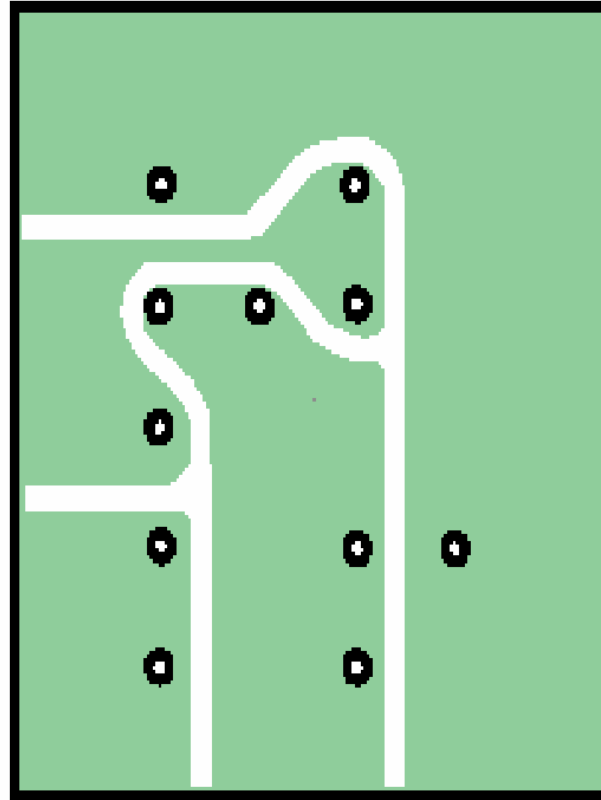
- Réduire le couplage par impédance commune consiste :

- à réduire l'impédance commune,
 - limiter les parties communes,
 - liaison en un seul point (étoile); pas facile à réaliser en pratique
 - réaliser un plan de masse, au pire mailler ou "à l'anglaise",
 - utiliser des fils blindés, blindage raccordé des deux côtés,
 - augmenter la section des fils (vrai en BF uniquement),
 - utiliser des fils plats (tresses),
 - impédance HF meilleure que les fils ronds si $L/l < 5$.
- à limiter les courants parasites :
 - les points ci-dessus y contribuent fortement,
 - les filtres HF peuvent être employés, si nécessaire.
- à alimenter :
 - les circuits à forte consommation d'abord,
 - les circuits les plus pollueurs vers les moins pollueurs (possibilité de filtré).

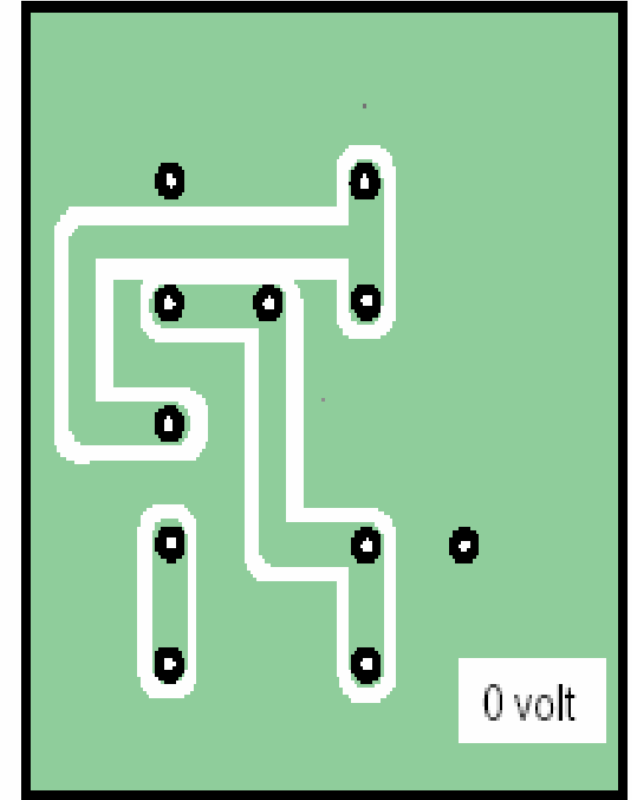
Différents routages



Tracé traditionnel



Tracé à l'anglaise

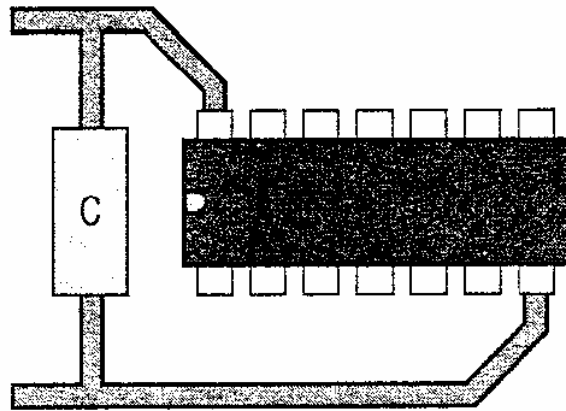


Tracé avec plan de masse

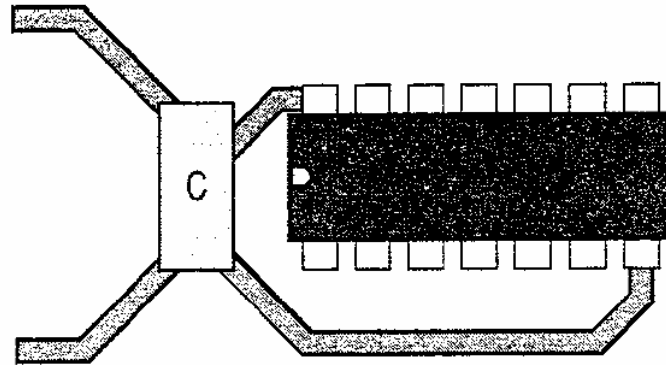
Le tracé à l'anglaise diminue l'impédance des pistes, le tracé avec plan de masse réduit les couplages donc limite les perturbations aux champs électromagnétiques.

