

CEA-R-6230



ISSN 0429 - 3460

COMMISSARIAT À L'ÉNERGIE ATOMIQUE

**RÈGLES DE CONCEPTION ET DE CÂBLAGE
DES SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES**

par
Joël RAIMBOURG

CEA / DAM - DIRECTION ILE-DE-FRANCE
DÉPARTEMENT CONCEPTION ET RÉALISATION
DES EXPÉRIMENTATIONS
SERVICE ÉQUIPEMENT INSTRUMENTATION
MÉTROLOGIE

CEA / DAM DIRECTION ILE-DE-FRANCE

2009

DIRECTION DES SYSTÈMES
D'INFORMATION

CEA / SACLAY 91191 GIF-SUR-YVETTE CEDEX FRANCE



**RAPPORT
CEA-R-6230**

- Rapport CEA-R-6230 -

CEA/DAM – Direction Ile-de-France
Département Conception et Réalisation des Expérimentations
Service Equipement Instrumentation Métrologie0

RÈGLES DE CONCEPTION ET DE CÂBLAGE
DES SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES

par

Joël RAIMBOURG

- Novembre 2009 -

RAPPORT CEA-R-6230 – Joël RAIMBOURG

«RÈGLES DE CONCEPTION ET DE CÂBLAGE DES SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES»

Résumé - Ce document a pour objet de définir des règles de CEM (Compatibilité ElectroMagnétique) pour la conception et le câblage de systèmes électroniques. Il est destiné aux concepteurs de cartes électroniques ou aux intégrateurs de matériels dans un système. Il se veut pratique. Les règles décrites dans ce document ne font pas appel à des connaissances physiques ou mathématiques poussées. L'essentiel est de comprendre les phénomènes « avec les mains » de façon à mettre en évidence les points délicats de conception ainsi que les règles de protection et de mise en œuvre qui en découlent.

2009 – Commissariat à l'Énergie Atomique – France

RAPPORT CEA-R-6230 – Joël RAIMBOURG

«ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY DESIGN AND CABLING SYSTEM RULES »

Abstract - This report is devoted to establish EMC (ElectroMagnetic Compatibility) design and cabling system rules. It is intended for hardware designers in charge of designing electronic maps or integrating existing materials into a comprehensive system. It is a practical guide. The rules described in this document do not require enhanced knowledge of advanced mathematical or physical concepts. The key point is to understand phenomena with a pragmatic approach to highlight the design and protection rules.

2009 – Commissariat à l'Énergie Atomique – France

SOMMAIRE

1. OBJET DU DOCUMENT	4
2. GLOSSAIRE	4
3. RAPPELS SUR LES COUPLAGES	5
3.1. MODE DIFFÉRENTIEL ET MODE COMMUN	5
3.2. IMPÉDANCE DES CONDUCTEURS	6
3.2.1. Impédance d'une tôle	6
3.2.1.1. <i>Fente dans un plan de masse</i>	7
3.2.1.2. <i>Retour des courants HF</i>	8
3.2.2. Impédance des conducteurs	8
3.2.2.1. <i>Impédance en fonction de la géométrie</i>	9
3.3. PRINCIPE DE BASE DE LA CEM	9
4. SPÉCIFICITÉS DES COMPOSANTS	10
4.1. CARACTÉRISTIQUES DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS	10
4.1.1. Détection d'enveloppe des amplificateurs opérationnels	10
4.1.2. Effet de l'impédance de sortie	11
4.2. PERTURBATIONS DES CIRCUITS NUMÉRIQUES	13
4.3. CONDENSATEURS	14
4.4. CONNECTEURS	15
4.4.1. Connecteurs multipoints	15
4.4.2. Connecteurs coaxiaux	15
5. CONVERTISSEURS À DÉCOUPAGE	16
6. CIRCUIT IMPRIMÉ	17
6.1. MISE EN ŒUVRE DES MASSES ET ALIMENTATIONS DES CARTES	17
6.1.1. Distribution des alimentations	17
6.1.1.1. <i>Carte analogique</i>	18
6.1.1.2. <i>Carte numérique</i>	18
6.1.1.3. <i>Carte mixte</i>	19
6.1.2. Découplage des alimentations.....	20

6.2. MASSE ÉLECTRIQUE ET MASSE MÉCANIQUE.....	21
6.3. DIAPHONIE	22
6.3.1. Capacité entre deux pistes voisines.....	23
6.3.2. Réduction de la diaphonie.....	24
6.4. CAPACITÉ PARASITE PISTE À CHÂSSIS.....	25
6.4.1. Réduction de la capacité parasite.....	25
6.4.1.1. Anneau de garde.....	26
6.4.1.2. Remplissage de masse	27
6.4.1.3. Placement des composants sensibles.....	27
7. CÂBLAGE INTERNE	29
7.1. MISE À LA MASSE	29
7.2. RÈGLES DE CÂBLAGE.....	29
8. PROTECTION EN CONDUCTION	32
8.1. REGROUPEMENT DES ENTRÉES - SORTIES.....	32
8.2. LIAISONS SYMÉTRIQUES	33
8.3. FILTRES CEM.....	34
8.3.1. Filtres signaux.....	34
8.3.2. Filtres secteurs	35
8.4. MONTAGE DES FILTRES	36
8.4.1. Montage des filtres secteurs.....	36
8.4.2. Montage des filtres signaux	37
8.5. SELF DE MODE COMMUN.....	38
8.5.1. Saturation des selfs de mode commun.....	39
8.6. CÂBLES BLINDÉS	40
8.6.1. Choix du câble	40
8.6.2. De quel côté raccorder l'écran?	40
8.6.3. Comment raccorder.....	42
9. BLINDAGE	43
9.1. OUVERTURES DANS UN BLINDAGE.....	43
9.1.1. Fente dans un blindage.....	43

9.1.2. Effet de chicane.....	44
9.1.3. Joints conducteurs.....	44
9.2. TRAITEMENT DES CÂBLES	45
9.3. COFFRETS BLINDÉS PRATIQUES	47
10. CONCLUSION.....	48
11. RÉFÉRENCES	49

1. OBJET DU DOCUMENT

La CEM est l'aptitude d'un appareil ou d'un système à fonctionner conformément à sa destination dans son environnement électromagnétique, et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour qui que ce soit dans cet environnement.

Ce document a pour objet de définir des règles CEM de conception et de câblage des systèmes électroniques. Il est destiné aux concepteurs de cartes électroniques ou aux intégrateurs de matériels dans un système.

Il se veut pratique. Les règles décrites dans ce document ne font pas appel à des connaissances théoriques et mathématiques poussées. L'essentiel est de comprendre les phénomènes « avec les mains » de façon à mettre en évidence les points délicats de conception ainsi que les règles de protection et de mise en œuvre qui en découlent.

2. GLOSSAIRE

BF : Basse Fréquence
CEM : Compatibilité ElectroMagnétique
CMOS : Complementary Metal Oxyde Semiconductor
CMRR : Rapport de Réjection de Mode Commun
d.d.p. : différence de potentiel
FPGA : Field-Programmable Gate Array
HF : Haute Fréquence
MD : Mode Différentiel
MC : Mode Commun
Sub-D : Type de connecteur utilisé en matériel informatique
TOR : Tout ou Rien
TRP : Tôle de Référence de Potentiel
TTL : Transistor-Transistor Logic

3. RAPPELS SUR LES COUPLAGES

Les couplages sont les modes d'action qui permettent aux sources d'agir sur les victimes. Ils sont au nombre de six.

