

## Réduction des perturbations dans les chaînes d'acquisition

### I. Généralités

Une chaîne d'acquisition parfaite devrait permettre d'obtenir une information strictement proportionnelle (ou tout au moins liée par une loi connue) à la grandeur physique à mesurer. En réalité les éléments constitutifs de la chaîne de mesure (capteur, conditionneur, câble de liaison, appareil récepteur) présentent inévitablement des imperfections (bruits des composants, couplages parasites divers...) ; en plus ils fonctionnent dans un environnement dans lequel ils sont soumis à des perturbations diverses (vibration, humidité, température, rayonnements électromagnétiques...).

La conception d'une chaîne de mesure nécessite donc une analyse détaillée des différentes sources de perturbations afin de les maîtriser pour améliorer la qualité de la mesure.

Nous avons étudié dans un précédent chapitre les différents types de bruit de fond créés par les composants ainsi que leurs propriétés. Nous allons présenter rapidement certaines grandeurs d'influence importantes dues au milieu telles que la température, l'humidité, l'effet thermoélectrique... et développer plus particulièrement les effets parasites engendrés par les interférences électromagnétiques (couplage par le champ électrique E, couplage par le champ magnétique H, couplage par conduction) souvent très complexes et difficiles à éliminer.

### II. Principales grandeurs d'influence dues à l'environnement

Ces grandeurs modifient également les caractéristiques des capteurs et des appareils de mesure. Les constructeurs spécifient, pour ces dispositifs, les conditions d'utilisation (gamme de température, fourchette d'humidité relative à respecter...).

On se limitera ici au reste de la chaîne de mesure constitué de l'électronique associée et des câbles de liaison entre divers éléments.

#### II.1. Influence de la température

La variation de la température résulte de l'échange thermique entre le montage et le milieu ambiant d'une part, et entre les différentes parties du montage d'autre part.

Pour les composants passifs, la température agit non seulement sur les propriétés électriques du matériau (résistivité  $\rho$  pour R, permittivité  $\epsilon$  pour C, perméabilité  $\mu$  pour L) mais aussi sur les paramètres dimensionnels à cause des dilatations.

Pour les composants actifs, on doit se rappeler que les trois paramètres du transistor  $V_{BE}$ ,  $\beta$  et  $I_{CBO}$  (courant de saturation inverse) varient avec la température et que la tension de décalage et les courants de polarisation des amplificateurs opérationnels augmentent avec la température.

#### II.2. Influence de l'humidité.

On peut remarquer que dans la plupart des notices techniques des appareils de mesure modernes, les fabricants spécifient bien les limites de l'humidité relative pour lesquelles la précision de l'appareil est garan-

tie. Comme la température, l'humidité modifie dans des proportions importantes la résistivité et la permittivité des composants. Elle accélère le vieillissement de ces derniers.

Elle est la cause de la dérive des fréquences des horloges (oscillateurs) des systèmes de mesures numériques. Elle augmente les erreurs dues au couplage par conduction ; elle diminue, en particulier, les impédances d'isolement.

Pour protéger contre l'humidité, on est amené souvent à couvrir les éléments sensibles à l'aide d'une couche de vernis isolant ou d'un enrobage de résine.

On doit ajouter qu'une réaction chimique due aux gaz divers de l'atmosphère humide peut se manifester à l'intérieur des conducteurs et surtout au niveau des connexions. Elle a pour effet d'augmenter les résistances de contact (une bonne connexion entre deux conducteurs doit donner une résistance de contact inférieure à  $10^{-4} \Omega$ ). Un revêtement d'or est très efficace pour protéger contre cette réaction chimique.

### II.3. Effet thermoélectrique

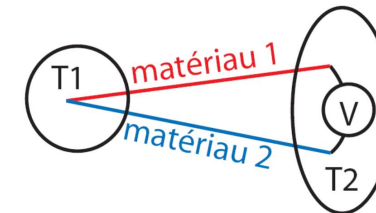


Fig. 1 : principe du thermocouple

Dans les mesures à très bas niveau, les f.é.m. thermoélectriques qui apparaissent aux jonctions des fils de liaison de natures différentes risquent d'être prépondérantes devant le signal utile. Ces f.é.m. en elles-mêmes ne seraient pas nuisibles si elles étaient parfaitement connues et stables ; elles sont en général gênantes à cause de leur fluctuation avec la température (ordre de grandeur de variation :  $10^{-7}$  volt/°C). La compensation de ces f.é.m. s'effectue en les opposant avec d'autres f.é.m. identiques.

### III. Les interférences électromagnétiques ; différents types

Lorsque deux parties d'un système (ou deux systèmes séparés) sont chacune le siège d'un signal, le signal de l'une peut engendrer dans l'autre un signal indésirable ; on dit qu'il y a alors interférence électromagnétique.

On est donc en présence :

- d'un système générateur de perturbation ;
- d'un système perturbé (ici c'est la chaîne de mesure) ;
- d'un mécanisme de couplage entre les deux systèmes précédents.

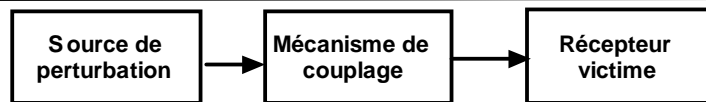


Fig. 2 : schématisation d'une interférence électromagnétique

Au niveau de la conception de la chaîne de mesure, il est nécessaire d'analyser les différentes sources de perturbations, leur nature et leur importance. La réduction de ces perturbations doit être effectuée simultanément non seulement au niveau du système perturbé mais aussi au niveau de la source de perturbation et des dispositifs de liaison.

Le mécanisme de couplage fait toujours intervenir un champ électromagnétique, mais suivant la nature et le mode de propagation de ce champ, ses caractéristiques et la méthode d'étude seront différentes.

Un champ électrique  $E$  est généré entre deux conducteurs portés à des potentiels différents. Il se mesure en Volts par mètre (V/m) et est en gros proportionnel à la différence de potentiel divisé par la distance entre les conducteurs.

Un champ magnétique  $H$  est généré autour d'un conducteur parcouru par un courant, il se mesure en Ampère par mètre (A/m) et est en gros proportionnel à l'intensité du courant divisé par la distance entre le point d'observation et le conducteur.

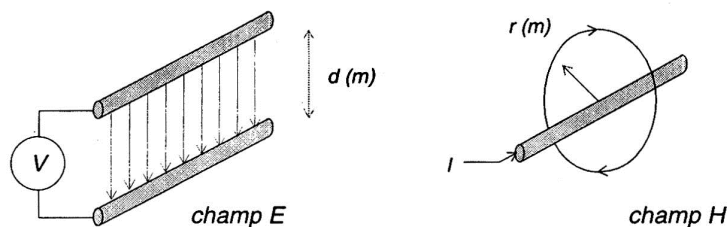


Fig. 3 : champs électrique et magnétique

Quand des tensions variables au cours du temps génèrent des courants variables dans un réseau de conducteurs (ce qui est le cas dans pratiquement n'importe quel circuit électronique), une onde électromagnétique est créée qui se propage à partir des sources sous la forme d'une combinaison d'un champ électrique  $E$  et d'un champ magnétique  $H$ .