Routage pour condensateur de découplage

- exemples de routage

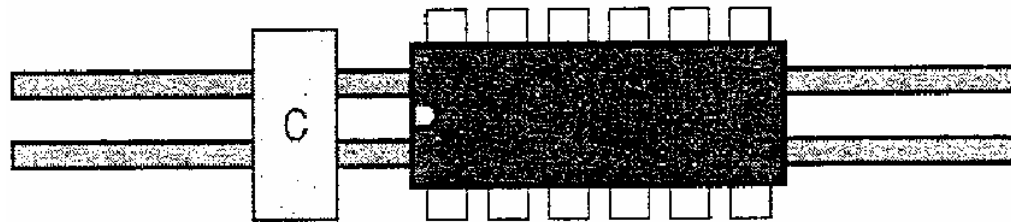


Mauvais



Meilleur

Origine: P. Dunand Tracés des circuits imprimés

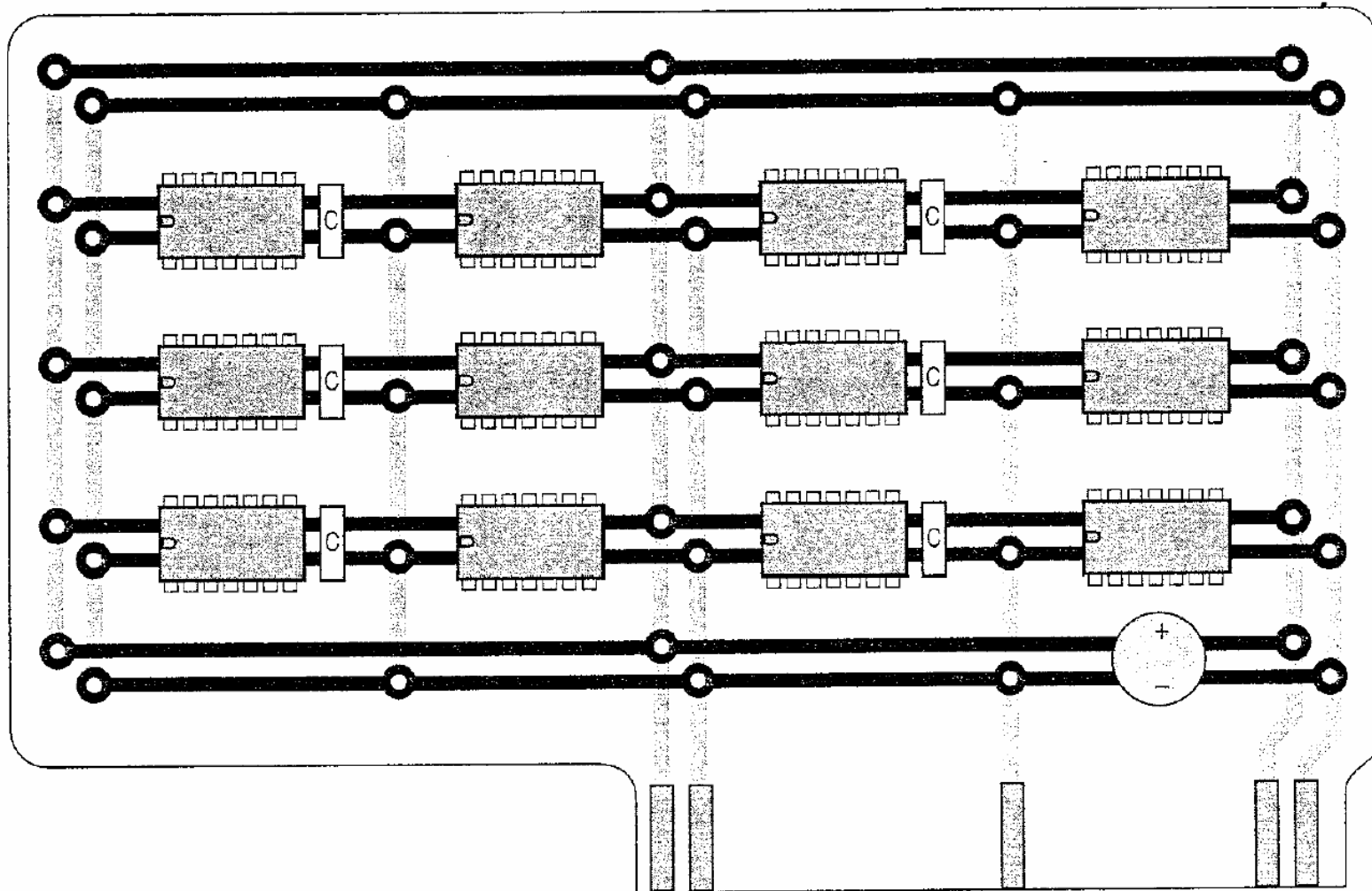


*Tracé des alimentations et découplage optimal
(sans plan de masse)*

Alimentation des circuits numériques

- alimentation des circuits numériques

Origine: P. Dunand Tracés des
circuits imprimés

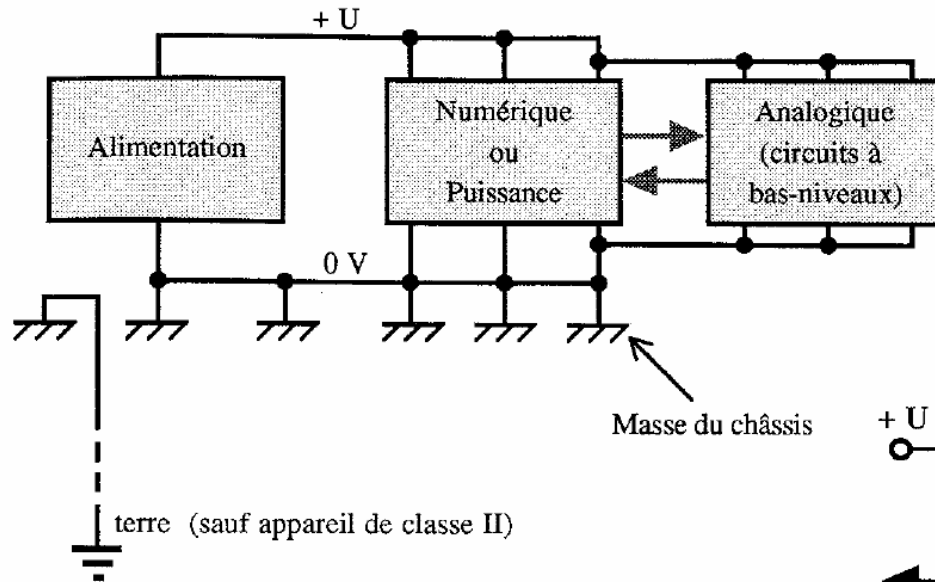


Réduire le couplage par impédance commune

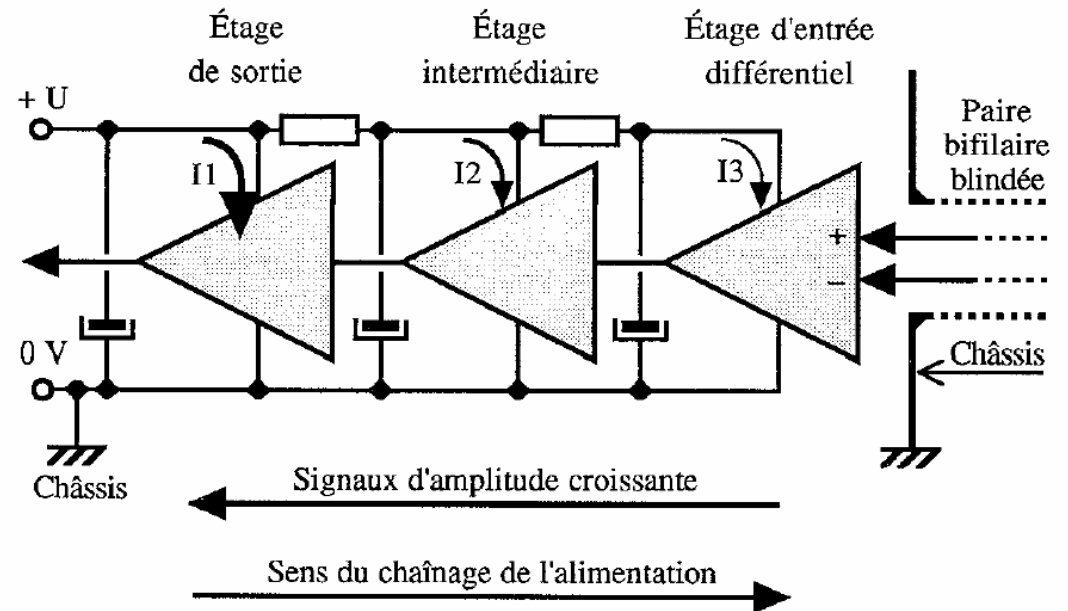
- Éviter le mélange :
 - des courants importants (puissance, numérique),
avec
 - les références des faibles signaux.
- Pour les PCB :
 - ségrégation des masses,
 - on fait une masse par catégorie (analogique, numérique puissance)
 - on les relie en un seul point,
 - on fait un zonage par catégorie
 - les liaisons entre catégories sont effectuées en un point de la carte,
 - au besoin, on réalise des isolations galvaniques :
 - par optocouplage en HF ,
 - par relais pour la BF
 - par transformateur en BF et HF utiliser des pistes larges,
 - par convertisseur, par ampli d'isolement,
 - par fibre optique.

Réduire le couplage par impédance commune

- exemples d'alimentation

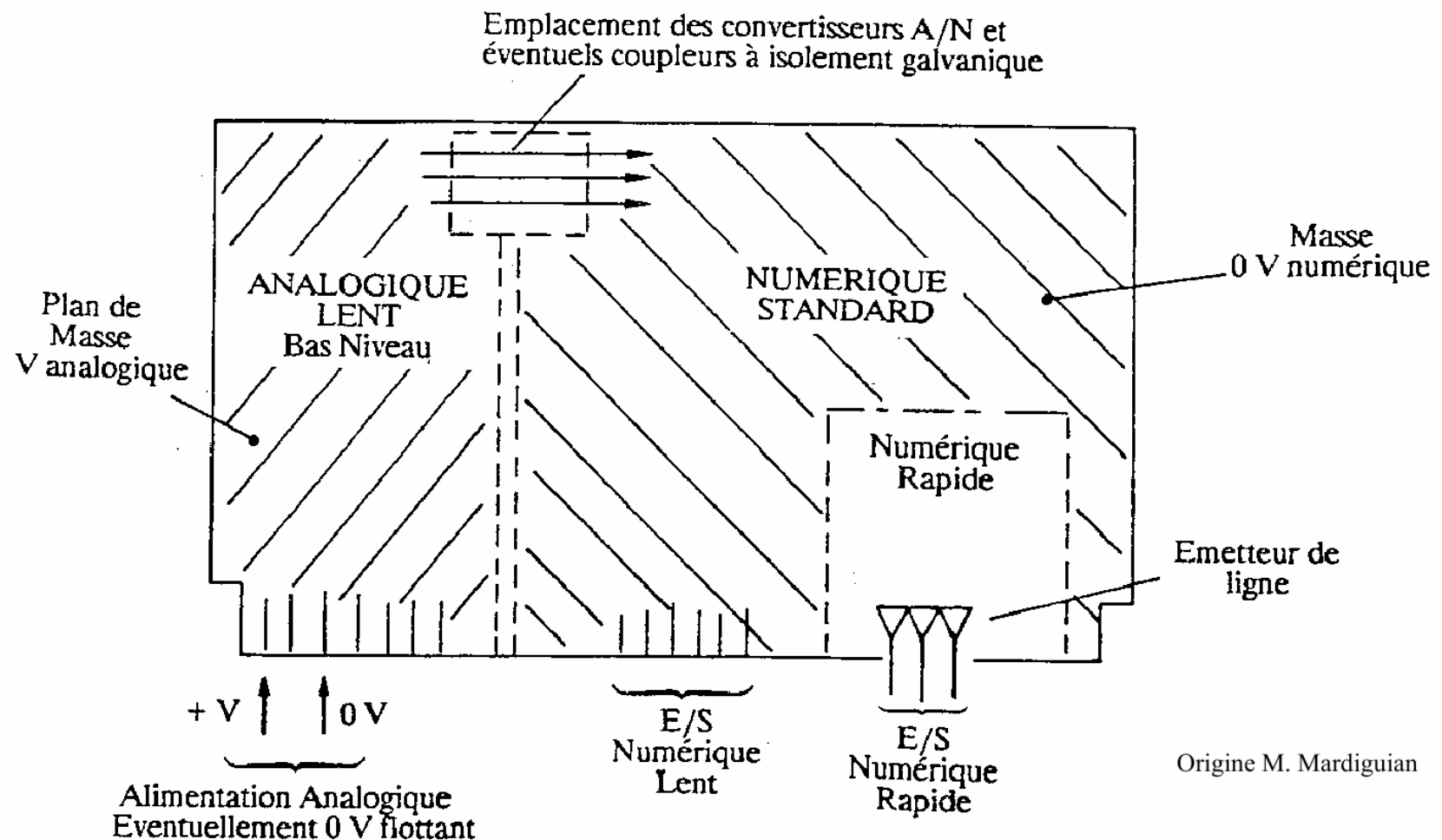


Origine A. Charoy AEMC



Répartition sur un PCB

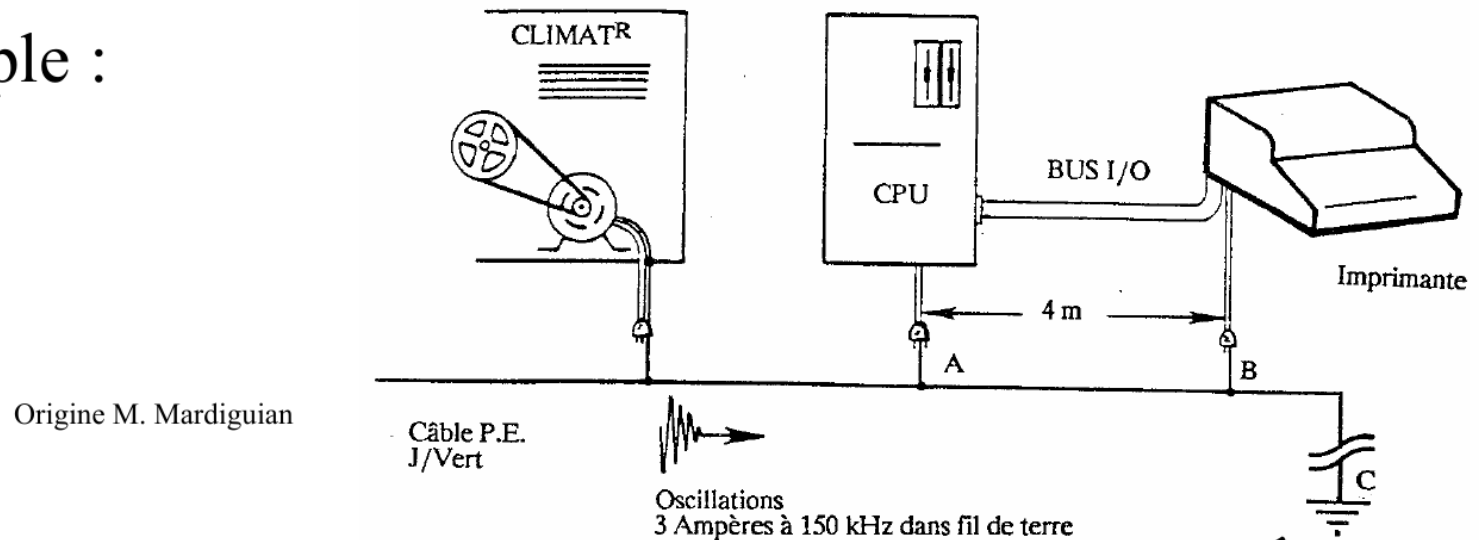
- exemple :
 - disposition de fonctions



Le fil de terre

- pour les installations :
 - la sécurité impose que la masse métallique de tout appareil soit reliée à un équipotentiel (PE) (sauf appareil classe II),
 - ainsi, le fil vert/jaune :
 - qui assure une ddp de 50V max entre masse,
 - n'est plus équipotentiel en HF,
 - elle devient un recueil de parasite
 - ce qui est préjudiciable pour certains appareils.