☞ • **Impédance commune.**

L'impédance d'un conducteur n'est jamais nulle. Un courant qui parcourt ce conducteur génère une différence de potentiel (d.d.p.) entre ses extrémités.

☞ • **Couplage capacitif carte à châssis.**

La capacité parasite entre une carte électronique et son environnement n'est jamais nulle. Une variation du potentiel de cette carte par rapport à son environnement va y injecter des courants parasites.

☞ • **Couplage champ à boucle.**

Un champ magnétique variable H induit dans une boucle une différence de potentiel U .

☞ • **Diaphonie capacitive et diaphonie inductive.**

Un signal appliqué à un conducteur peut induire un signal parasite dans un conducteur voisin par effet de proximité. Ce couplage peut être inductif (par mutuelle inductance) ou capacitif (par capacité parasite).

☞ • **Couplage champ à fil.**

Un champ électrique variable E induit un courant I dans un conducteur par effet d'antenne.

Le couplage par impédance commune est le plus important

3.1. MODE DIFFÉRENTIEL ET MODE COMMUN

Le mode différentiel est la façon normale de transmettre tous les signaux électriques. Le courant de mode différentiel (MD) se propage sur l'un des conducteurs et revient par les autres conducteurs. Les alimentations et tous les signaux électroniques sur 2 fils sont transmis en mode différentiel. En tension, la d.d.p. différentielle est mesurée entre les conducteurs.

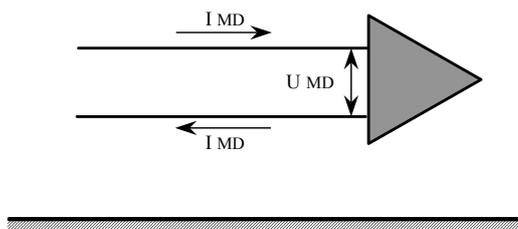


Figure 1 : Mode différentiel

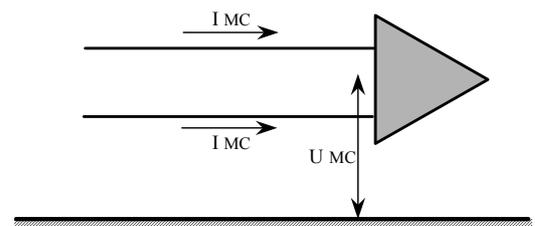


Figure 2 : Mode commun

Le courant de mode commun (MC) se propage sur tous les conducteurs dans le même sens et revient par la masse. La d.d.p. de mode commun est mesurée entre la masse d'une part et le potentiel moyen de tous les fils d'autre part.

Les perturbations électromagnétiques se couplent avec efficacité sur les câbles en mode commun.

Le mode commun est LE problème de la CEM

3.2. IMPÉDANCE DES CONDUCTEURS

3.2.1. Impédance d'une tôle

Une tôle (ou un plan de cuivre) présente une impédance très faible jusqu'en haute fréquence. Cette impédance est définie par carré, c'est-à-dire que la valeur est la même quelque soit la taille de la surface pourvue quelle soit de forme carrée. Elle n'est fonction que de l'épaisseur du matériau et de la fréquence. Nous ne nous intéresserons ici qu'aux plans de cuivre utilisés pour les circuits imprimés. La notion d'impédance par carré est également utilisée pour calculer l'efficacité de blindage d'un matériau. Ce point sera abordé ultérieurement.

En basse fréquence, un plan de cuivre se comporte comme une résistance de valeur :

$$R = \frac{17}{e}$$

Avec R = impédance en $m\Omega$ par carré
 e = épaisseur du plan en μm

En haute fréquence, l'effet de peau apparaît. Les courants ne pénètrent pas à l'intérieur des conducteurs et circulent en surface. Tout se passe alors comme si l'épaisseur du plan diminuait. L'impédance d'un plan de cuivre devient égale à :

$$Z = 370 \cdot \sqrt{F}$$

Avec Z = impédance en $m\Omega$ par carré
 F = fréquence en MHz

L'impédance entre deux points sur une tôle ne dépend pas de la distance

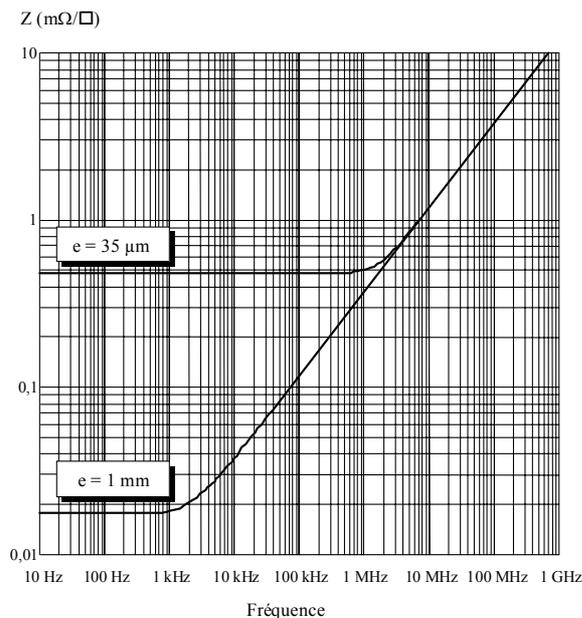


Figure 3 : Impédance d'un plan de masse

3.2.1.1.Fente dans un plan de masse

Un plan de masse présente une très faible impédance tant qu'il reste homogène. Une erreur fréquente est de fendre le plan de masse en y plaçant par exemple une piste. Les courants circulant dans le plan contournent alors cette ouverture.

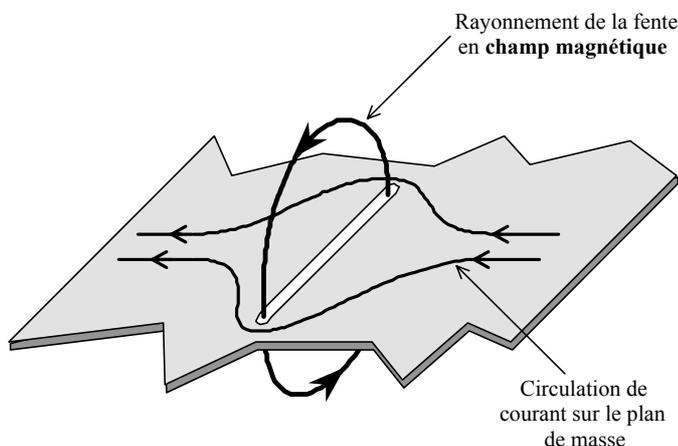


Figure 4 : Effet d'une fente dans un plan de masse

Une d.d.p. apparaît entre les deux bords de la fente qui se comporte alors comme une self série d'environ 1 nH/cm. Si la fente débouche sur un côté du plan, la self équivalente est 4 fois plus importante et devient ainsi égale à 4 nH/cm. Prenons un exemple pour illustrer ce phénomène :

Application : Impédance d'un plan de masse sur une carte de 30 x 15 cm à 100 MHz ?