Cependant, à proximité d'une source de champ électromagnétique, le champ électromagnétique rayonné dépend essentiellement de la nature de la source de radiations :

- pour une source de type "haute impédance", c'est-à-dire qui est le siège de différences de potentiel (mais dans laquelle les courants restent faibles), le champ rayonné à proximité de la source est essentiellement un champ électrique ;

- pour une source de type "basse impédance" (comme une petite boucle de courant en court-circuit), le champ rayonné à proximité de la source est essentiellement un champ magnétique.

Cette région de l'espace est appelée zone de rayonnement en champ proche ou zone d'induction. Dans cette région, les champs  $E$  et  $H$  peuvent être considérés séparément et les phénomènes de propagation peuvent être négligés ; le couplage peut ainsi être modélisé à l'aide de circuits électriques à constantes localisées (capacité pour le couplage par champ électrique et mutuelle inductance pour le couplage par champ magnétique).

Suivant la composante (électrique ou magnétique) du champ électromagnétique qui entraîne les effets les plus grands, (source de champ électrique ou source de champ magnétique, c'est à dire tension ou courant), on parle de couplage par induction électrique (ou couplage capacitif) ou de couplage par induction magnétique (ou couplage inductif).

Le terme de diaphonie (crosstalk dans la terminologie anglo-saxonne) est couramment utilisé pour désigner les couplages dans cette zone. On parle également de couplage câble à câble.

Au-delà de la zone de rayonnement en champ proche, s'étend la zone de rayonnement dite en champ lointain ; dans cette zone, les caractéristiques du champ électromagnétique rayonné ne dépendent plus que du milieu dans lequel le champ se propage :

- l'impédance d'onde  $Z_c = \sqrt{\frac{|E|}{|H|}}$  est égale à l'impédance caractéristique du milieu dans lequel s'effectue la propagation (elle est égale à  $120 \pi$ , soit  $377 \Omega$  dans le vide);
- les composantes  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  du champ électromagnétique sont en phase dans le temps, perpendiculaires entre elles dans l'espace et également perpendiculaires à la direction de propagation, le trièdre  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{c})$  étant direct ; les amplitudes des champs varient en fonction de la distance à la source en  $1/r$  ; les deux champs sont indissociables et véhiculent la même quantité d'énergie ; on dit que l'on a une structure d'onde TEM (transverse électromagnétique), onde qui très loin de la source peut être localement assimilée à une onde plane.

Dans cette zone, on dit que l'on a affaire à un couplage par champ électromagnétique ou par onde plane ; il faut utiliser les équations de Maxwell pour calculer l'amplitude des perturbations.

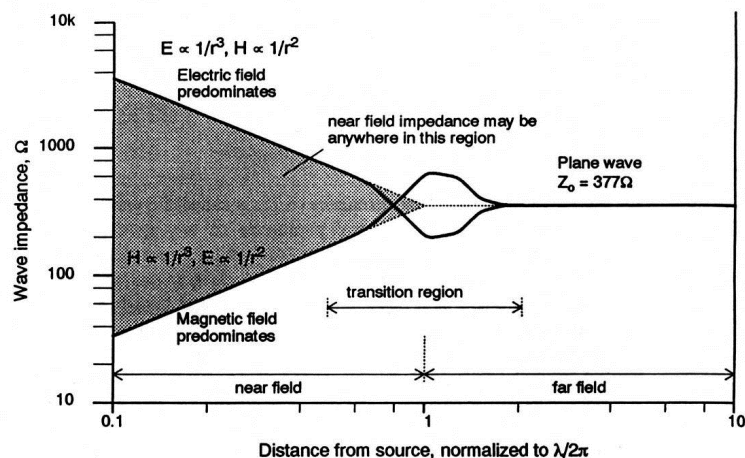


Fig. 4 : impédance d'onde en fonction de la distance à la source

Trois types d'interférences seront étudiés dans ce cours :

- couplage capacitif (par le champ électrique E) ;
- couplage inductif (par le champ magnétique H,
- couplage par conduction.

Le couplage par conduction correspond lui au cas où le champ électromagnétique correspondant à la perturbation se propage en mode guidé (c'est à dire le long des conducteurs du circuit électrique considéré). Il s'étudie donc à l'aide de la théorie des circuits électriques (qui est, rappelons le, une approximation de la théorie de l'électromagnétisme, ne s'appliquant que lorsque certaines conditions sont vérifiées).

## IV. Couplage par champ électrique ou couplage capacitif

### IV.1. Position du problème

Ce couplage est engendré par le champ électrique ; il se modélise à l'aide d'une capacité de couplage. Un exemple simple est donné à la figure 5 ci-dessous : le conducteur 1 est considéré comme la source de bruit, le conducteur 2, qui fait partie du système de mesure, est perturbé par la source de bruit.

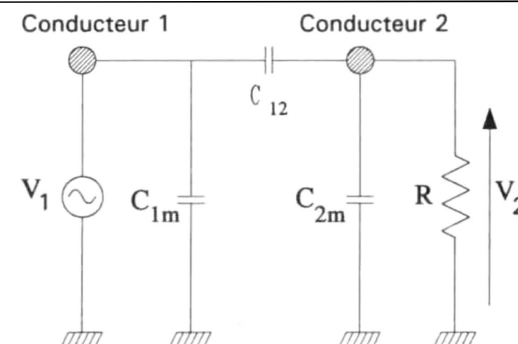


Fig. 5 : couplage capacitif entre 2 conducteurs

Le conducteur 1 est porté au potentiel  $V_1$  par rapport à la masse. Soient  $C_{12}$ ,  $C_{1m}$ ,  $C_{2m}$  les capacités parasites qui existent inévitablement entre les conducteurs et entre les conducteurs et la masse. La figure 1 montre que la tension de bruit  $V_2$  créée sur le conducteur 2 est égale à :

$$V_2 = V_1 \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2m}} \frac{1}{1 + \frac{1}{R p (C_{12} + C_{2m})}}$$

Tout se passe comme si l'on avait un filtre passe-haut dont la pulsation de coupure est égale à :

$$\omega_0 = \frac{1}{R (C_{12} + C_{2m})}$$

La tension  $V_2$  est maximum lorsque  $\omega > \omega_0$ . Dans la plupart des cas pratiques, on a :

$$R \ll \frac{1}{p (C_{12} + C_{2m})}$$

L'équation se réduit alors à :

$$V_2 = p R C_{12} V_1 \quad (2)$$

La perturbation créée dans le conducteur victime peut alors être modélisée sous la forme d'une source de courant de valeur  $C_{12} \cdot dV_1/dt$  apparaissant en parallèle dans le circuit victime. La valeur de  $C_{12}$  dépend de la distance entre les conducteurs, de leur surface et de la présence éventuelle d'un écran conducteur. Typiquement, deux fils parallèles séparés de 2.5 mm ont une capacité de couplage d'environ 50 pF par mètre; la capacité entre le primaire et le secondaire d'un transformateur sans écran de moyenne puissance est de 100 à 1000 pF.

On peut également déduire de cette modélisation qu'un circuit présentant une impédance élevée par rapport à la masse (entrée sur un transistor JFET ou MOS par exemple) sera plus sensible aux perturbations se couplant par champ électrique.