- exemple :

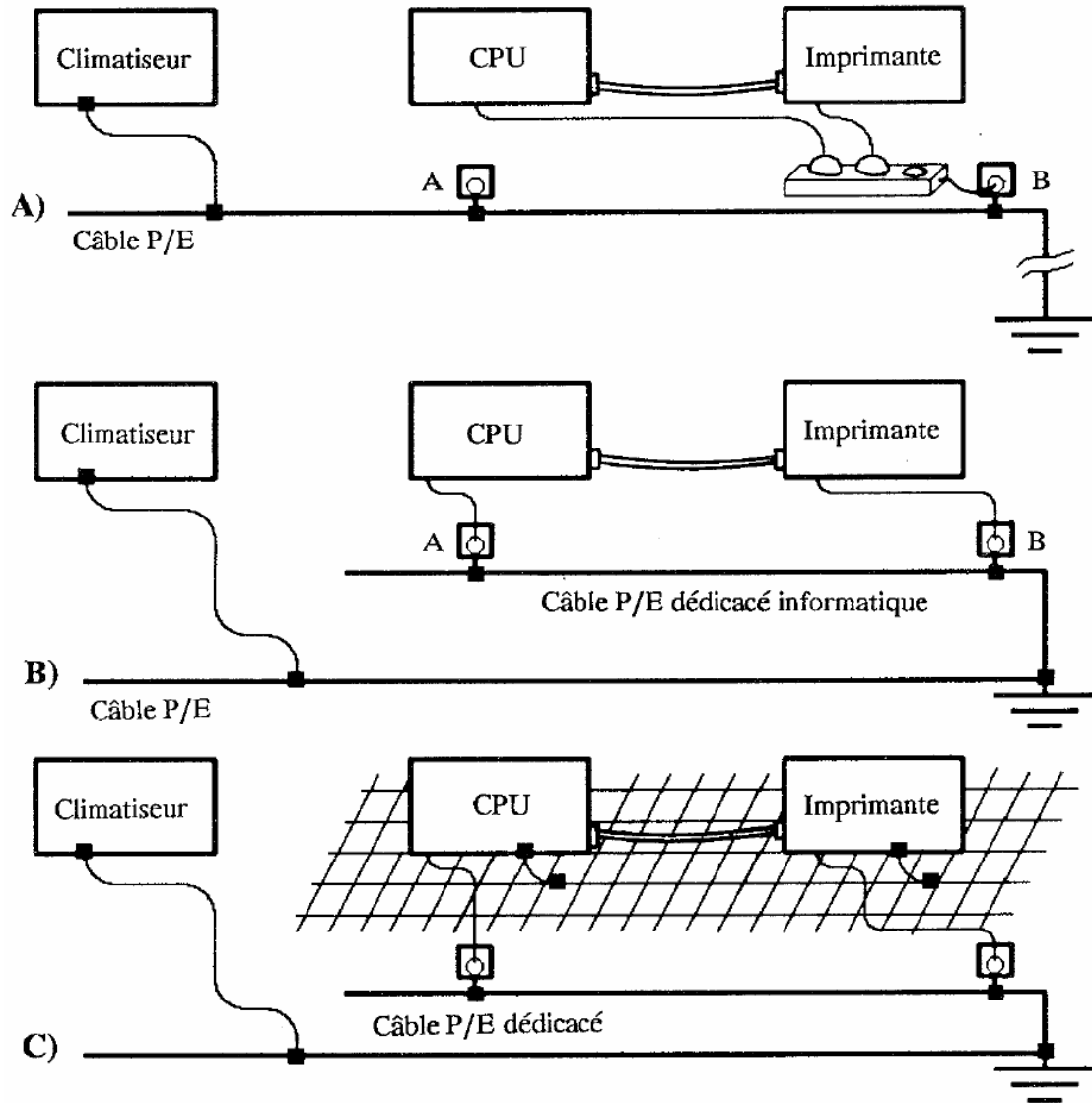


- Faites le calcul de la ddp entre A et B, Conclusion.

Solutions pour le vert/jaune

- Solutions ⓘ :

pas toujours facile à réaliser quand plusieurs systèmes sont interconnectés.

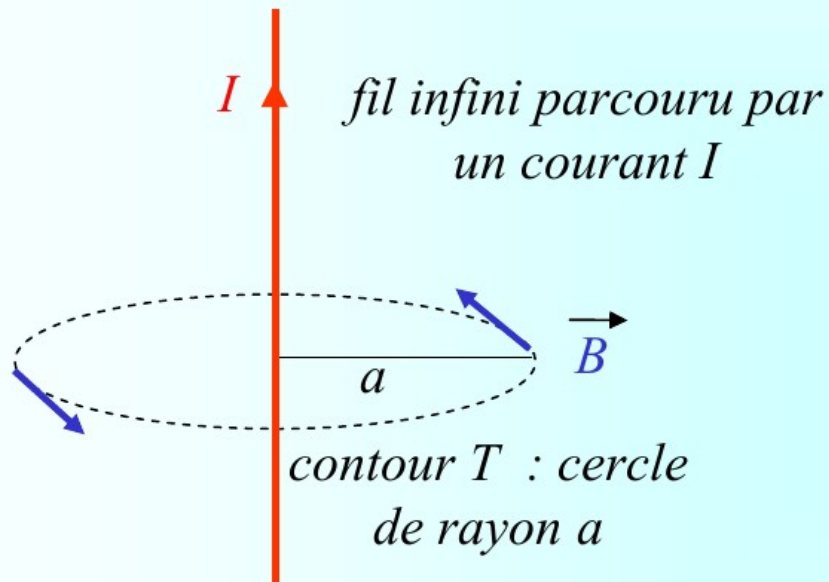


Plan de masse de locaux

- Grille ou plan de masse local :
 - le réseau des câbles de terre est doublé par une grille :
 - des fils de cuivre nus multi-brins
 - des bandes plates en cuivre ou acier galvanisé,
 - des tresses de cuivre,
 - des profilés d'aluminium ou d'acier d'un faux plancher,
 - le maillage est généralement de 0,6m,
 - il faut souder chaque intersection,
 - chaque appareil (châssis, baie, ...) est relié à un nœud par :
 - une tresse,
 - une bande de masse,
 - aussi court que possible.

Couplage inductif

Champ magnétique à une distance **a** d'un conducteur parcouru par un courant I



Par raison de symétrie le champ \vec{B} a la même valeur sur le cercle (contour T) de rayon a dont le centre se situe sur le fil, par ailleurs le champ est tangent au cercle, d'où :

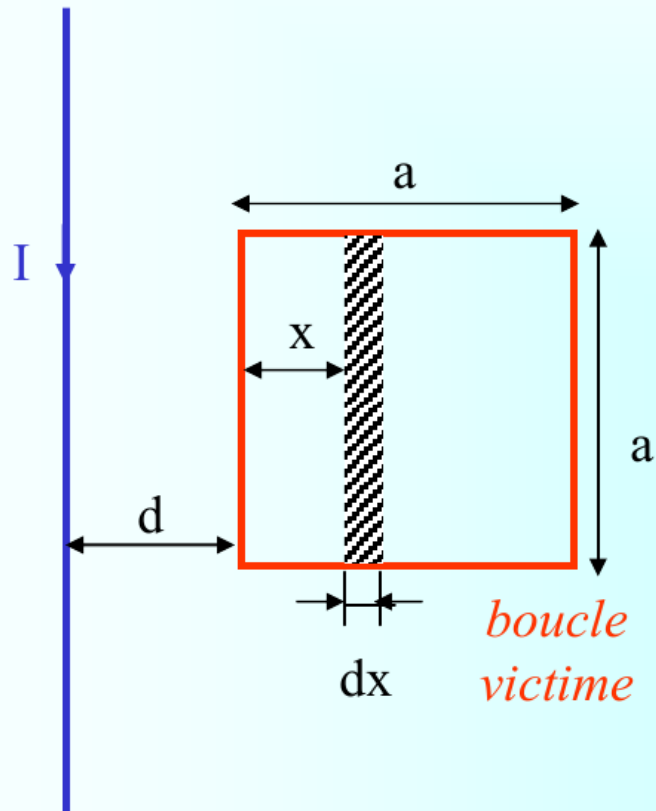
$$C = \oint_T \vec{B} d\vec{M} = B 2\pi a = \mu_0 I$$

et :

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi a}$$

Couplage entre un fil et une boucle : phénomène d'induction

fil coupable



Champ à la distance x du fil
(théorème d'Ampère)

$$B(x) = \frac{\mu_0 I}{2\pi (d + x)}$$

Flux $d\Phi$ dans la surface adx

$$d\phi = B(x)adx$$

Flux total dans la spire
carré

$$\phi = \frac{\mu_0 I a}{2\pi} \int_0^a \frac{1}{(d + x)} dx$$

Après intégration

$$\phi = I \frac{\mu_0 a}{2\pi} \ln\left(1 + \frac{a}{d}\right)$$

F. e. m. dans la boucle

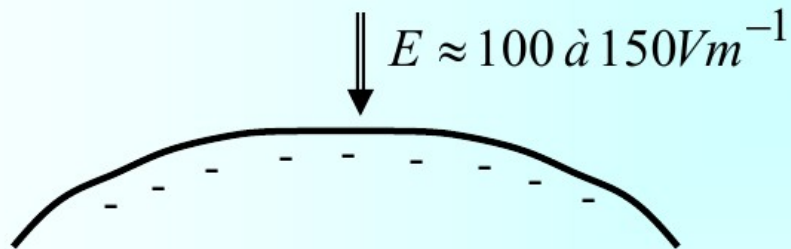
$$e = \frac{dI}{dt} \frac{\mu_0 a}{2\pi} \ln\left(1 + \frac{a}{d}\right)$$

NB : $M = \frac{\mu_0 a}{2\pi} \ln\left(1 + \frac{a}{d}\right)$ est la mutuelle inductance entre le fil et la boucle

Conclusion : Pour diminuer le couplage, il faut : 1) réduire les surfaces de boucles, 2) éloigner les conducteurs, 3) mettre coupable et victime dans des plans perpendiculaires et 4) limiter les variations (dI/dt) de courant.