Cas n°1 – Plan de masse homogène :

$$Z = 3,7 \text{ m}\Omega \text{ (voir Figure 3)}$$

Cas n° 2 – Plan de masse coupé par une piste de 10 cm :

La carte coupée par une fente est équivalente à 2 carrés de 15 x 15 cm en série avec une self

$$Z = Z + Z_{\text{fente}} + Z$$

$$Z = 3,7 \text{ m}\Omega + L \cdot \omega + 3,7 \text{ m}\Omega \text{ avec } L = 10 \text{ nH (10 cm} \times 1 \text{ nH/cm)}$$

$$Z = 7,4 \text{ m}\Omega + 10 \cdot 10^{-9} \times 2 \times \pi \times 100 \cdot 10^6$$

$$Z = 7,4 \text{ m}\Omega + 6,3 \text{ }\Omega \text{ !!!...}$$

Cet exemple montre que la présence d'une fente dégrade très fortement l'impédance d'un plan en haute fréquence.

Un plan de masse ne doit pas être fendu

3.2.1.2. Retour des courants HF

Supposons une carte double face avec une piste sur une couche et un plan de masse utilisé pour le retour du courant. Si le courant injecté dans la piste est basse fréquence, le retour du courant s'effectue par le plan de masse où l'on observe un "étalement" de la nappe de courant.

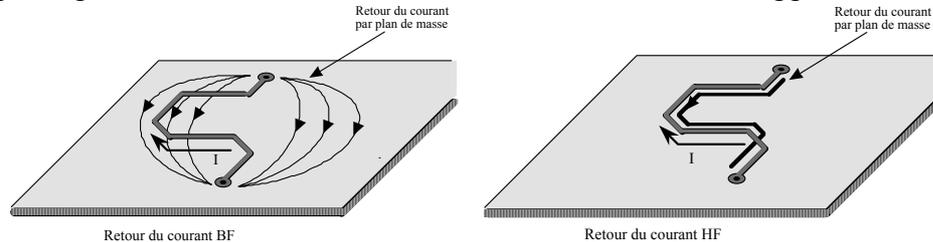


Figure 5 : Retour des courants

Si le courant injecté dans la piste est haute fréquence, le retour se fait toujours par le plan de masse mais la circulation du courant est limitée à une zone directement au dessous de la piste aller, dans "l'ombre projetée" de la piste sur le plan de masse.

En HF, le courant de retour suit le chemin de l'aller

3.2.2. Impédance des conducteurs

En basse fréquence, un conducteur se comporte comme une résistance. Pour un conducteur de cuivre, à température ambiante :

$$R = 17 \cdot L / s$$

Avec: R = résistance (mΩ)
L = longueur du conducteur (m)
s = section du conducteur (mm²)

Pour une piste de cuivre d'épaisseur courante (35 μm), la résistance se calcule par la formule pratique suivante:

$$R = 0,5 \cdot L / d$$

Avec: R = résistance de la piste (mΩ)
L = longueur de la piste (m)
d = largeur de la piste (m)

Aux fréquences élevées, tout conducteur ne se comporte plus comme une résistance mais comme une inductance aussi appelée self-inductance ou self.

L'impédance d'une inductance se calcule par :

$$Z = 2 \cdot \pi \cdot F \cdot L$$

Avec: Z = impédance du conducteur (Ω)
F = fréquence (Hz)
L = inductance du conducteur (H)

La self d'un conducteur correspond à l'énergie magnétique stockée dans l'air autour du conducteur. Dans l'air, l'inductance linéique d'un conducteur sensiblement rectiligne est très voisine de 1 μH/m. Cette valeur est pratiquement indépendante de la section du conducteur ainsi que de sa longueur.

La self d'un fil dans l'air ≈ 1 μH/m

3.2.2.1. Impédance en fonction de la géométrie

L'inductance équivalente de $1\mu\text{H}/\text{m}$ s'applique pour un conducteur rectiligne. L'énergie magnétique étant stockée dans l'air autour du conducteur, sa géométrie a une influence directe sur la self équivalente.

Lorsque le conducteur a une forme en « épingle à cheveux », l'énergie stockée dans l'air par le courant sur la première moitié du conducteur est compensée par le courant circulant sur la seconde moitié. Seule l'énergie entre les 2 conducteurs s'ajoute.

Le gain de ce type de géométrie est d'environ un facteur 5 mais il peut atteindre un facteur 10 notamment dans le cas des pistes de circuit imprimé.

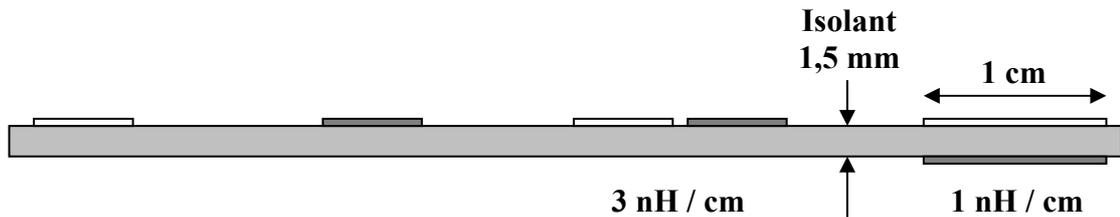


Figure 6 : Réduction de la self des conducteurs

Cette disposition est particulièrement intéressante dans le cas des circuits imprimés simple ou double face. En plaçant les pistes d'alimentation côte à côte en « épingle à cheveux », on réduit l'impédance des pistes donc le bruit d'alimentation.

En circuit simple face, placer les pistes d'alimentation côte-à-côte

3.3. PRINCIPE DE BASE DE LA CEM

Le bon fonctionnement des équipements électroniques va de pair avec la sécurité des personnes. Ce sont les différences de potentiel qui tuent les êtres humains et ce sont les différences de potentiel qui perturbent les systèmes électroniques. En plus de la sécurité des personnes qui est une contrainte BF (50 Hz), le bon fonctionnement des électroniques exige une équipotentialité BF et HF compte tenu du type de signaux transmis par les systèmes modernes et du type de perturbateurs rencontrés (Talkie walkie, alimentations à découpage, machines hautes fréquences etc.).

Réduire les problèmes de CEM consiste avant tout à améliorer l'équipotentialité des systèmes en HF

4. SPÉCIFICITÉS DES COMPOSANTS

4.1. CARACTÉRISTIQUES DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Un amplificateur opérationnel est caractérisé par un certain nombre de paramètres que l'on retrouve dans la plupart des data-sheets. Que se passe-t-il si un signal hors bande ou impulsionnel rapide arrive sur un composant analogique ? Bien que son spectre ou que son amplitude soit hors de ses caractéristiques de fonctionnement, il va être traité mais avec des conséquences plus ou moins graves (voire catastrophiques...).

4.1.1. Détection d'enveloppe des amplificateurs opérationnels

Comment un talkie-walkie à 27 MHz peut-il parasiter un amplificateur haute-fidélité dont la bande passante ne dépasse pas 27 kHz ? Par un mécanisme appelé détection d'enveloppe.