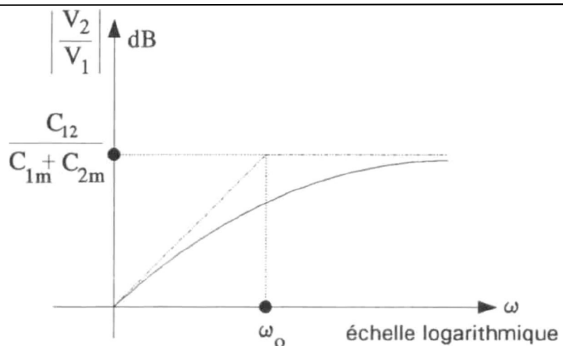


Fig. 6 : le couplage est maximum aux fréquences élevées

**Exemple numérique:**

$R = 50 \Omega, C_{12} = 50 \text{ pF}, C_{2m} = 150 \text{ pF}$

$V_1 = 10 \text{ volts}, f = 100 \text{ kHz}$

$$\frac{1}{\omega(C_{12} + C_{2m})} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^5 \cdot (50 + 150) \cdot 10^{-12}} = 8 \cdot 10^3 \Omega$$

Donc :  $R \ll 8 \cdot 10^3 \Omega$

La tension parasite créée sur le conducteur 2 est égale à :

$$V_2 = 2\pi \cdot 10^5 \cdot 50 \cdot 50 \cdot 10^{-12} \cdot 10$$

$$V_2 = 15, 7 \text{ mV}$$

La relation (2) montre que l'amplitude de la tension de bruit  $V_2$  est proportionnelle à la fréquence de la source  $V_1$ , à la capacité  $C_{12}$ , à la résistance  $R$  et à l'amplitude de  $V_1$ .

En générale la résistance  $R$  est imposée par le système de mesure comportant le conducteur 2, la réduction du couplage doit passer par la diminution de la capacité  $C_{12}$ . Cette solution conduit à :

- l'éloignement des deux conducteurs 1 et 2 ;
- la protection du conducteur perturbé par un écran.

**IV.2. Séparation des deux conducteurs**

Cette solution est peu efficace et difficile à réaliser dans la pratique. Supposons que les deux conducteurs aient des sections circulaires de diamètres  $d$ .

Il est facile de montrer qu'à partir d'une distance  $D \geq 40d$ , la diminution de la capacité  $C_{12}$  est insignifiante.

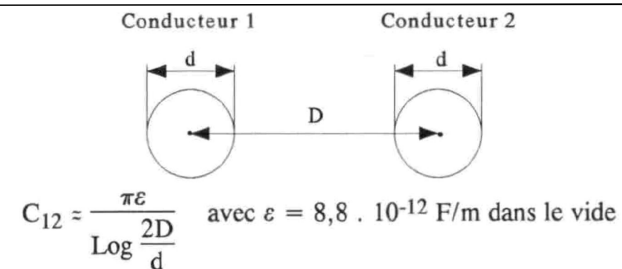


Fig. 7 : capacité de couplage linéique de 2 conducteurs

**IV.3. Protection par un écran**

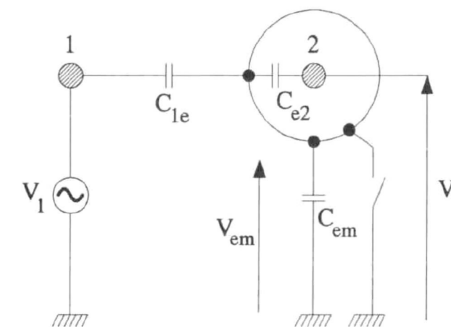


Fig. 8 : protection du conducteur 2 par un écran

Le conducteur 2 est protégé par un écran métallique (c'est par exemple le cas d'un câble blindé). La figure 8 ci-contre montre en détail toutes les capacités mises en jeu. Pour simplifier, on a supposé que la résistance  $R$  était infinie. On suppose également que l'interrupteur est ouvert, c.a.d que l'écran est laissé flottant.

Par couplage dû aux capacités  $C_{1e}$  et  $C_{em}$ , l'écran est alors porté au potentiel  $V_{em}$  par rapport à la masse :

$$V_{em} = V_1 \frac{C_{1e}}{C_{1e} + C_{em}}$$

Parce que  $C_{e2}$  ne peut pas se charger, la tension à ses bornes est nulle, on a donc :  $V_2 = V_{em}$ , c'est-à-dire :

$$V_2 = V_1 \frac{C_{1e}}{C_{1e} + C_{em}}$$

L'efficacité de la protection par l'écran est inexistante. Il est indispensable d'annuler la tension  $V_{em}$  de l'écran pour rendre efficace son rôle de protection : l'écran doit être mis à la masse pour court-circuiter la capacité  $C_{em}$ .

Cependant, dans les réalisations pratiques, il existe un couplage résiduel dû aux extrémités, là où le conducteur central n'est pas complètement entouré par l'écran (voir figure 5).

La mise à la masse de l'écran court-circuite la capacité  $C_{em}$  tout en plaçant  $C_{e2}$  en parallèle avec  $C_{2m}$ , le potentiel du conducteur 2 devient :

- dans le cas où  $R \gg \frac{1}{\omega(C_{12}+C_{2m}+C_{e2})}$

$$V_2 = V_1 \frac{C_{12}}{C_{12}+C_{2m}+C_{e2}}$$

- dans le cas où  $R \ll \frac{1}{\omega(C_{12}+C_{2m}+C_{e2})}$

$$V_2 = j \omega C_{12} R V_1$$

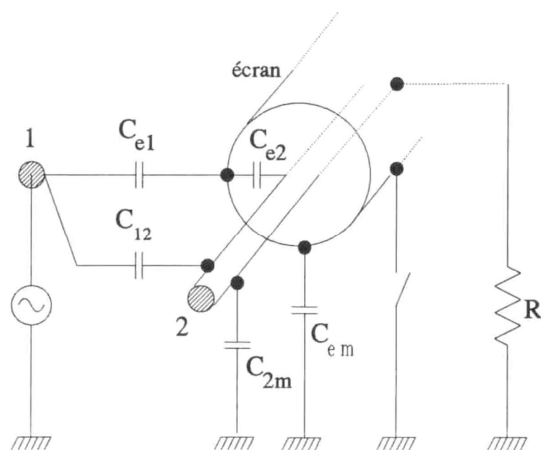


Fig. 9. : couplage résiduel dû au débordement des conducteurs aux extrémités

### Exemple numérique

$R = 50 \Omega$ ,  $V_1 = 10$  volts,  $f = 100$  kHz.

$C_{12} = 2$  pF (la partie du conducteur 2 non protégée par l'écran étant de longueur faible)

La tension parasite  $V_2$  est affaiblie par l'écran mis à la masse, mais elle n'est pas nulle à cause du couplage résiduel :

$$V_2 = j \omega C_{12} R V_1$$

$$|V_2| = 630 \mu V$$

## V. Couplage par champ magnétique ou couplage inductif

### V.1. Position du problème

Ce couplage est engendré par le champ magnétique. Il peut se modéliser à l'aide d'une mutuelle inductance de couplage.