Un exemple de couplage inductif : la foudre

Avant l'orage

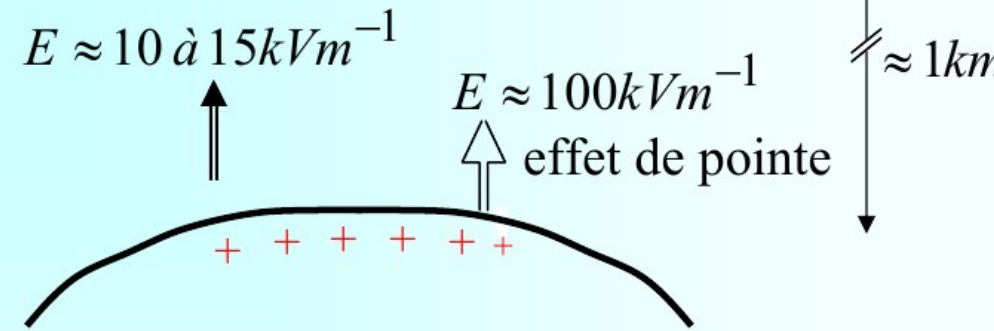


La terre est chargée négativement

Densité de charge surfacique : $\sigma \approx 10^{-9} \text{Cm}^{-2}$

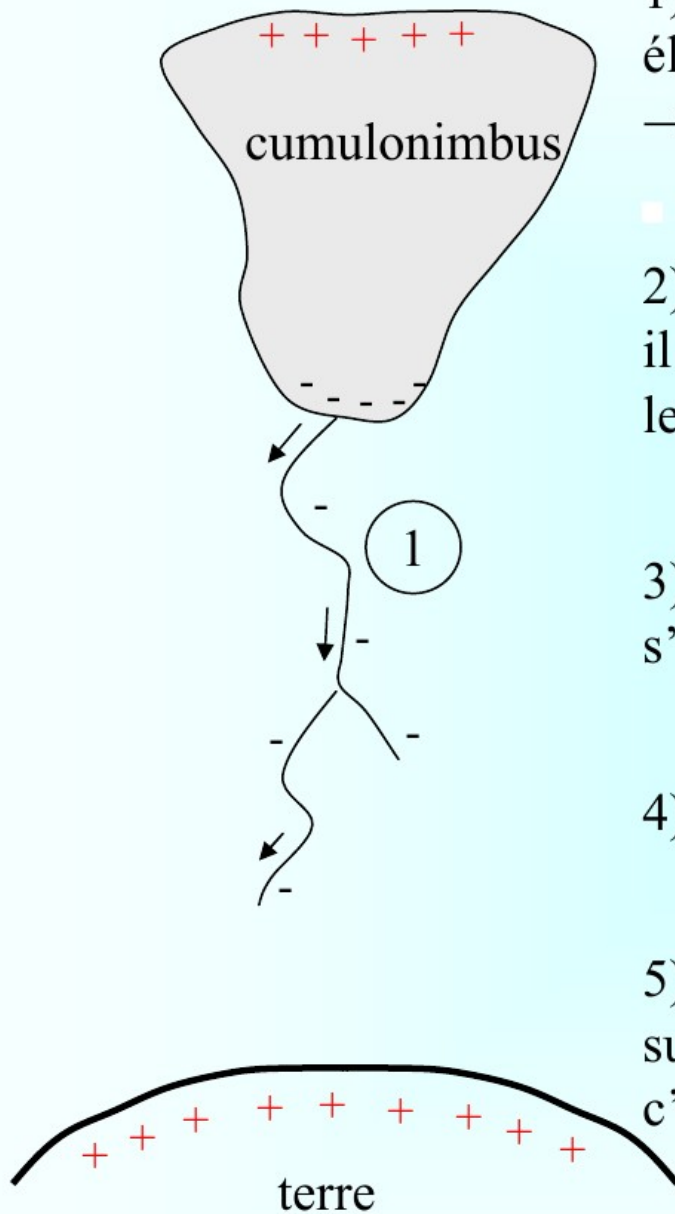
$$E = \frac{\sigma}{\epsilon_0} \approx 100 \text{ à } 150 \text{Vm}^{-1} \text{ en moyenne}$$

Pendant l'orage



Le sol se charge positivement

par influence



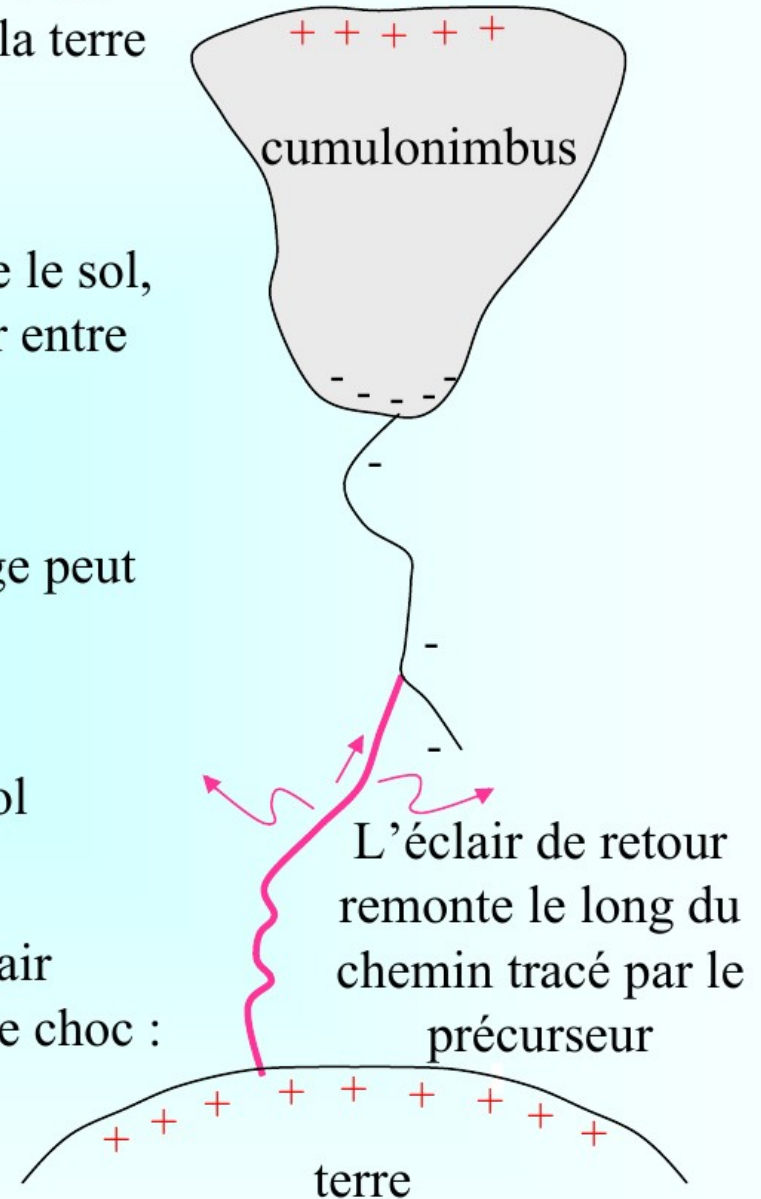
1) Formation d'un précurseur : des électrons sont accélérés vers la terre
→ ionisation de l'air

2) quand le précurseur touche le sol, il existe un "fil" conducteur entre le nuage et la terre

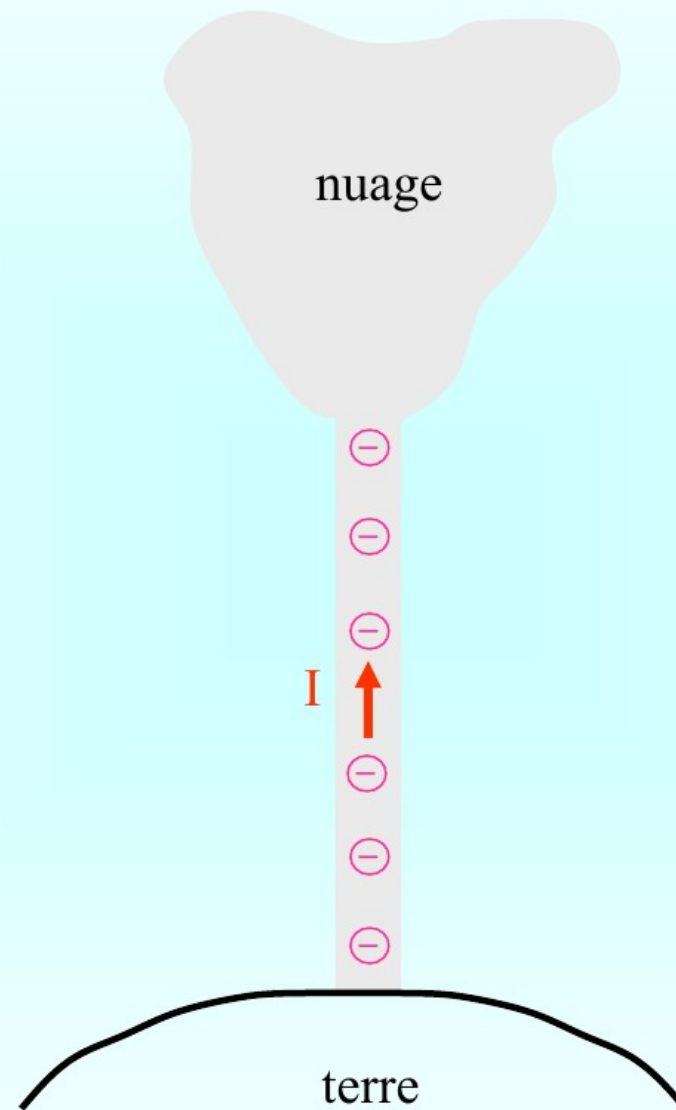
3) la charge négative du nuage peut s'échapper

4) l'éclair principal part du sol

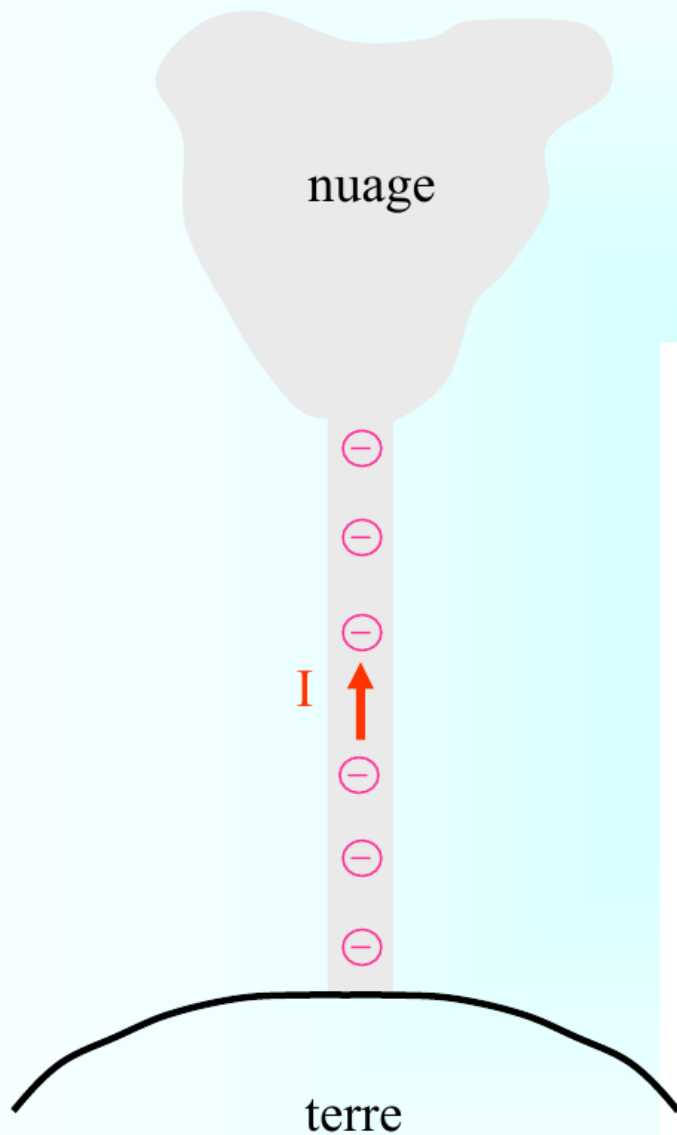
5) la dilatation des masses d'air surchauffées crée une onde de choc : c'est le coup de tonnerre