En HF, l'effet transistor n'opère pas, mais l'effet de diode de la jonction base-émetteur se maintient. Si l'on applique en entrée d'un montage électronique actif non filtré une sinusoïde à très haute fréquence, elle est redressée et se transforme en tension continue par la première jonction base-émetteur (ou grille-source) rencontrée.

Un signal HF non modulé décale simplement le point de fonctionnement. Un signal HF modulé en amplitude présente un effet comparable à celui du signal de modulation BF. Après détection par le premier étage actif, il est impossible aux étages suivants de distinguer si le signal démodulé est issu d'un phénomène indésirable ou au contraire s'il s'agit d'un signal utile. Le signal détecté est alors traité (amplifié, comparé, numérisé) comme s'il s'agissait d'un signal intentionnel.

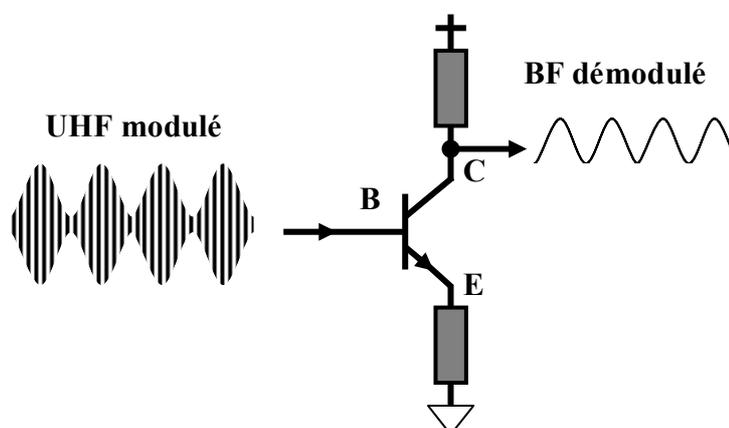


Figure 7 : Détection d'enveloppe

La seule solution pour éviter la détection d'enveloppe est de ne pas appliquer de signal HF hors bande aux étages d'entrée. Il faudrait donc toujours installer en amont de chaque étage d'entrée, surtout les entrées externes à bas niveaux, un filtre passif passe-bas. Le filtrage sera abordé ultérieurement. Nous verrons que les sorties doivent également être filtrées.

La détection d'enveloppe s'évite par un filtre passe-bas en entrée

4.1.2. Effet de l'impédance de sortie

En HF, l'impédance d'un étage de sortie de type push-pull bien polarisé peut être assimilée à une résistance pure en série avec un étage de sortie idéal, c'est-à-dire d'impédance nulle. Les effets néfastes de la résistance de sortie n'apparaissent qu'aux fréquences élevées. En BF, le gain de boucle de contre réaction réduit la résistance de sortie apparente de l'amplificateur. L'impédance de sortie se mesure donc en HF.

Pour un amplificateur sans liaison vers l'extérieur de la carte, la résistance de sortie importe peu. Pour un filtre actif passe-bas ou pour un intégrateur, ses effets peuvent être désastreux. Il suffit, pour s'en convaincre, aux fréquences supérieures à la fréquence de gain unité, c'est-à-dire lorsque la contre-réaction n'agit plus, de remplacer l'étage de sortie par sa résistance équivalente à la masse.

On observe par exemple qu'un filtre anti-repliement qui coupe en théorie à partir de 1 kHz selon une pente de 40 dB par décade, donc qui devrait atténuer les bruits au-delà de 1 MHz d'au moins 120 dB, ne les atténue en fait que de 40 dB à cause de son impédance de sortie de quelques centaines d'Ohms. Ici encore, un filtre passif passe-bas s'impose dès l'entrée.

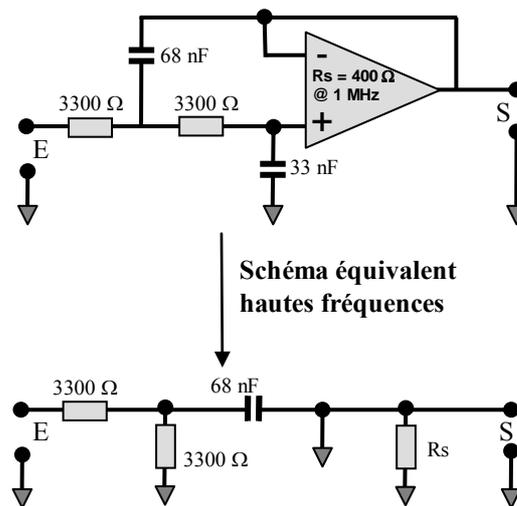


Figure 8 : Effet de l'impédance de sortie en HF

De manière générale, il est impossible d'abaisser en HF l'impédance d'une sortie en la filtrant à la masse par un condensateur. En effet, le retard de phase transforme la contre-réaction en réaction et l'amplificateur part en oscillation : il "accroche" (souvent entre 500 kHz et 5 MHz).

Un autre effet lié à la CEM sur les sorties d'amplificateur est lié à la distorsion de croisement. Pour ne pas consommer de courant inutile, le courant de repos dans le push-pull peut être nul. Entre la mise en conduction du NPN du haut (push) et celle du PNP du bas (pull) l'étage de sortie est incapable d'absorber ou de fournir le moindre courant car les deux transistors sont bloqués. Ce phénomène se traduit par une déformation caractéristique des signaux sinusoïdaux.

Un problème CEM apparaît dès qu'un petit courant parasite (quelques mA) à haute fréquence est injecté en sortie

Un problème CEM apparaît dès qu'un petit courant parasite (quelques mA) à haute fréquence est injecté en sortie. Aucun transistor n'étant conducteur, c'est la perturbation qui impose la tension. L'amplitude crête à crête en tension est fonction du schéma de sortie. Pour un LM 324 par exemple, la tension crête à crête du bruit HF en sortie atteint 1,8 V. Les conséquences de ce comportement type "3 états" (à grande impédance de sortie) sont importantes. L'étage d'entrée, via le réseau de contre-réaction, peut détecter l'enveloppe du bruit HF et subir une forte dérive bien que le courant parasite soit faible (quelques mA) et que l'étage de sortie soit capable de fournir plusieurs dizaines de mA en continu.

Si la perturbation n'est pas entretenue mais impulsive, l'étage de sortie subit un brusque saut de tension que la contre-réaction s'efforce de compenser. Le temps de retour à l'équilibre après un saut de tension en sortie n'est fonction que de la vitesse de balayage de l'étage de sortie. Comme il a été précisé précédemment, les sorties doivent donc être protégées.