Une induction magnétique sinusoïdale  $B$  de pulsation  $\omega$  induit dans une boucle fermée de surface  $S$  une tension égale à :

$$V_2 = \omega B S \cos\theta \quad (7)$$

$\theta$  étant l'angle entre la direction  $B$  et la normale à la surface  $S$ . Dans l'air,  $B$  est proportionnel au champ magnétique  $H$  ( $B = \mu_0 H$ ). Le courant  $I_1$  dans le conducteur 1 engendre tout autour de ce dernier un champ  $H$  (figure 6), il induit dans le conducteur 2 une f.é.m :

$$V_2 = \omega M I_1$$

L'inductance mutuelle  $M$  dépend de la position des deux conducteurs l'un par rapport à l'autre, tandis que chaque conducteur est caractérisé par son inductance propre. La figure (6) représente le modèle simplifié du système étudié qui comprend :

- le conducteur 1, perturbateur, traversé par le courant  $I_1$  ;
- le conducteur 2 (qui peut être une chaîne de mesure dont la source du signal utile est supposée éteinte), perturbé par la présence de la f.é.m. induite  $V_2$ .

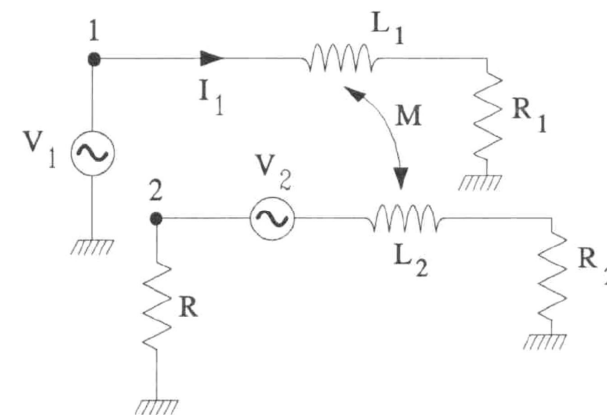


Fig. 10. : couplage inductif

Le couplage inductif peut donc être modélisé par une source de tension apparaissant en série avec le conducteur victime (alors qu'on a vu que le couplage capacitif pouvait lui être modélisé par une source de courant entre le conducteur victime et la masse).

La réduction de la perturbation doit s'effectuer à deux niveaux :

- limiter les radiations au niveau du conducteur perturbateur ;
- protéger le conducteur perturbé contre les radiations.

V.2. Limitation des rayonnements du conducteur perturbateur

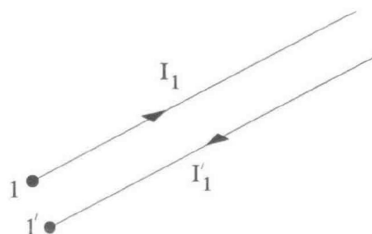


Fig. 11. : limitation du champ rayonné par I<sub>1</sub>

Pour réduire le champ rayonné par le courant I<sub>1</sub> dans le conducteur 1, il suffit de faire circuler dans un conducteur l' proche du précédent un courant l' identique à I<sub>1</sub> et circulant en sens inverse (figure 11).

Le principe illustré par la figure 10 conduit à réaliser dans la pratique le retour du courant I<sub>1</sub> du conducteur 1 dans un conducteur placé à proximité du conducteur 1 à l'aide d'un câble blindé ou de deux fils torsadés. Pour que cela soit possible, il faut que la charge R<sub>ch</sub> (figure 11) ou la source V<sub>1</sub> soit isolée par rapport à la masse (figure 12).

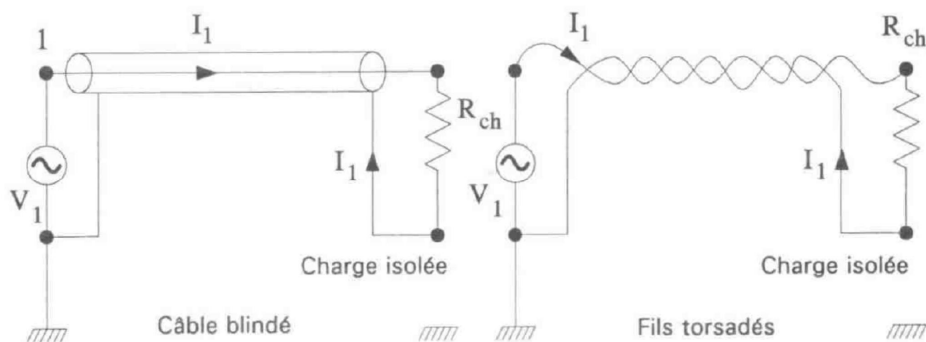


Fig. 12 : retour du courant avec charge isolée par rapport à la masse

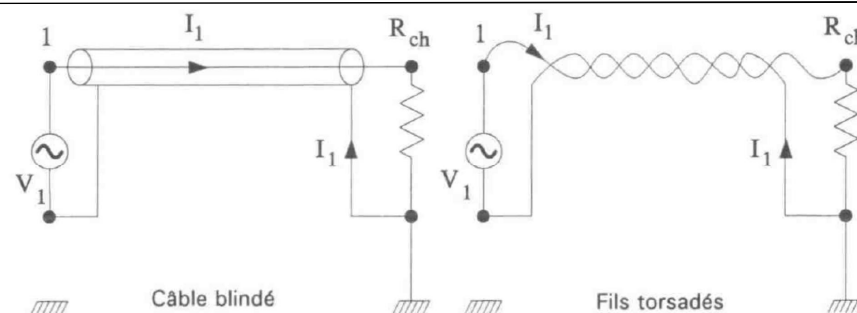


Fig. 13 : retour de courant I<sub>1</sub> avec source isolée par rapport à la masse

Dans le cas où ni la source et la charge ne peuvent être isolées par rapport à la masse, la figure 14 montre que le courant I<sub>e</sub> traversant l'écran ou le conducteur de retour est inférieur à I<sub>1</sub>.

Le schéma équivalent de la figure 14.b permet d'écrire (les 2 masses de la figure 14.a étant supposée au même potentiel) :

$$(R_e + j L_e \omega) I_e = j \omega M I_1 \text{ avec } M = L_e \text{ (dans le cas d'un câble coaxial)}$$

$$I_e = \frac{j \omega M}{R_e + j L_e \omega} I_1 \quad \boxed{I_e = \frac{j \omega}{j \omega + \frac{R_e}{L_e}} I_1}$$

Le courant augmente avec la fréquence ; on admet que I<sub>e</sub> = I<sub>1</sub> pour :

$$\omega \geq 5 \frac{R_e}{L_e}$$

Le champ magnétique engendré par I<sub>1</sub> est uniquement compensé pour des fréquences élevées ; il est donc plus difficile de limiter le rayonnement du champ magnétique en basses fréquences.

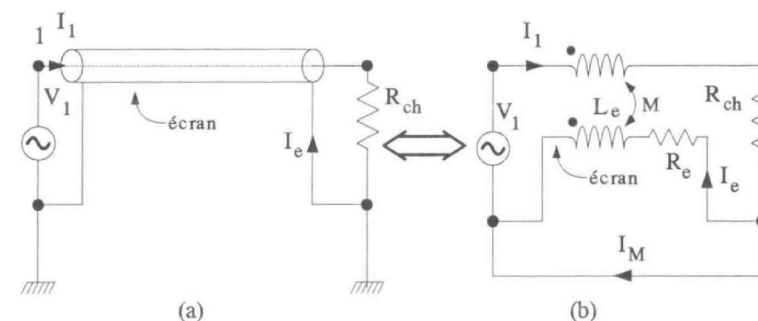


Fig. 14 : mise à la masse de l'écran aux deux extrémités



### V.3. Protection du conducteur perturbé

L'expression (7) suggère deux solutions :

- orienter les circuits pour diminuer le terme  $\cos \theta$  ;
- réduire la surface  $S$  de la boucle formée par le conducteur et son conducteur de retour.