Foudre = générateur de courant



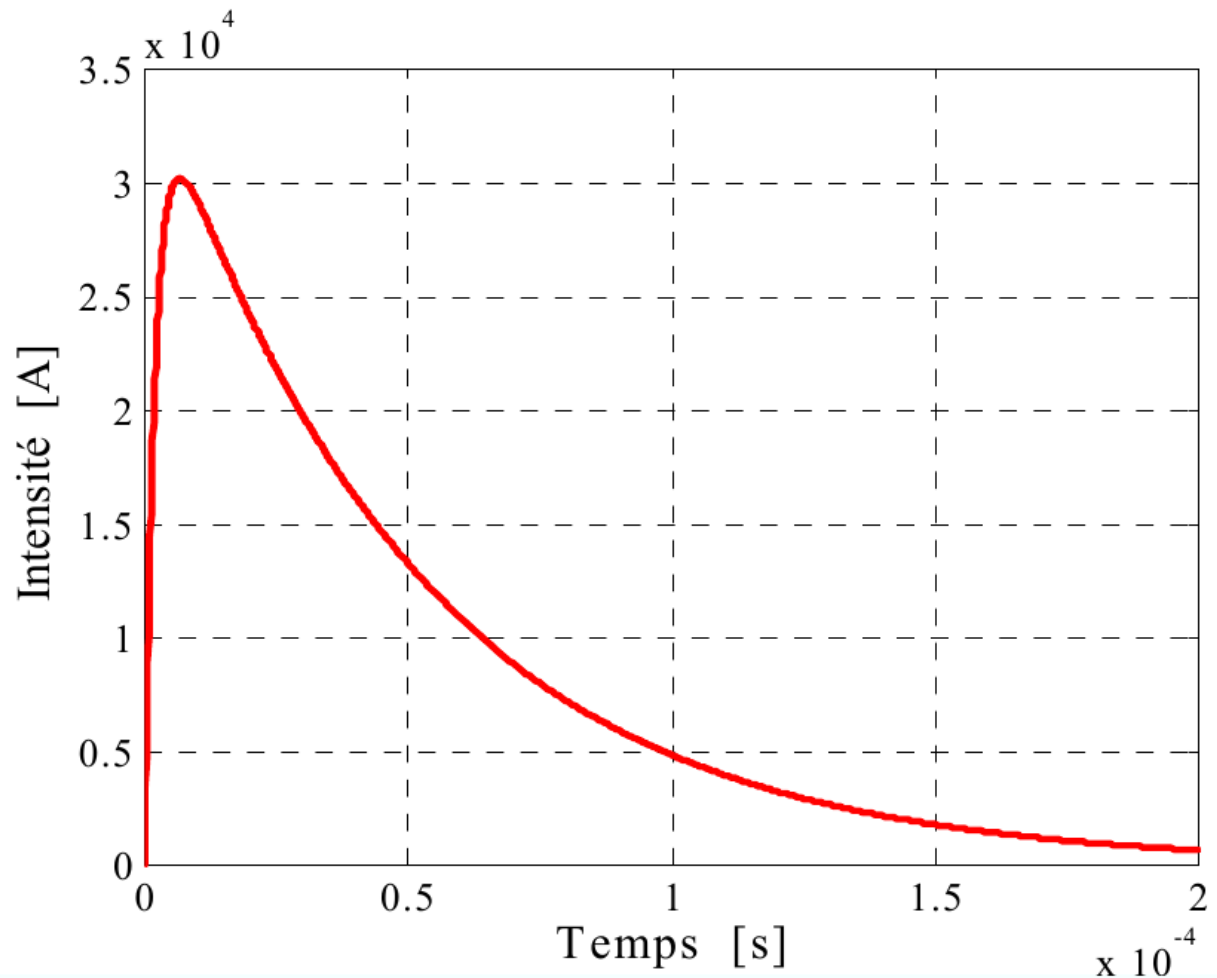
Modélisation de la foudre pour le calcul des protections



Courant typique de foudre

$$I = I_0 \left(e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2} \right)$$

avec : $I_0 \approx 36kA$, $\tau_1 \approx 50\mu s$ et $\tau_2 \approx 2\mu s$



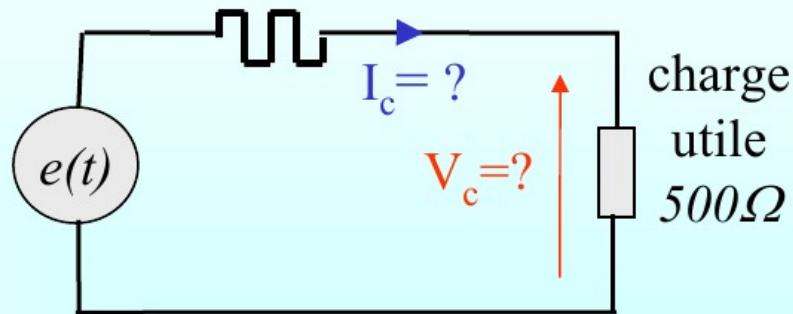
Calcul de la surtension et de la surintensité

$$e = \frac{dI}{dt} \frac{\mu_0 a}{2\pi} \ln\left(1 + \frac{a}{d}\right)$$

avec

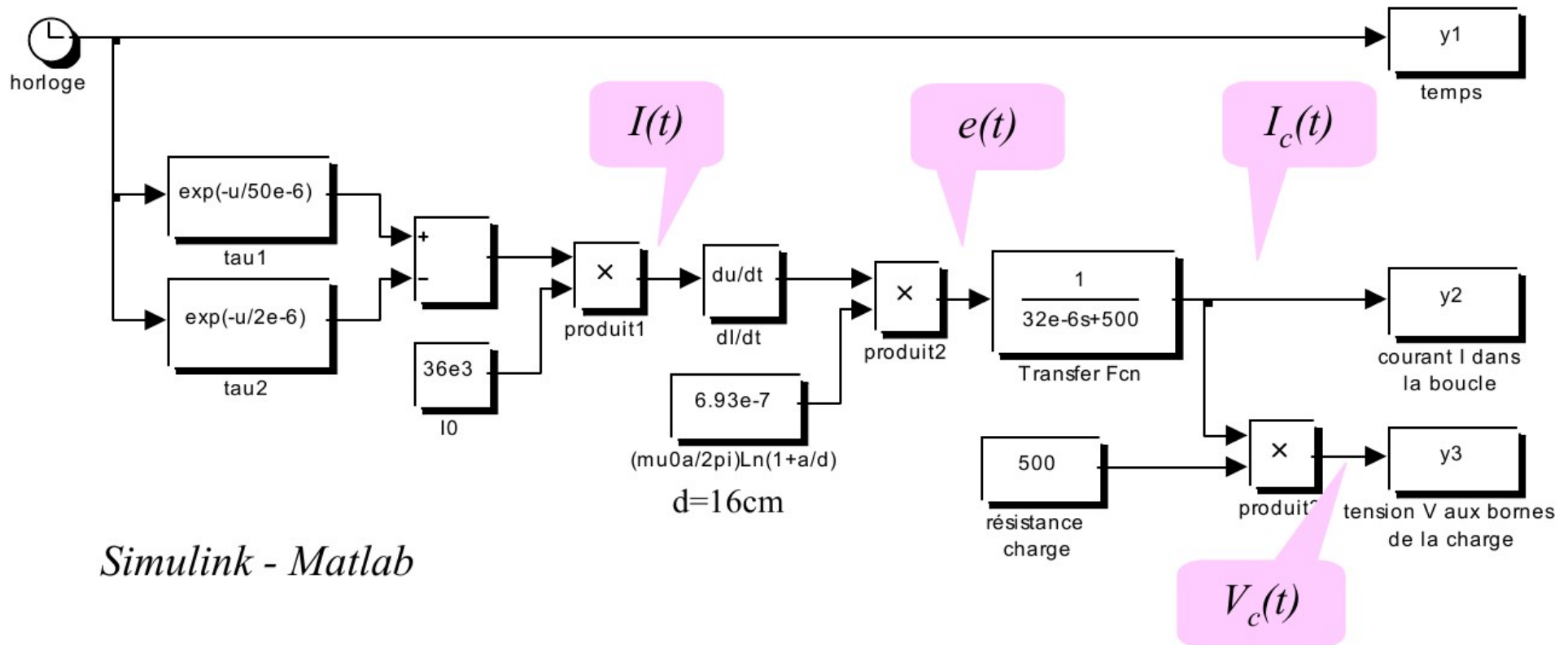
$$I = I_0 \left(e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2} \right)$$

inductance spire : $L_s = 32 \mu H$

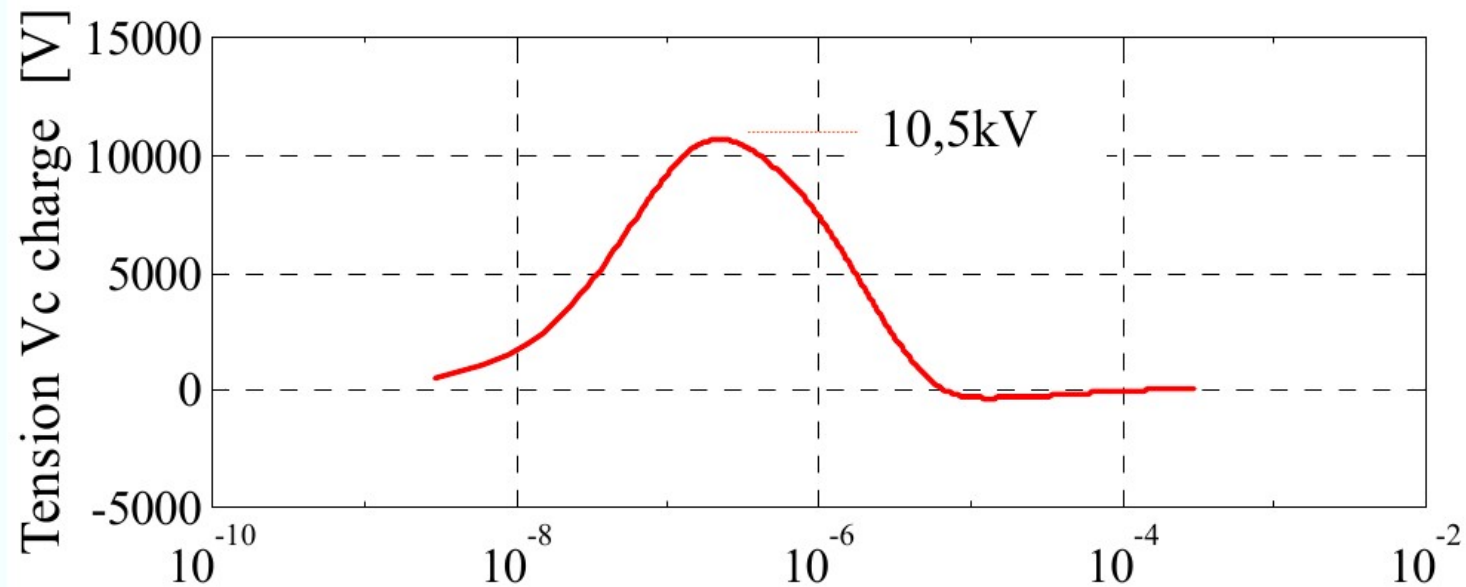


$$L_s \approx \mu_0 \frac{2a}{\pi} \ln\left(\frac{a}{r}\right) \text{ si : } a \gg r$$