Les sorties aussi doivent être protégées

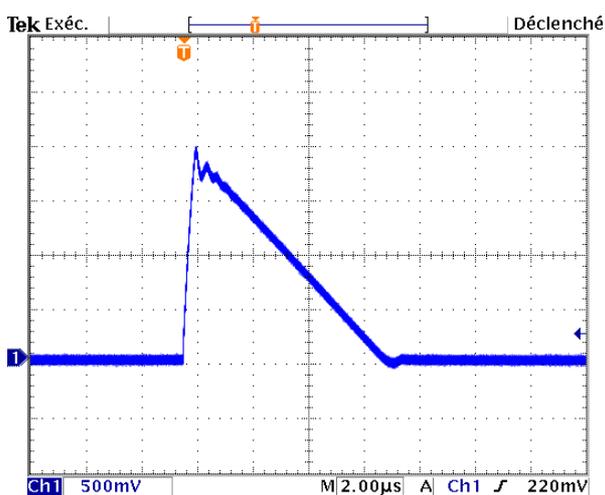


Figure 9 : Réponse d'un LM 324 à une impulsion de 1 mA injectée sur sa sortie

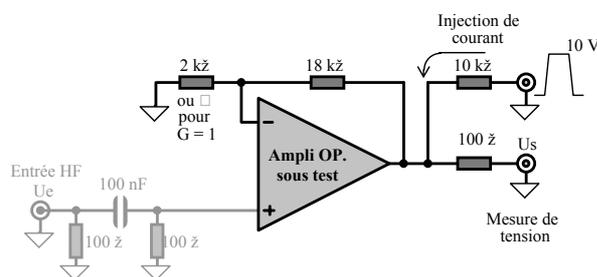


Figure 10 : Mesure de l'impédance de sortie d'un amplificateur.

Un petit montage de test permet de mettre en évidence ce phénomène et de caractériser les différents amplificateurs. En injectant un signal carré de 10 V à travers 10 kΩ, la sortie « encaisse » un courant de 1 mA. La mesure de la tension de sortie permet de lire directement l'impédance de sortie réelle de l'amplificateur.

4.2. PERTURBATIONS DES CIRCUITS NUMÉRIQUES

Tout circuit numérique peut être perturbé par un transitoire, même très bref. Il suffit qu'une seule porte interprète un état opposé à celui appliqué pour risquer de perturber de façon grave tout un système.

Les circuits numériques sont caractérisés par leurs tensions de sortie ainsi que par les fourchettes d'incertitude des seuils de basculement des entrées. L'écart entre la tension fournie en sortie et la tension de basculement d'entrée définit la marge statique de la logique. Il y a donc deux marges statiques en tension : à l'état bas et à l'état haut. Pour simplifier, on ne retient que la plus faible des deux, généralement à l'état bas.

Comme les amplificateurs linéaires, les portes logiques sont soumises au phénomène de détection d'enveloppe. En superposant une sinusoïde HF de valeur moyenne nulle à un signal logique, on peut faire basculer une porte dans l'état opposé à celui de la valeur moyenne du signal appliqué. En ajoutant à un signal TTL une sinusoïde d'une amplitude de 5 volts crête à une fréquence entre 200 et 1000 MHz (hors bande pour la TTL), l'état bas est pris pour un état haut. Le niveau d'une tension HF à appliquer pour perturber une porte logique est heureusement de plusieurs volts. Un talkie-walkie puissant ne permet d'induire des niveaux suffisants que très près d'un mauvais circuit imprimé. La tension permanente à appliquer pour perturber une logique en MOS au-delà de 300 MHz est encore supérieure à celle nécessaire pour une logique bipolaire.

En plus de l'impulsion parasite interprétée comme un signal numérique ou la destruction pure et simple d'un circuit par une surtension de forte amplitude, un troisième défaut peut se produire : le latch-up. Ce phénomène est causé par des jonctions parasites d'un circuit intégré. Sur un substrat de silicium des îlots dopés N et P voisins se comportent comme des jonctions couplées PNPN qui constituent un thyristor parasite. Si un courant suffisant est injecté ou extrait d'une broche (quelle qu'elle soit) d'un circuit intégré, un thyristor parasite peut s'amorcer et court-circuiter l'alimentation.

Il faut typiquement 200 milliampères pour amorcer un latch-up, mais des boîtiers sensibles peuvent s'amorcer avec 20 mA. Si l'alimentation ne peut fournir un courant supérieur à quelques centaines de milliampères, sa tension s'effondre. Le boîtier en latch-up chauffe, mais peut ne pas être détruit. Quand on coupe l'alimentation, le thyristor parasite s'éteint et tout peut repartir... Par contre, si l'alimentation peut débiter plusieurs ampères, le boîtier se décapsule ou explose. Les boîtiers à haute intégration peuvent évacuer beaucoup de chaleur par leurs nombreuses pattes donc explosent rarement bien que leur puce soit détruite. Une tache brune sur le circuit imprimé est alors la seule manifestation visible du phénomène.

Les microprocesseurs, microcontrôleurs et PGA sont robustes car leurs masques sont soignés (caissonnage). Ce sont les boîtiers d'interfaces qui sont les plus exposés aux impulsions collectées par les conducteurs d'entrées-sorties.

<p style="text-align: center;">Les talkies-walkies ne perturbent pas un circuit numérique avec plan de masse</p>

4.3. CONDENSATEURS

Un condensateur est caractérisé par sa capacité exprimée en Farad mais en CEM, il est important de ne pas négliger un paramètre tout aussi important : la self série équivalente (ou ESL). Un condensateur peut être représenté par le schéma simplifié suivant :

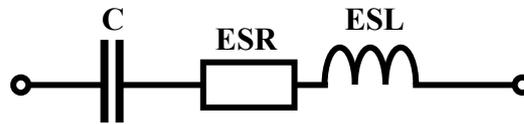


Figure 11 : Schéma équivalent d'un condensateur

C : Valeur du condensateur en Farad

ESR : résistance série équivalente en Ω (dépend de la technologie)

ESL : self série équivalente en H (dépend de la longueur des raccords).

Si on trace l'impédance d'un condensateur de 10 nF en fonction de la fréquence, on remarque qu'à partir de quelques MHz, la longueur des connexions devient prépondérante. La longueur des pattes et des pistes pour un condensateur de découplage ou de filtrage est un paramètre fonctionnel.