La réduction de la surface  $S$  peut s'effectuer à l'aide d'un **fil torsadé** ou d'un **câble blindé**. Ici encore, on retrouve les mêmes problèmes et les mêmes conclusions que dans l'étude précédente :

- la protection est efficace si l'on peut isoler l'une des deux extrémités (la source ou la charge) par rapport à la masse pour supprimer la surface  $S$  fermée créée par le conducteur et la masse
- si les deux extrémités sont mises à la masse, la protection ne peut être efficace qu'aux fréquences élevées ( $\omega \gg R_e / L_e$ )

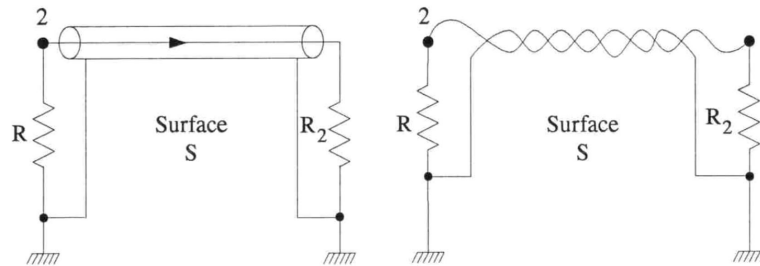


Fig. 15 : la mise à la masse aux 2 extrémités réduit l'efficacité de la protection

## VI. Couplage par conduction

### VI.1. Couplage par conduction directe

Un couplage par conduction directe se produit lorsqu'un **conducteur, relié directement à une source de bruit ou captant un bruit dans un environnement parasité, le conduit à un circuit auquel il est électriquement connecté**. Dès lors qu'un courant circule dans un conducteur relié à un circuit, ce courant trouve toujours un trajet qui lui permet d'y pénétrer. Une fois à l'intérieur, il s'y répartit en obéissant aux lois classiques de l'analyse des circuits; à l'aide desquelles on peut calculer ses effets.

L'exemple le plus fréquent est celui des fils d'alimentation en énergie quand celle-ci est elle-même une source de bruits (alimentation mal découplée) ou quand elle est connectée par le secteur ou par sa sortie à des circuits "bruyants" (oscillateurs, circuits à découpage, etc ..). Une perturbation peut se propager d'une source à une victime par l'intermédiaire du réseau d'alimentation en énergie.

### VI.2. Couplage par impédance commune

#### VI.2.a. Impédance d'un conducteur

L'impédance d'un conducteur électrique n'est jamais nulle. Tout courant, utile ou parasite, qui parcourt un conducteur crée entre ses deux extrémités une différence de potentiel. Cette situation est particulièrement critique pour les circuits bas niveaux (car ils sont très sensibles) ou pour les circuits rapides (l'impédance des conducteurs  $y$  est plus élevée).

Il est important d'avoir à l'esprit que l'impédance d'un conducteur est principalement fonction de sa partie selfique, prépondérante à partir du kHz pour un câble standard. Une valeur de l'ordre de **1  $\mu$ H par mètre** (quel que soit le diamètre) peut être retenue.

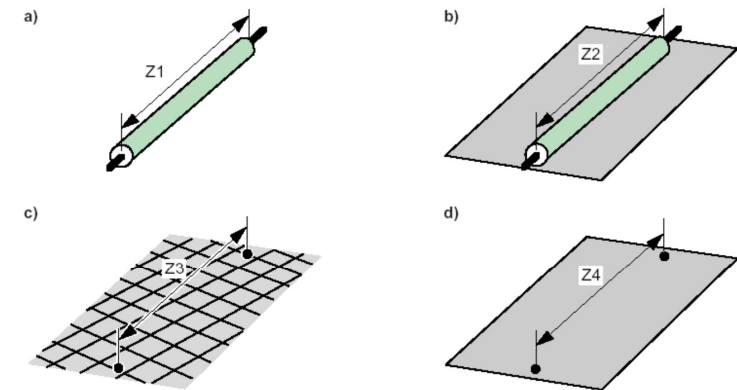
Si le câble est correctement plaqué sur un plan conducteur, cette valeur est fortement diminuée. Elle dépend alors de la distance entre le câble et le plan. Des gains de 10 dB sur la valeur de la self inductance sont ainsi facilement obtenus.

Avec ces considérations, une self inductance commune de plusieurs  $\mu$ H est facilement atteinte, par exemple avec quelques mètres de fil de terre (vert-jaune). Ceci représente donc plusieurs ohms à 1 MHz, et plusieurs centaines d'ohms à 100 MHz.

En conclusion, le plan métallique conducteur est le moyen de relier électriquement deux points avec l'impédance la plus faible et ce, quelle que soit son épaisseur dès lors qu'elle est supérieure à l'épaisseur de peau (415  $\mu$ m pour le cuivre à 10 kHz).

Ainsi, une plaque de cuivre présente une self de 0,6 nH à 10 kHz, soit une impédance par carré de 37  $\mu\Omega$ , (l'impédance reste la même quelle que soit la surface du carré considéré).

Ces résultats sont rassemblés dans la figure de la page suivante.

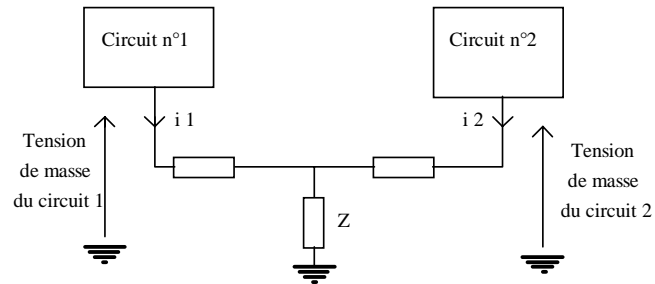


a : câble dans l'air ( $L = 1 \mu H/m$ ),  
 b : câble plaqué sur une surface métallique,  
 c : treillis métallique avec contact à chaque croisement (par exemple fer à béton soudé),  
 d : plan métallique,  
 et pour une même longueur, les impédances linéiques sont dans l'ordre  $Z1 > Z2 > Z3 > Z4$ .

Comparaison de l'impédance de différentes géométries de conducteurs (par valeurs croissantes de ces impédances)

### VI.2.b. Impédance commune

Un couplage par impédance commune apparaît lorsque des courants électriques issus de deux systèmes ou circuits distincts empruntent un même trajet (en général, une ligne de masse ou d'alimentation) dont l'impédance ne peut être négligée.



Couplage par impédance commune par la masse de l'alimentation

Par l'intermédiaire de la différence de potentiel qui apparaît aux bornes de cette impédance, les deux circuits sont couplés et leurs fonctionnements ne sont plus indépendants l'un de l'autre. En effet, le potentiel de masse du circuit 1 est modulé par le courant de masse du circuit 2 (et vice-versa).

Lorsque l'impédance commune est traversée par des courants qui possèdent des vitesses de variation ( $di/dt$ ) élevées (cas par exemple des systèmes utilisant des circuits logiques rapides), l'impédance commune (due à l'inductance) peut être élevée.