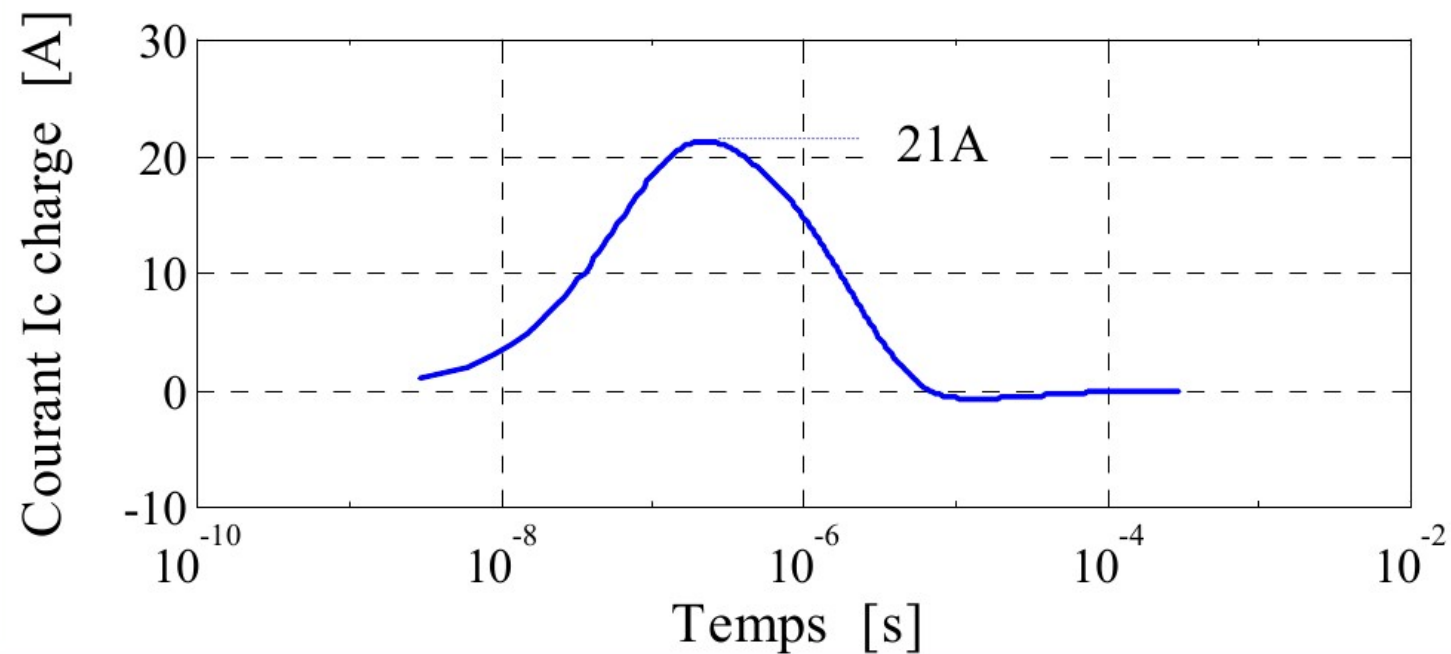
$a = 5m$
avec $r = 2mm$ rayon du fil de la spire



Résultats de simulation



Sur
tension
aux bornes de
la charge



Sur
intensité
dans le circuit

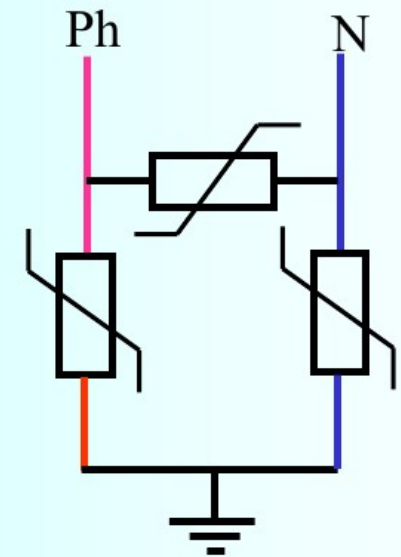
Comment protéger les installations ?

1) Protections extérieures

- dispositifs de capture des décharges atmosphériques : effet de pointe des paratonnerres
- Conducteurs de toiture et de descente
- Prise de terre

2) Protections intérieures

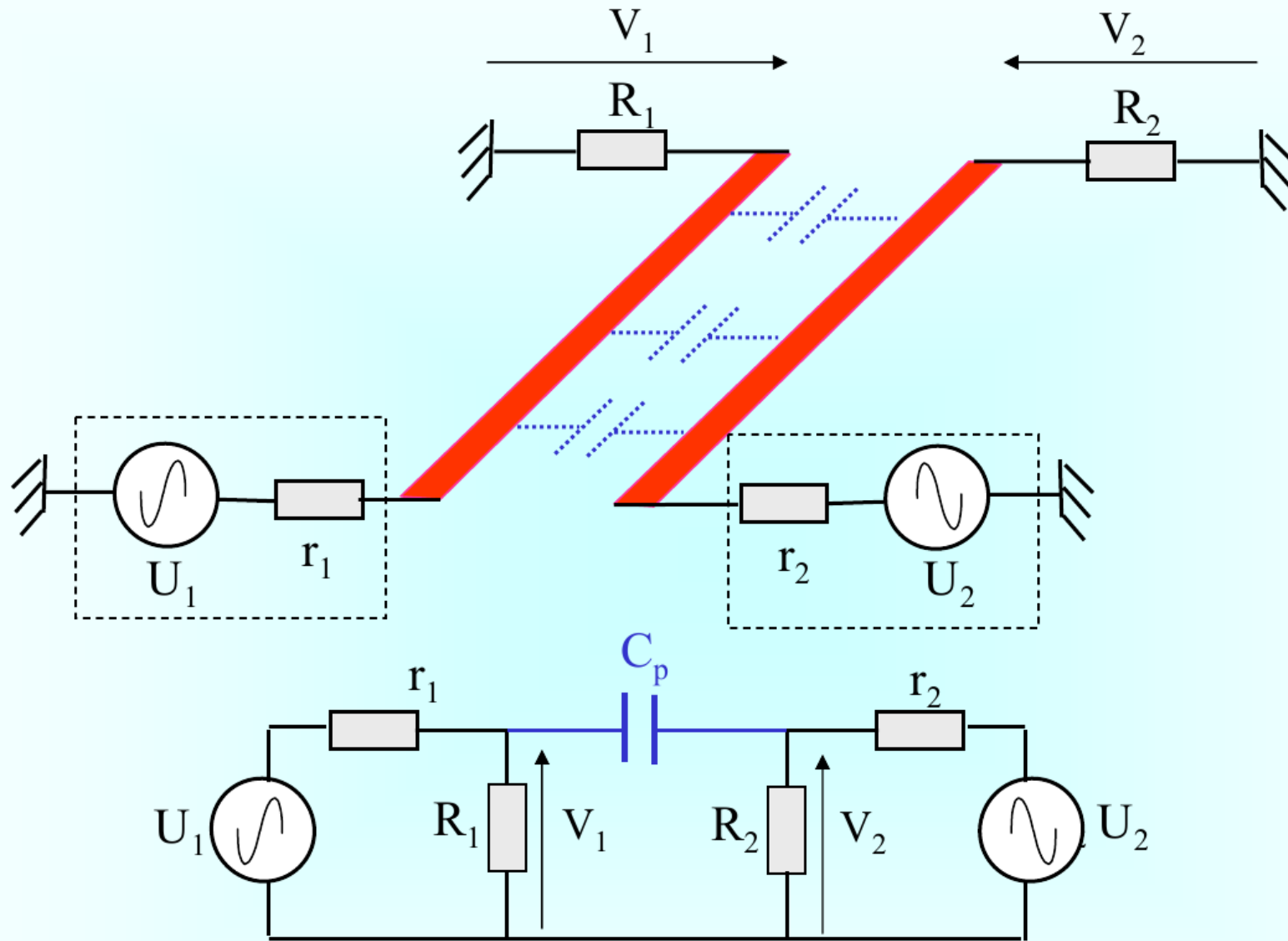
- Réduire les surfaces des boucles
- Utilisation de câbles blindés
- Utilisation de parafoudres : éclateurs, varistances (ZnO), ...
- diodes



Cahier technique Merlin
Gerin n°179/p.3 (1995)

Couplage capacitif

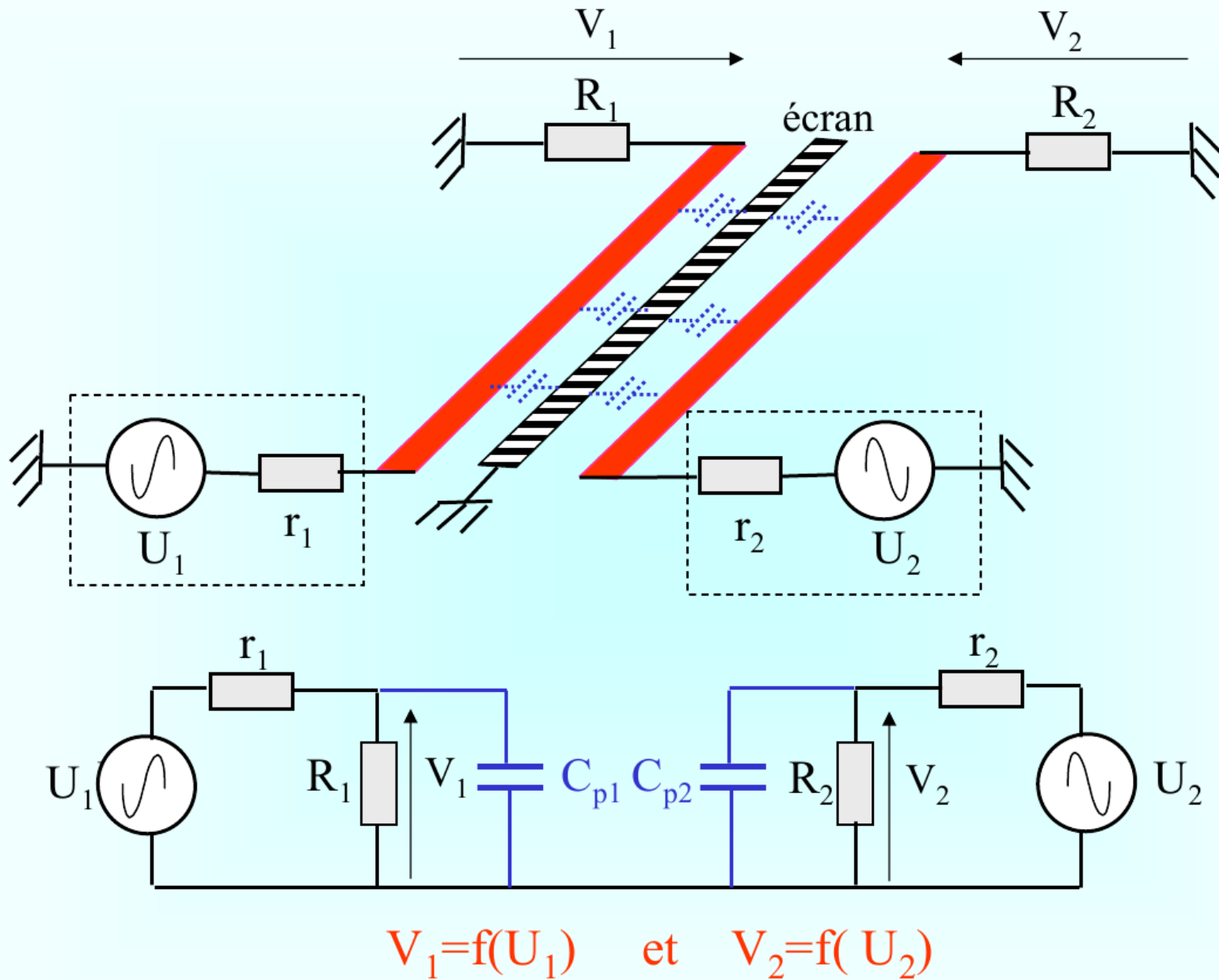
Exemple de couplage capacitif entre deux pistes