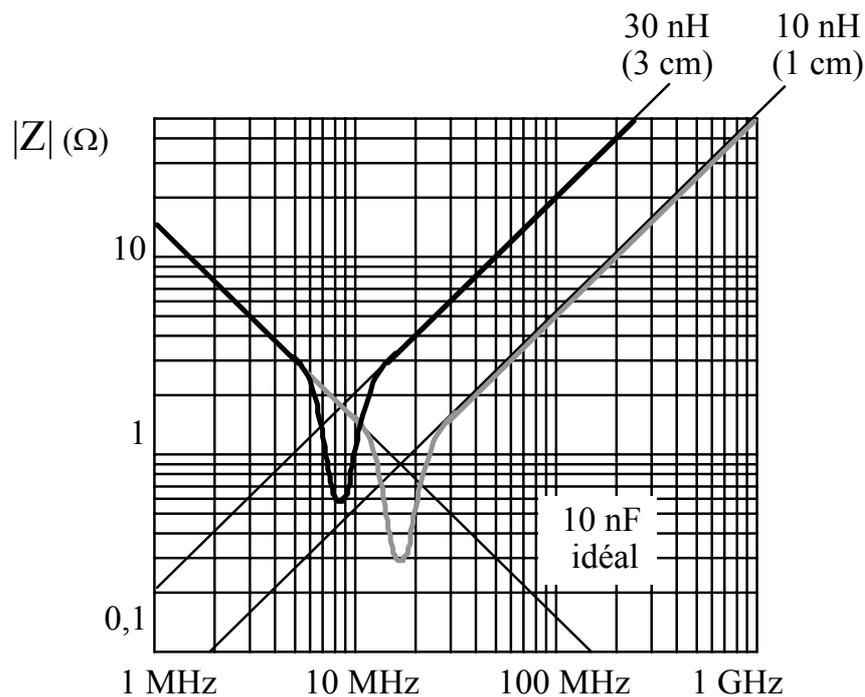


Figure 12 : Impédance d'un condensateur en fonction de la fréquence

En HF, la self série des connexions d'un condensateur devient prépondérante

4.4. CONNECTEURS

Une broche de connecteur se comporte d'un point de vue électrique comme un conducteur rectiligne. Elle présente une résistance série d'environ 2 mΩ et une inductance de 10 nH/cm, soit environ 20 nH au total. La seule solution pour améliorer l'équipotentialité entre deux cartes est donc de multiplier le nombre de broches de 0 V. Le strict minimum est de prévoir 1 broche sur 10 dans chaque connecteur. Pour les liaisons entre cartes numériques, nous conseillons de prévoir 1 broche sur 5, voire 1 broche sur 2 pour les signaux très rapides.

1 broche sur 2 ne veut pas dire la moitié des broches ! Pour limiter les effets de fente dans les connecteurs, ces broches de masse devront être réparties uniformément sur toute la hauteur du connecteur.

4.4.1. Connecteurs multipoints

Les connecteurs de type Sub-D devront être équipés d'un capot métallique (ou plastique métallisé) avec une reprise de blindage à 360° (disponible sur le catalogue RadioSpares).

Les connecteurs multipoints de la série 8D de FCI (MIL-C 38999) en version F (Nickelé et non pas W- cadmié vert-olive) sont un produit cher mais de bonne qualité. Pour nos petites séries, l'utilisation de cette catégorie de connecteurs est de loin préférable à la série 851.

4.4.2. Connecteurs coaxiaux

Lorsque c'est possible, on privilégiera les connecteurs à vissage type N ou SMA par rapport aux connecteurs à baionnette type BNC.

Il faut préférer les connecteurs à reprise de tresse par presse étoupe plutôt que sertissage.

Les connecteurs à encliquetage type SMB (Subclie) sont à proscrire si l'on veut éviter les problèmes.

<p>Eviter les connecteurs vert/olive ainsi que les connecteurs multipoints avec la reprise du blindage non prévue sur 360 °</p>
--

5. CONVERTISSEURS À DÉCOUPAGE

Les convertisseurs à découpage sont à la source de nombreux problèmes de CEM. Bon nombre d'entre eux sont toutefois liés à la conception même du convertisseur et sont donc traités normalement par les fabricants d'alimentation. Les réglementations internationales imposent en pratique, si les constructeurs veulent les respecter, la mise en place de filtres sur l'entrée ainsi qu'une conception adaptée.

Un des problèmes majeurs des convertisseurs à découpage est le mode commun généré entre l'entrée et la sortie de l'alimentation. Ces courants ont toujours la forme d'impulsions sinusoïdales amorties. Leur amplitude crête peut varier de quelques milliampères pour les meilleures alimentations à quelques ampères pour les plus mal conçues. La fréquence propre de ce courant est typiquement comprise entre 3 et 50 MHz.

L'effet de ce courant de mode commun HF est de perturber des électroniques sensibles. La solution idéale pour résoudre ce problème est de raccorder au plus court les points froids des circuits primaires et secondaires. Évidemment, ceci n'est possible que sur les convertisseurs non isolés. Pour les alimentations à découpage isolées de type secteur, le 0 V de sortie doit être raccordé le plus court possible à la masse du châssis. Cette méthode permet aux courants perturbateurs de se refermer par la très basse impédance du châssis plutôt qu'à travers les circuits sensibles. Une autre solution est d'installer un condensateur entre le 0 Volt d'entrée et le 0 Volt de sortie.

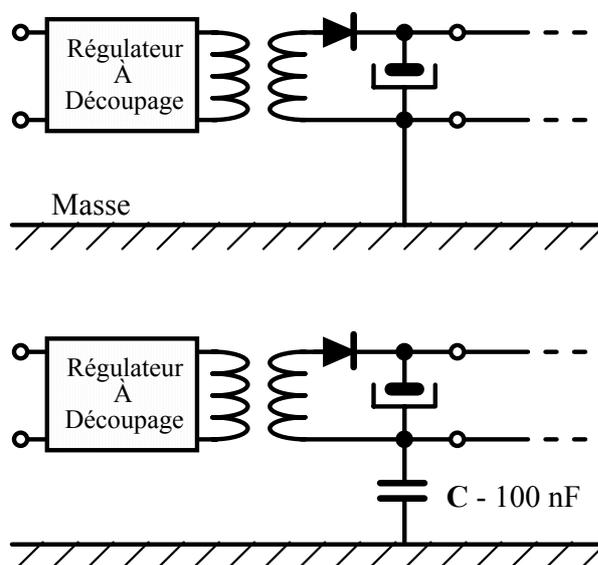


Figure 13 : Raccordement du 0V en sortie de convertisseurs

Pour les convertisseurs à découpage, le 0 V de sortie doit être raccordé au plus court à la masse du châssis

6. CIRCUIT IMPRIMÉ

La phase de placement et routage d'un circuit imprimé est particulièrement importante en CEM puisque les différents paramètres que l'on peut maîtriser pendant cette phase présentent un double avantage :

Tous les couplages rencontrés en CEM sont directement liés à la géométrie des circuits. Un bon routage permet donc de réduire de façon significative un grand nombre de problèmes de perturbations.

Le prix d'un circuit imprimé est fonction de sa surface, du nombre de couches, de la classe de gravure mais pas de la position des pistes ! Toutes les règles de routage n'auront donc aucune influence sur le prix de la carte.

Un bon routage réduit la majorité des problèmes

6.1. MISE EN ŒUVRE DES MASSES ET ALIMENTATIONS DES CARTES

6.1.1. *Distribution des alimentations*

Le choix du nombre de couches d'un circuit imprimé dépend d'un grand nombre de paramètres (quantité, sensibilité des circuits, vitesse, etc.). Compte tenu de l'évolution des technologies modernes et des quantités traitées dans la conception des systèmes, nous vous conseillons d'opter systématiquement pour un circuit imprimé comportant au moins un plan de masse et un plan d'alimentation. Ce choix impose en pratique l'utilisation d'un circuit multicouche. Le surcoût lié à ce choix sera très rapidement compensé par la qualité de la carte ainsi fabriquée ainsi que par un gain de temps significatif lors de la mise au point.

La distribution des alimentations sur une carte doit à la fois permettre de contrôler le bruit en mode différentiel de l'alimentation (entre + et -) mais également le bruit de mode commun entre deux points de masse éloignés.

Utiliser un circuit multicouche avec un plan de masse et un plan d'alimentation

6.1.1.1. Carte analogique

La topologie d'une carte analogique permet de contrôler la circulation des courants dans une carte. Un signal analogique se propage d'étage à étage. Le bruit tolérable par chaque étage est déterminé par l'amplitude du signal traité. Ainsi, plus on s'éloigne par exemple d'une entrée bas-niveau sensible, plus le bruit tolérable est acceptable. La consommation des différents étages suit quant à elle une progression inverse. Il est ainsi possible en chaînant les alimentations de limiter la circulation des courants dans les zones sensibles.