Pour réduire ou éliminer les couplages par impédance commune, il faut soit diminuer la valeur de l'impédance commune, soit adopter un autre routage.

Les masses sont les sources les plus fréquentes de couplage par impédance commune mais ce couplage peut également avoir lieu par l'intermédiaire du réseau de terre, du réseau de distribution d'énergie.

### VI.3. Terres et masses

Sachant que tout conducteur se comporte comme une résistance en série avec une certaine inductance, tout passage de courant dans le conducteur engendre une tension à ses bornes. On peut imaginer tout de suite des perturbations créées par la circulation des courants dans les câbles de liaisons, dans les écrans et dans les liaisons entre les masses locales.

On doit bien distinguer la masse et la terre.

#### La Terre

La Terre est la masse plus ou moins conductrice de notre planète, dont le potentiel électrique en chaque point est pris par convention égal à zéro. Ceci suppose évidemment que la Terre est equipotentielle, ce qui n'est pas le cas en pratique : on peut au contraire garantir que deux terres séparées ne resteront pas au même potentiel. Par exemple, lors d'un choc de foudre dans un champ, une vache peut être tuée même si elle se trouve à plusieurs centaines de mètres de l'impact. La différence de potentiel entre ses pattes de devant et celles de derrière peut être suffisante pour l'électrocuter !

#### La terre

##### Prise de terre (ou simplement terre)

Ensemble des conducteurs en contact intime avec le sol et assurant une liaison électrique avec celui-ci. Une prise de terre a pour rôle d'écouler dans la Terre les courants externes d'un site.

##### Conducteur de terre

Conducteur de faible résistance connecté entre un point et une prise de terre. Un conducteur de terre n'est pas enterré. L'ensemble des conducteurs de terre d'un site permet de fournir une masse électrique commune pour des équipements situés à des endroits éloignés. Une bonne impédance de terre ne doit pas dépasser 0,1 ohm.

##### Terre de protection

Réseau reliant les masses mécaniques d'un équipement entre elles et à la prise de terre dans le but pour but de protéger les personnes et les équipements contre les différences de potentiel dangereuses. Toutes les terres de protection d'un même site doivent être interconnectées.

#### La masse

##### Masse fonctionnelle ou électronique ou masse signal ou "0 volt"

La masse est un ensemble de conducteurs interconnectés servant de référence de potentiel aux autres conducteurs (en particulier ceux véhiculant des signaux) dans un système ; cet ensemble de conducteurs doit donc être le plus equipotentiel possible, ce qui implique pour sa réalisation l'utilisation de matériau de très faible résistivité et de configurations minimisant l'inductance des interconnexions (le plan de masse constituant la solution la plus performante).

##### Masse mécanique ou de sécurité

Partie mécanique accessible des équipements. Pour assurer la sécurité des personnes, toutes les masses mécaniques d'un équipement doivent être reliées entre elles et à la prise de terre (réseau de terre de protection).

On fait la différence entre la terre (éloignée des équipements) et la masse (proche des circuits électroniques), même si la terre et les masses sont interconnectées.

##### Boucle de masse

Surface comprise entre un câble et le conducteur de masse le plus proche. Les boucles de masse sont inévitables : il y en a autant que de câbles transmettant des signaux référencés à la masse aux 2 extrémités (elles peuvent être supprimées par l'utilisation de fibres optiques). Ce sont des antennes involontaires, il est favorable d'en réduire la surface.



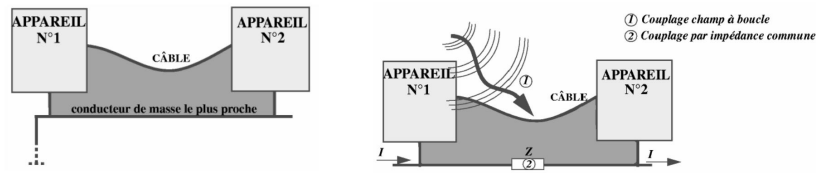


Fig. 18 : boucle de masse

**Boucle entre masses**

Ce sont des **boucles entre conducteurs de masse**, qui ne doivent pas être confondues avec des boucles de masse.

Si deux masses voisines ne sont pas raccordées, la d.d.p entre elles peut devenir importante, en cas d'induction magnétique HF par exemple. Leur raccordement améliore l'équipotentialité des masses. Il est donc souhaitable de **mailler systématiquement toutes les masses** et de **multiplier** ainsi **les boucles entre masses** dans lesquelles les courants parasites peuvent circuler librement.

**VI.4. Liaisons entre masses**

Dans un système de mesure, le signal utile est évalué à partir de la masse. Dans un système important (en taille), les points de masse peuvent être différents (et donc à des potentiels différents).

Les trois exemples de la figure 16 permettent de mettre en évidence les précautions à prendre dans la réalisation de la masse commune.

**Liaisons (a) (liaisons chaînées)**

C'est la **structure couramment utilisée dans les systèmes électroniques**. Elle est la plus simple. Les masses locales se trouvent à des potentiels différents de celui de la masse principale (0 volt). L'erreur provoquée par ces potentiels est considérable dans les mesures de tensions à faible niveau. Le potentiel d'une masse locale dépend de la consommation de tous les sous systèmes. Si on utilise cette technique (cas d'une **chaîne d'amplification**), il faudrait **chaîner les alimentations en plaçant l'étage de sortie au plus près de l'alimentation**.

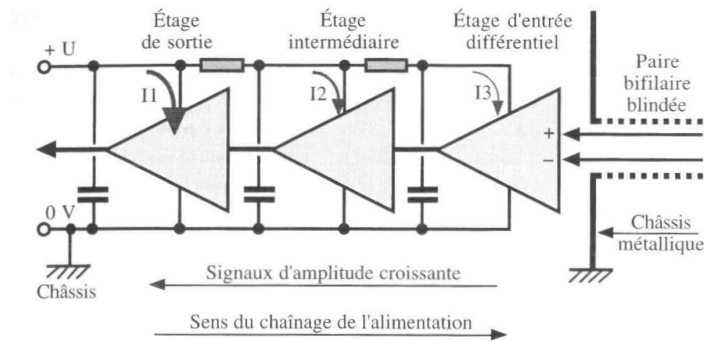


Fig.16 : structure de l'alimentation d'une chaîne d'amplification

**Liaisons (b) (liaisons en étoile)**

Les sous systèmes sont reliés directement à la masse principale ; les liaisons sont **indépendantes** (en théorie, car lorsque leur longueur augmente, elles se couplent inductivement). Pour les sous-systèmes éloignés, le fil de liaison peut s'avérer trop long, la tension de décalage reste importante. Ce type de liaison **convient seulement pour des systèmes de taille réduite et ne mettant en jeu que des basses fréquences**.