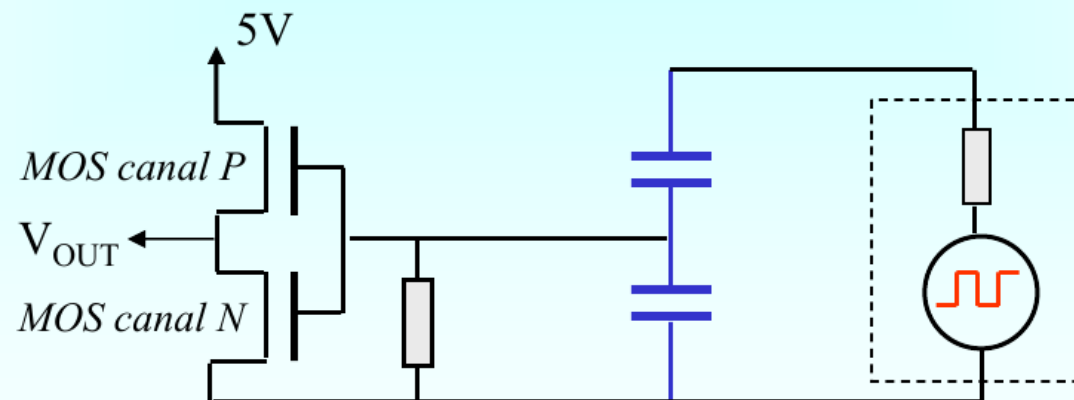
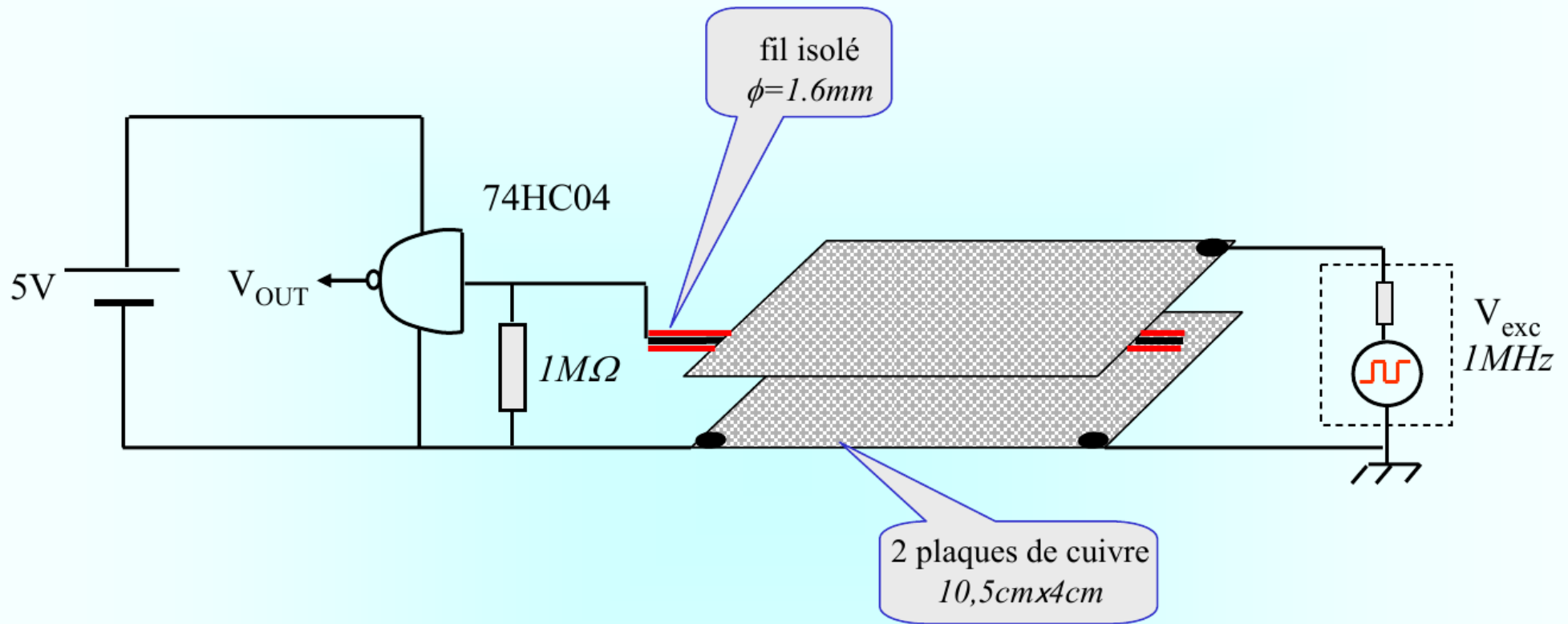
$$V_1 = f(U_2, U_1) \text{ et } V_2 = g(U_2, U_1)$$

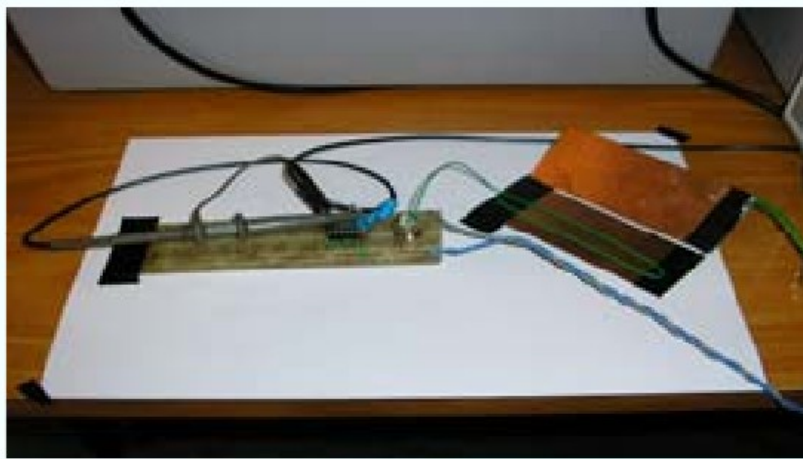
NB : on a supposé des courants faibles, le couplage inductif est alors négligeable.

Solution : éloigner les fils ou utiliser un écran

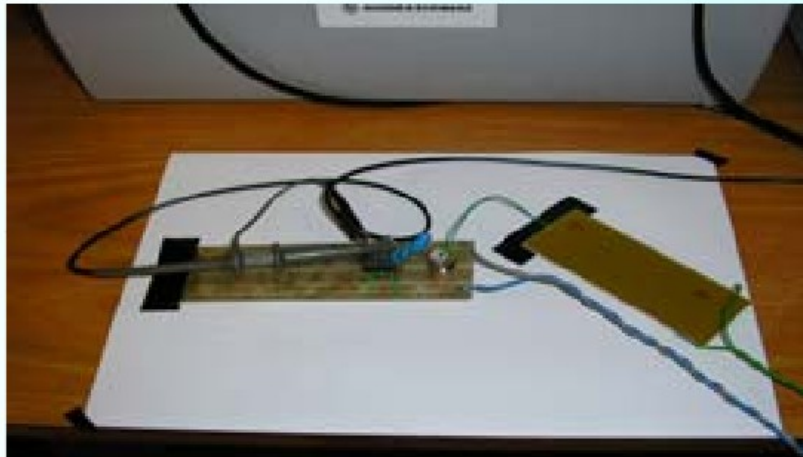
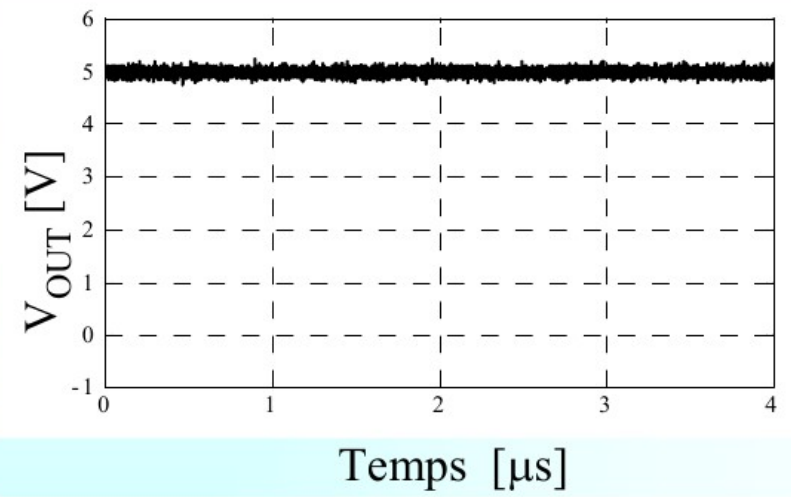


Exemple de couplage capacitif : circuit CMOS

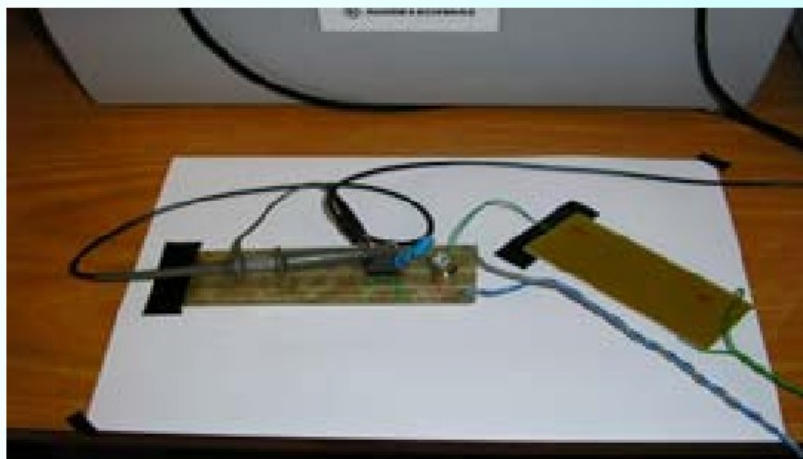
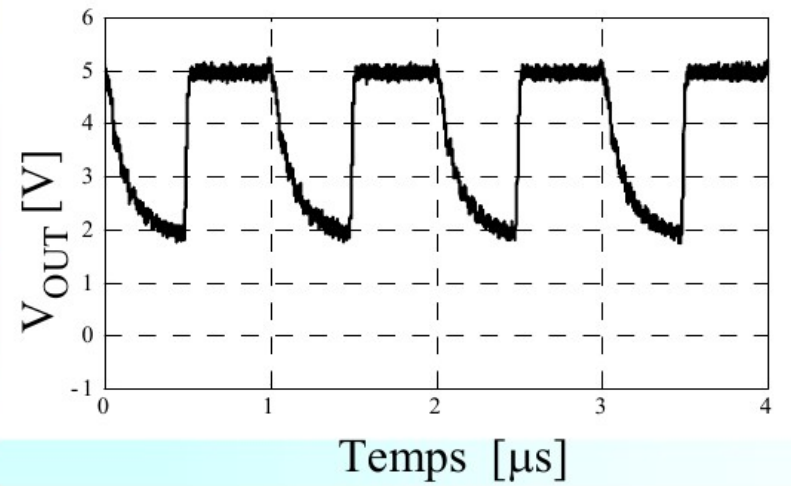