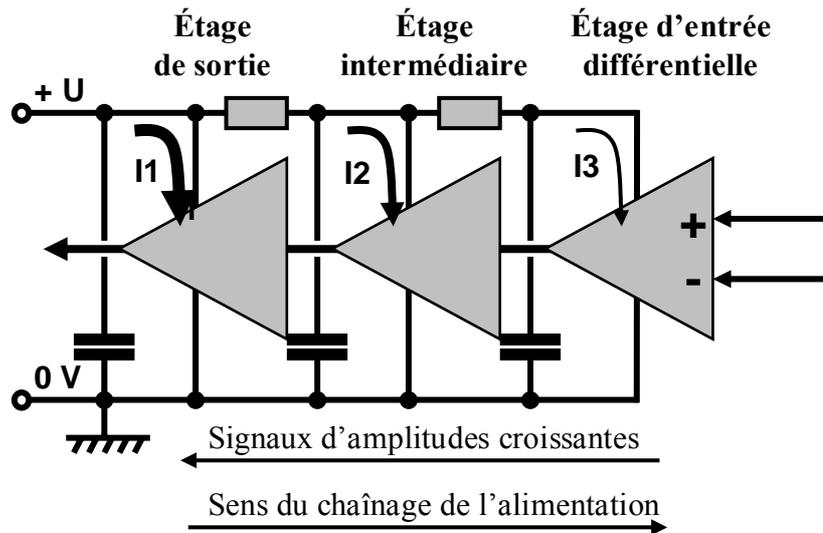


Figure 14 : Chaînage d'une carte analogique

Une alimentation analogique doit être chaînée en partant de l'étage le plus bruyant. Cette architecture reste, bien entendu, valable lorsque la carte est alimentée par plan de masse. Le placement des composants doit respecter ce chaînage et les alimentations doivent être raccordées dans la zone bruyante à forte consommation.

Carte analogique : une alimentation analogique doit être chaînée en partant de l'étage le plus bruyant

6.1.1.2. Carte numérique

La topologie d'une carte numérique est beaucoup plus globale que pour une carte analogique : tout le monde dialogue avec tout le monde. La contrainte d'équipotentialité est donc nécessaire sur l'ensemble de la carte. Un plan de masse et un plan d'alimentation sont donc impératifs compte tenu des vitesses actuelles. Ne pas oublier que le plan de masse ne doit pas être fendu !

Carte numérique : un plan de masse et un plan d'alimentation sont impératifs

6.1.1.3. Carte mixte

Le problème CEM récurrent des convertisseurs analogique-numérique est l'équipotentialité de leurs différents 0 V. L'utilisation de deux 0 V distincts dans la puce peut être justifiée, mais ces différentes références doivent être connectées à un plan de masse commun aussi bien à l'analogique qu'au numérique. Des cartes d'évaluation sont entachées d'un bruit causé par un mauvais tracé des 0 V. Un convertisseur y présente une non-linéarité différentielle ou un bruit de 2 à 10 fois supérieurs à celui du même composant bien mis en œuvre.

La première étape pour une carte mixte consiste à maîtriser le placement des composants. Un zonage doit laisser apparaître distinctement les zones analogiques et numériques. Cette séparation est nécessaire afin de pouvoir maîtriser ensuite la circulation des courants sur la carte. Les règles citées ci-dessus pour les cartes analogiques et numériques peuvent ensuite être appliquées. La partie sensible analogique sera alimentée via la partie bruyante.

Pour les cartes multicouches, la meilleure solution consiste donc à n'utiliser qu'un seul plan de masse continu pour toute la carte. Attention, un seul plan de masse ne veut pas dire que tous les signaux peuvent se mélanger. Le zonage des parties analogiques et numériques doit être conservé. Les signaux analogiques ne doivent être placés que dans la zone analogique. Les connecteurs doivent être placés de façon à ce que les courants d'alimentation bruyants (à fort dI/dt) ne traversent pas les zones sensibles.

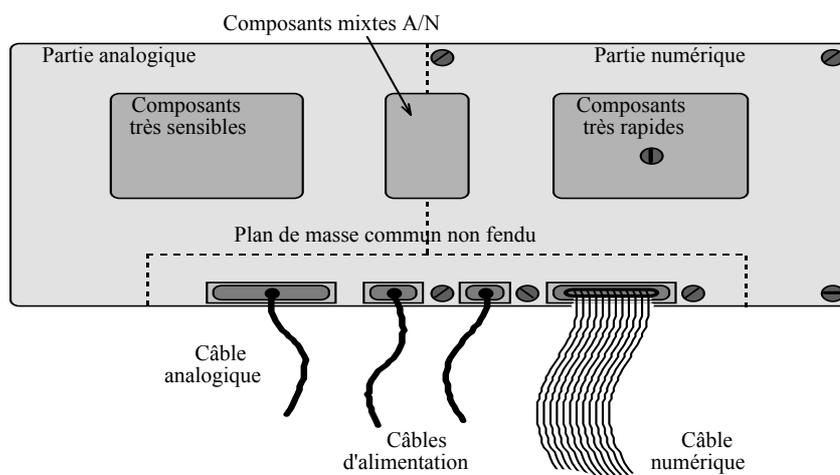


Figure 15 : Alimentation d'une carte mixte

Pour les alimentations, le plan d'alimentation est alors séparé en plusieurs zones. La partie numérique est alimentée par un plan de 5 V et dans la partie analogique, l'alimentation est assurée soit par des zones d'alimentation, soit par chaînage.

Certains composants comme les multiplexeurs traitent à la fois des signaux analogiques et des signaux numériques. Ces composants seront préférentiellement placés dans la partie analogique. La masse de ces boîtiers sera raccordée à la masse de la chaîne analogique. Afin de limiter le risque de diaphonie avec les conducteurs analogiques voisins, on placera de part et d'autre des signaux de commande numérique une piste de 0 V raccordée à la masse aux deux extrémités.

Carte mixte : un seul plan de masse avec zonage des parties mixtes

6.1.2. Découplage des alimentations

Les condensateurs de découplage permettent de limiter la circulation des courants à forts dI/dt dans la carte. On limite ainsi le bruit d'alimentation en mode différentiel mais aussi le bruit de masse en mode commun.

La mise en œuvre du principe d'équipotentialité implique l'utilisation d'un réseau de masse unique, notamment sur les cartes mixtes. Bien entendu, chaque sous-ensemble ou chaque composant doit être découplé en mode différentiel au plus près.

Il est également recommandé de découpler chaque groupe de fonction par un condensateur réservoir de quelques dizaines de μF . Si des fonctions analogiques sont alimentées par le 5 V, le condensateur réservoir aura une capacité d'environ 100 $\mu F/A$ de courant moyen consommé.

Pour les chaînes analogiques très sensibles, il est possible de placer en série sur l'alimentation une petite résistance qui permet d'obtenir un filtre RC avec le condensateur de découplage.