**Liaisons (c) (liaisons directes à un plan de masse)**

Aux fréquences élevées, il est essentiel d'éviter le couplage inductif engendré par des fils longs. **A partir de quelques mégahertz, les cartes électroniques doivent utiliser les liaisons du type (c), l'impédance du plan de masse étant très faible.**

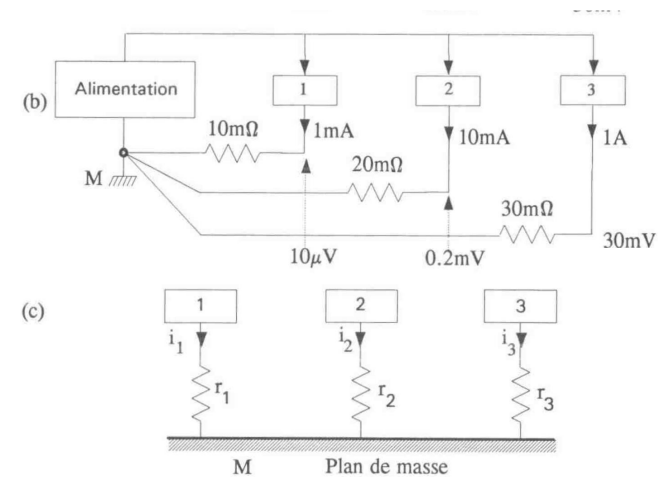


Fig. 17 : différentes topologies des liaisons de masse

**VI.5. Mise à la masse des blindages**

**VI.5.a. Cas particulier des signaux de faible valeur**

Lorsque le blindage d'un câble est relié à ses deux extrémités à la masse locale, une boucle de masse est créée. Une tension parasite (de mode commun)  $V_{M1M2}$  est susceptible d'exister **entre ces deux masses locales** (par exemple sous l'effet d'un champ magnétique parasite). Elle va se retrouver entre les extrémités du blindage et va y faire circuler un courant de masse  $I_m$  tel que :

$$V_{M1M2} = Z_{blindage} \cdot I_m$$

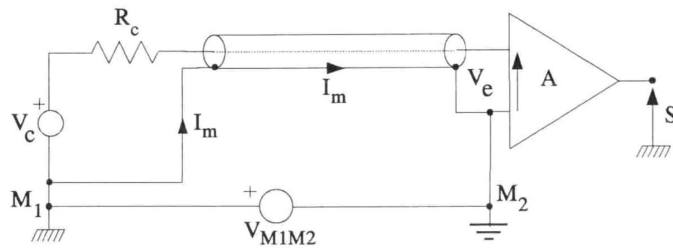


Fig. 18 : influence du courant de masse

Cette tension parasite s'ajoute à la tension d'entrée utile due à  $V_c$ . Lorsque le signal transmis par le câble a une valeur très faible (ce qui est souvent le cas pour un signal fourni par un capteur), cette tension parasite peut être intolérable ; il est alors nécessaire de modifier la mise à la masse du blindage pour "couper", si cela est possible, le chemin du courant dans ce blindage, en recourant à un câblage différent.

**Cas où la source du signal est isolée par rapport à la masse**

Considérons le montage de la figure 16, dans lequel la source fournissant le signal à transmettre et à amplifier est "flottante" (isolée par rapport à la masse). Elle est reliée aux entrées de l'amplificateur à l'aide de deux fils, l'ensemble de ce câble bifilaire est protégé par un écran. Les deux masses  $M_1$  et  $M_2$  ne sont pas au même potentiel. Le point commun C de l'amplificateur se trouve à un potentiel  $V_{CM2}$  par rapport à la 1

Solution : liais

eur)

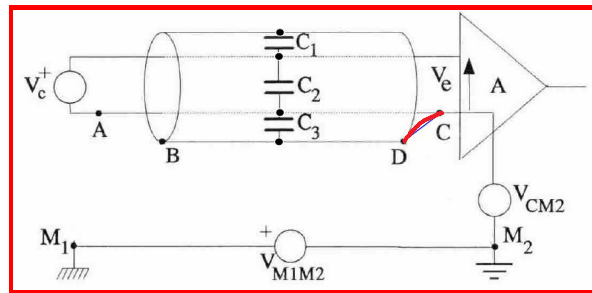


Figure 19 : mise à la masse de l'écran

La tension aux bornes de  $C_3$  est nulle ; celle entre les bornes d'entrée de l'amplificateur est aussi annulée :  $V_c = 0$ . La liaison à effectuer est donc la liaison DC.

**Amplificateur isolé par rapport à la masse**

La figure 17 montre que dans le cas où l'amplificateur est "flottant" et la source du signal est référencée par rapport à la masse, la liaison à effectuer sera celle de AB, même si A est porté à un potentiel  $V_A$  par rapport à  $M$ . Le chemin du courant de masse est coupé.

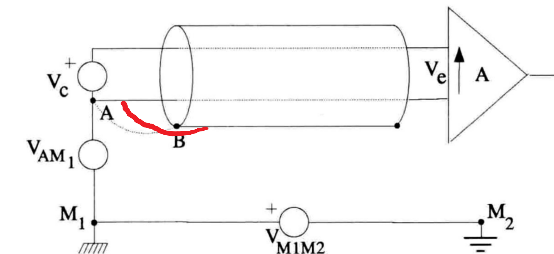


Fig. 17

Il faut noter que le blindage n'apportera alors aucune protection en champ magnétique ; les deux conducteurs "signal" doivent alors être très proches l'un de l'autre ou torsadés pour limiter l'effet des champs magnétiques externes.

**VI.5.c. Source du signal et amplificateur référencés à la masse, les 2 masses étant différentes**

Dans ce cas, on doit relier le blindage aux points de masse aux deux extrémités. On retrouve donc la topologie vue au paragraphe V.

Si la boucle de masse engendre des erreurs importantes, on doit l'éliminer par l'utilisation d'un transformateur d'isolement, d'un coupleur optique ou d'une structure différentielle symétrique.

**VII. Découplage des sources d'alimentation**

**VII.1. Généralités**

Dans les systèmes électroniques de mesure, il est fréquent que plusieurs circuits soient alimentés par une seule source de tension continue. Le couplage qui en résulte entre ces circuits est une source de perturbation de la chaîne de mesure.

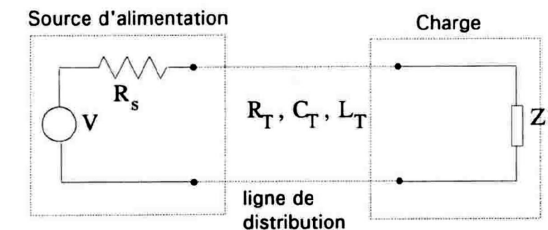


Fig. 23 : modélisation de la distribution de l'alimentation continue

Une alimentation stabilisée idéale doit avoir une impédance interne nulle. En réalité, à cette impédance interne non nulle s'ajoutent les impédances de la ligne de distribution caractérisée par ses paramètres linéiques  $R_T, C_T, L_T$ . Son impédance caractéristique vaut :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_T}{C_T}}$$

Dans le cas d'une variation rapide  $\Delta I$  du courant absorbé par le circuit (exemple : commutation d'une porte logique), on a aux bornes du circuit une variation de tension donnée par :

$$\Delta V = Z_c \cdot \Delta I$$

Cette perturbation est susceptible de se propager et de perturber les circuits voisins.

Pour minimiser cette perturbation, il apparaît **nécessaire d'utiliser des lignes d'alimentation à faible inductance et forte capacité linéique**. On utilise pour ce faire des conducteurs plats de faible épaisseur. **La solution la plus performante consiste à utiliser deux conducteurs plats parallèles** (figure 24). On arrive avec cette structure à des impédances caractéristiques très faibles (de l'ordre de 2 à 3  $\Omega$ ). Nous allons maintenant voir les dispositifs permettant de protéger les circuits vis-à-vis de ces perturbations.