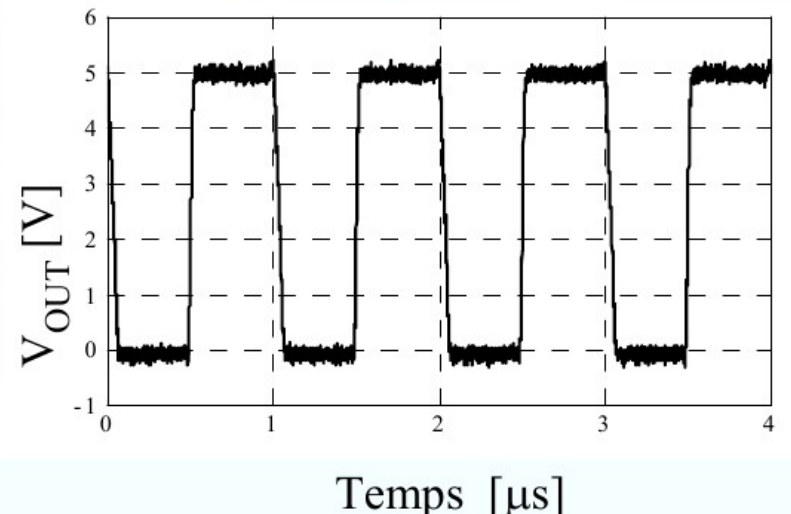
$$V_{exc} = 0$$



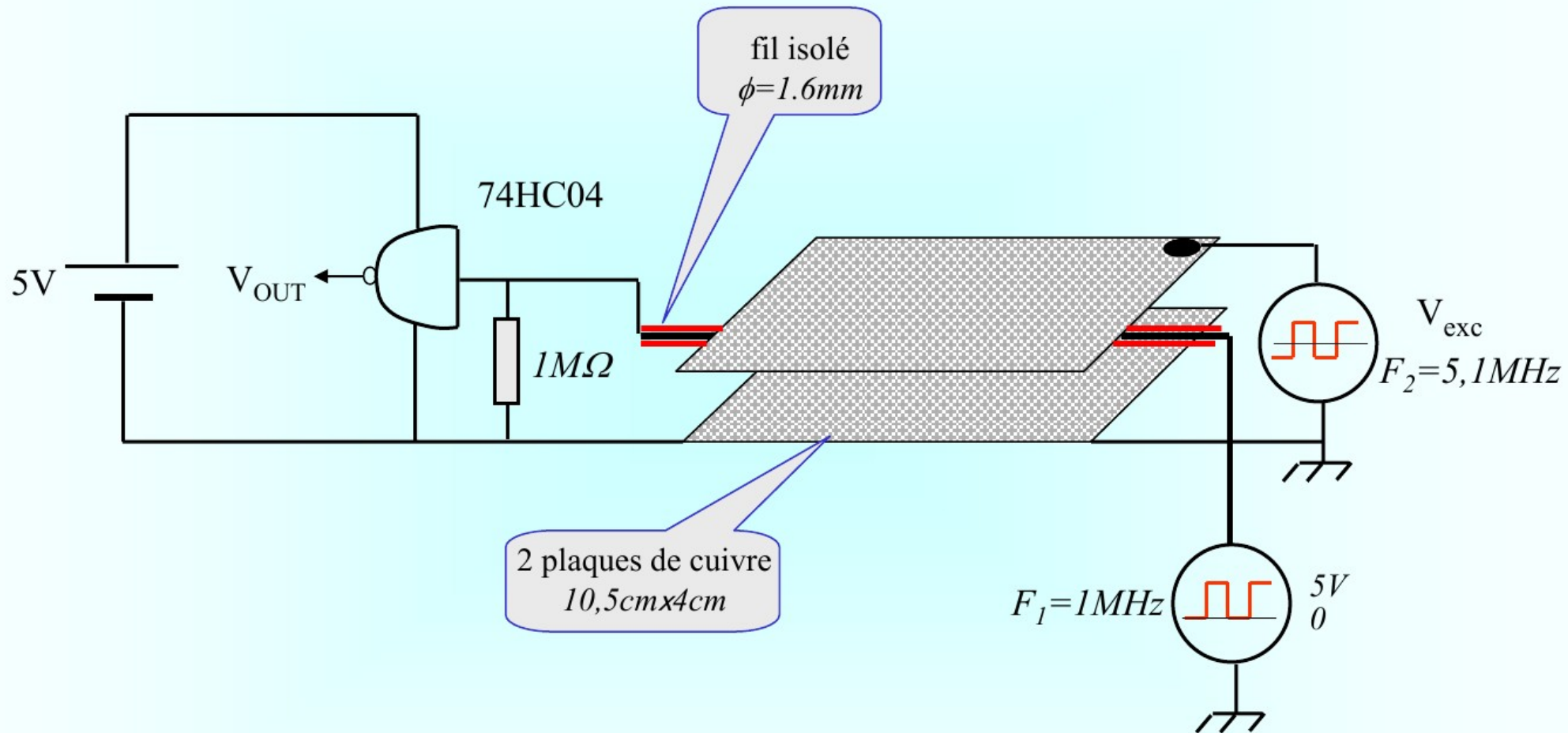
$$V_{exc} = 11,5V$$



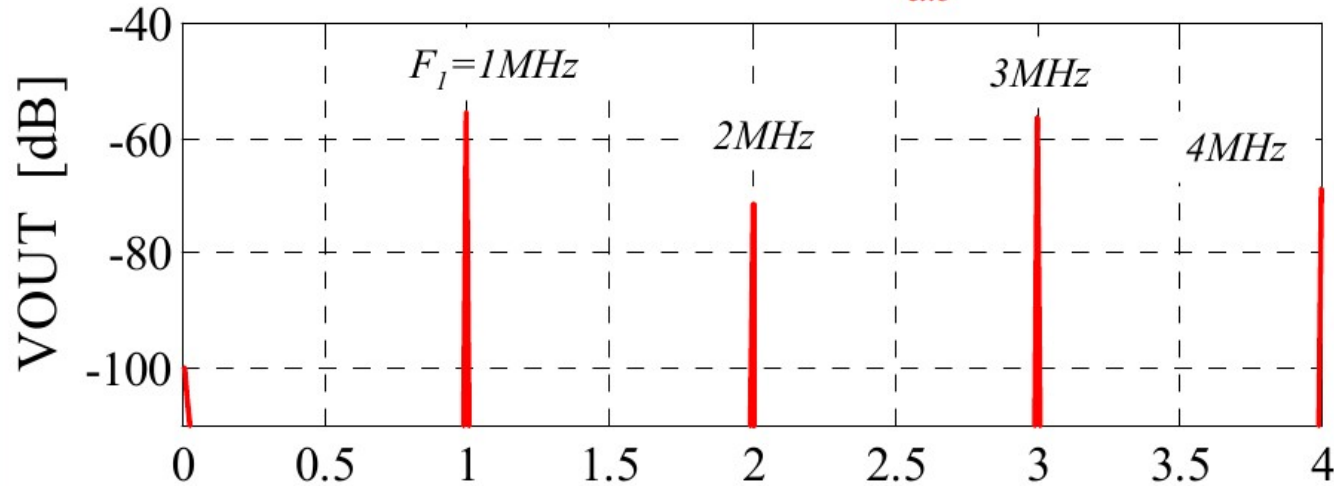
$$V_{exc} = 14V$$



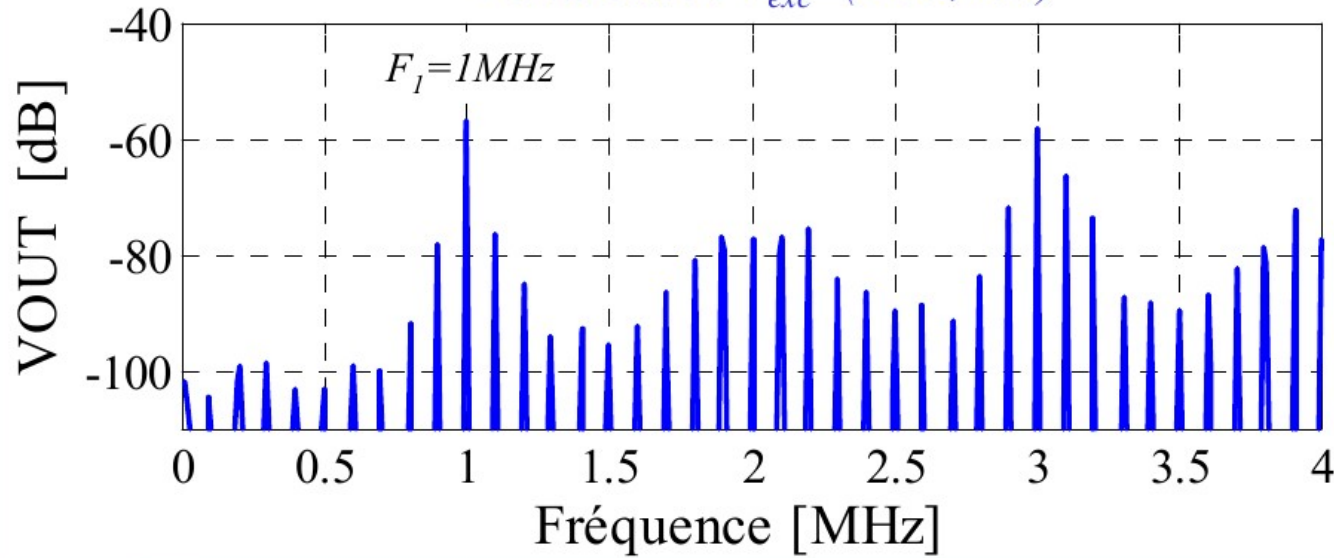
Exemple de couplage capacitif : circuit CMOS



Perturbation $V_{exc}=0$



Perturbation $V_{exc}=(-10V,10V)$



Fonctionnement OK, la fréquence de V_{OUT} est constante et égale à $F_1=1\text{MHz}$. Le spectre de V_{OUT} ne contient que le fondamental et les harmoniques 2, 3, 4, 5, etc ...

La fréquence de V_{OUT} n'est plus constante, le spectre contient les fréquences :

$$nF_1 \pm mF_2$$

Exemples :

$$1,1 = F_2 - 4F_1 = 5,1 - 4$$

$$0,9 = 6F_1 - F_1 = 6 - 5,1$$