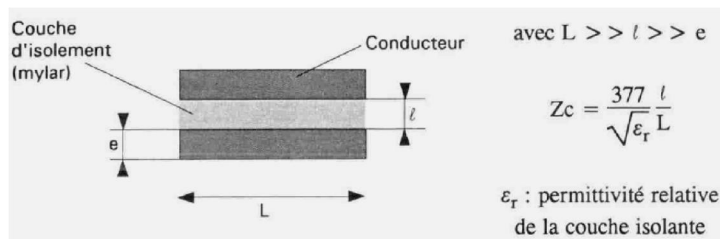


Fig. 24 : impédance caractéristique de deux conducteurs plats et parallèles

## VII.2. Filtrage

On isole les circuits alimentés par la même source de tension en les séparant par un filtre en général passe-bas (en effet sur une carte d'acquisition, les fréquences des signaux utiles sont très inférieures à celles des signaux logique présents sur la carte comme les signaux d'horloges par exemple).

Ces **filtres antiparasites** présentent des difficultés de réalisation spécifiques :

- il n'y a pas toujours adaptation d'impédance, car en général on ne connaît pas avec exactitude les impédances des lignes de transport des signaux à filtrer ;
- les niveaux de puissance du signal utile et des signaux à éliminer sont très différents ;
- les bandes de fréquences à atténuer sont souvent importantes.

On utilise des cellules L-C ou R-C, sachant que :

- dans les cellules R-C, on a une perte de l'énergie utile dans les résistances ;
- dans les cellules L-C, il faut éviter le rayonnement électromagnétique engendré par les inductances.

## VII.3. Découplage des circuits

Pendant la commutation d'un circuit, on a de **forts appels de courant sur l'alimentation**. Pour éviter que cela entraîne une variation de la tension d'alimentation, **il est nécessaire de réduire l'im-**

**pedance interne de l'alimentation au niveau des circuits en insérant des capacités de découplage.**

Le découplage consiste dans tous les cas (circuits logiques ou analogiques) à **étudier le trajet du signal et à découpler par capacité la partie de ce trajet dans les câbles d'alimentation**. On empêche ainsi que des signaux parasites (de haute fréquence) ne circulent dans les câbles d'alimentation.

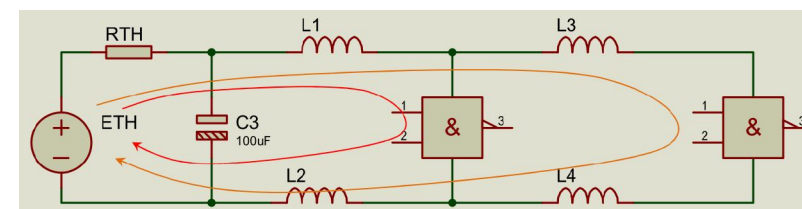
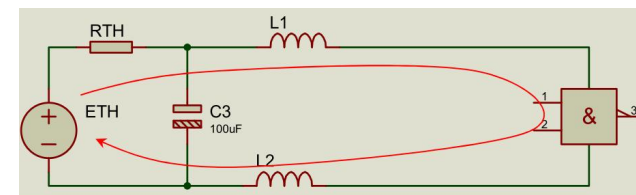
Une ligne d'alimentation (un fil ou une piste de circuit imprimé) peut être modélisée comme suit :



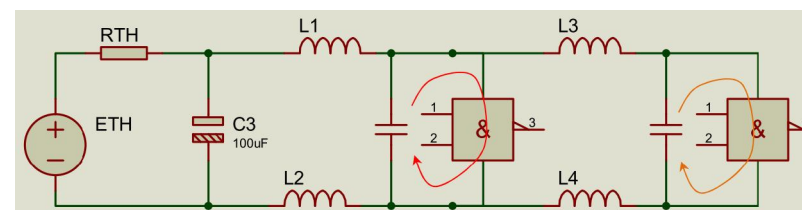
S'agissant d'un fil,  $R_S$  est généralement négligeable.  $L_S$  également très faible (quelques nH), son influence dépend des fréquences des courants qui la traversent ( $Z_L = jL\omega$ ). Si l'alimentation est destinée à des circuits numériques, il y aura à l'intérieur de ceux-ci des commutations nombreuses, avec des temps de montée/descente très courts, donc de nombreuses harmoniques de fréquences élevées sur le courant d'alimentation.

### Circuit d'alimentation d'un composant numérique

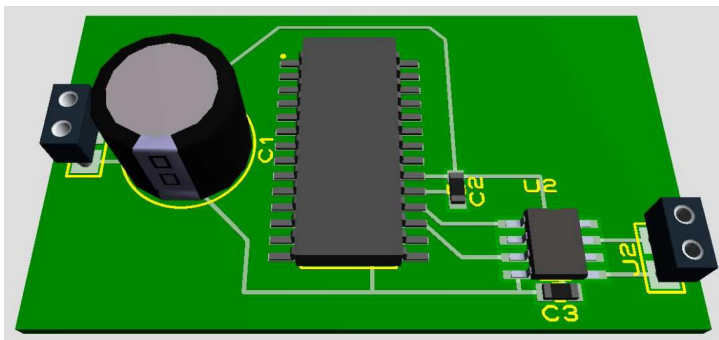
En rouge de chemin du courant d'alimentation du circuit numérique dans différentes configurations



Aux fréquences élevées, le condensateur  $C_3$  (électrolytique de forte valeur) est inefficace, en raison de son inductance interne série. Le courant d'alimentation traverse  $R_{TH}$ ,  $L_1$ ,  $L_2$ , y provoquent des chutes de la tension d'alimentation. De plus, les variations rapides de ces courants réent un rayonnement électromagnétique qui perturbe les circuits numériques voisins (problème de CEM). Pour empêcher ces variations de courant de « remonter » les lignes d'alimentation, on « découple » les circuits numériques.



Pour être efficaces, les condensateurs de découplage doivent être placés aussi près que possible des broches d'alimentation des circuits numériques.



C1 est proche du bornier d'alimentation, C2 et C3 sont proches des bornes d'alimentation des circuits numériques.

Pour découpler des fréquences élevées (>100 kHz) on utilise des **capacités en céramique (de faible valeur)**, pour des fréquences plus basses on utilise des capacités en tantale (10 $\mu$ F)

Il est important de noter que **les lignes de masse digitale sont en général très bruyantes et présentent des pics de courant importants**. Il faut donc les séparer des lignes des points communs (COM) des circuits analogiques (figure 26).

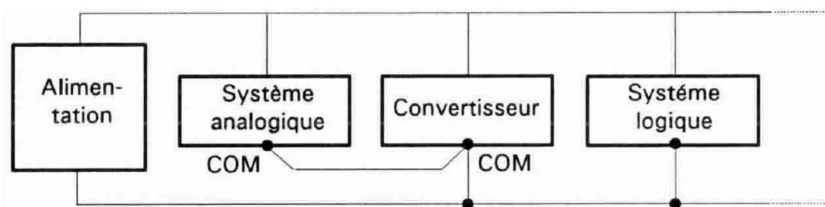


Fig. 26 : séparation des points communs analogiques et de la masse numérique