Comme il a été précisé dans le paragraphe 4.3, la qualité d'un condensateur en HF est directement liée à sa mise en œuvre. On veillera donc toujours à limiter au maximum leurs connexions.

- Pour les cartes avec alimentation par pistes, les pistes + et - d'alimentations sont placées côte à côte afin de réduire la self par effet d'épingle à cheveux. Un condensateur de découplage est placé à proximité immédiate de chaque boîtier en réduisant au maximum la longueur totale de la piste entre le condensateur et le boîtier.
- Pour les cartes multicouches avec alimentations par plans, la faible impédance d'un plan de cuivre permet de réduire considérablement le bruit d'alimentation et le bruit de masse. Pour cela, les plans ne doivent pas être fendus et les broches des boîtiers et des condensateurs doivent être raccordées directement aux plans par trous métallisés. Les freins thermiques, indispensables pour la fabrication des cartes, ne rajoutent pas d'impédance série significative. Tout autre mode de raccordement augmentera le bruit.
- Il est encore fréquent de placer systématiquement un condensateur HF en parallèle de chaque condensateur chimique. Cette pratique (tenace) était justifiée lorsque les chimiques étaient axiaux et présentaient donc une forte self série. Désormais, la plupart de ces composants sont radiaux et ne présentent pas une self supérieure à celle d'un condensateur dit HF. Encore une fois, la seule contrainte pour un condensateur de découplage est la longueur de ses connexions.

<p>Les broches et les boîtiers doivent être raccordés directement aux plans par trous métallisés</p>

6.2. MASSE ÉLECTRIQUE ET MASSE MÉCANIQUE

Lorsqu'une perturbation de mode commun est injectée sur une carte, le courant se referme par capacité parasite entre la carte et la masse voisine par couplage capacitif carte à châssis (voir paragraphe 3). La capacité parasite se répartit entre tous les éléments conducteurs de la carte.

Le routage permet de limiter la capacité parasite de chaque piste, mais il ne permet pas de la supprimer. La solution la plus efficace pour ne pas y injecter de courant est de limiter la d.d.p. à ses bornes.

Le 0 V électronique doit être raccordé au châssis

- ☞ **Pour les cartes numériques** ou de puissance, le 0 V est raccordé au châssis en autant de points que possible. Ces liaisons sont placées sous les connecteurs (avec deux points par connecteurs), sur les bords de la carte lorsque la distance entre coins dépasse 15 cm et sous la “partie chaude” au niveau de l’horloge et du microprocesseur (voir le chapitre sur le rayonnement des cartes).
- ☞ **Pour les cartes analogiques**, le raccordement du 0 V au châssis ne doit pas engendrer la circulation de courants perturbateurs dans les zones sensibles. Ce raccordement ne sera effectué en plusieurs points que si la mécanique est très équipotentielle (boîtier fraisé dans la masse par exemple). Il peut être parfois nécessaire de ne raccorder le 0 V à la masse qu’en un seul point pour éviter le rebouclage des courants d’alimentation, sauf lorsque la mécanique est parfaitement équipotentielle. C’est le cas de la plupart des systèmes développés en instrumentation par le CEA.

Eviter que les courants perturbateurs circulent dans les zones sensibles

- ☞ **Pour les cartes mixtes**, le raccordement peut s’effectuer en plusieurs points dans la partie numérique, mais doit être arrêté au niveau de la partie analogique. Ne confondons pas courant et tension. Le 0 V doit être raccordé au châssis, mais on ne doit pas autoriser la circulation de courants perturbateurs dans les zones sensibles.

6.3. DIAPHONIE

La diaphonie est un couplage de proximité. Une perturbation sur un conducteur va injecter un signal perturbateur sur le conducteur voisin. Ce couplage peut avoir deux origines :

- Lorsqu'un conducteur est soumis à une d.d.p., la capacité mutuelle (notée C_m) injecte un courant perturbateur sur le conducteur voisin.

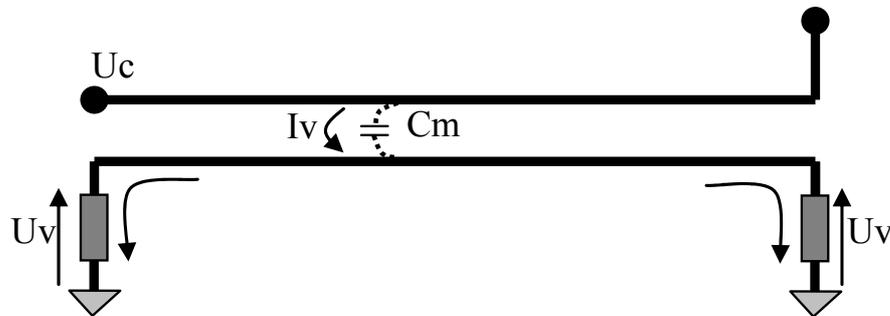


Figure 16 : Diaphonie capacitive piste à piste

- Lorsqu'un courant circule dans un conducteur, il génère un champ magnétique qui se couple dans la boucle formée par le conducteur voisin par rapport à la masse. Ce couplage est mis en équation grâce à l'introduction de la mutuelle inductance, notée M .

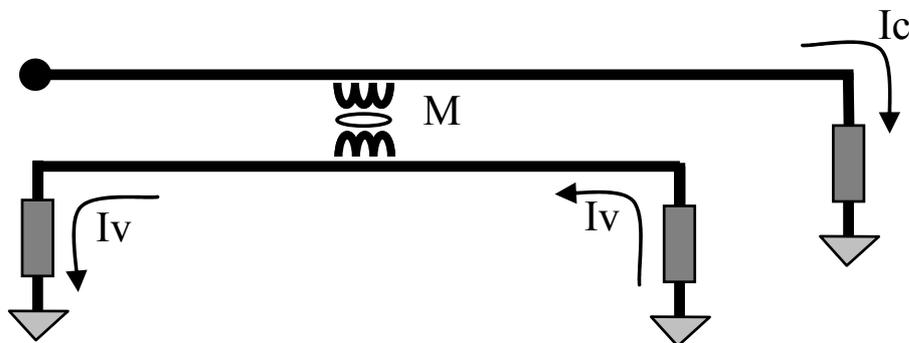


Figure 17 : Diaphonie inductive piste à piste

La prédominance de l'une ou l'autre des diaphonies dépend de la fréquence et des impédances de travail. Nous n'entrerons pas dans la théorie des lignes et de la diaphonie. La répartition entre les deux diaphonies dépend principalement des impédances de travail. Nous pouvons retenir qu'en basse fréquence, lorsque les impédances de travail sont de l'ordre de quelques kiloOhms (ou plus), la diaphonie capacitive est prédominante. En numérique et en haute fréquence, on peut avoir soit prédominance de la diaphonie capacitive, soit équivalence entre les deux.

La réduction de ce couplage passe principalement par une maîtrise de la géométrie des conducteurs. Les règles qui permettent de réduire la diaphonie capacitive permettent de réduire également la diaphonie inductive. Nous présenterons donc des abaques permettant de calculer la capacité mutuelle entre deux pistes. Nous en déduirons les règles de protection.

6.3.1. Capacité entre deux pistes voisines

Les courbes portées sur cet abaque permettent de calculer la capacité parasite avec et sans plan de masse.

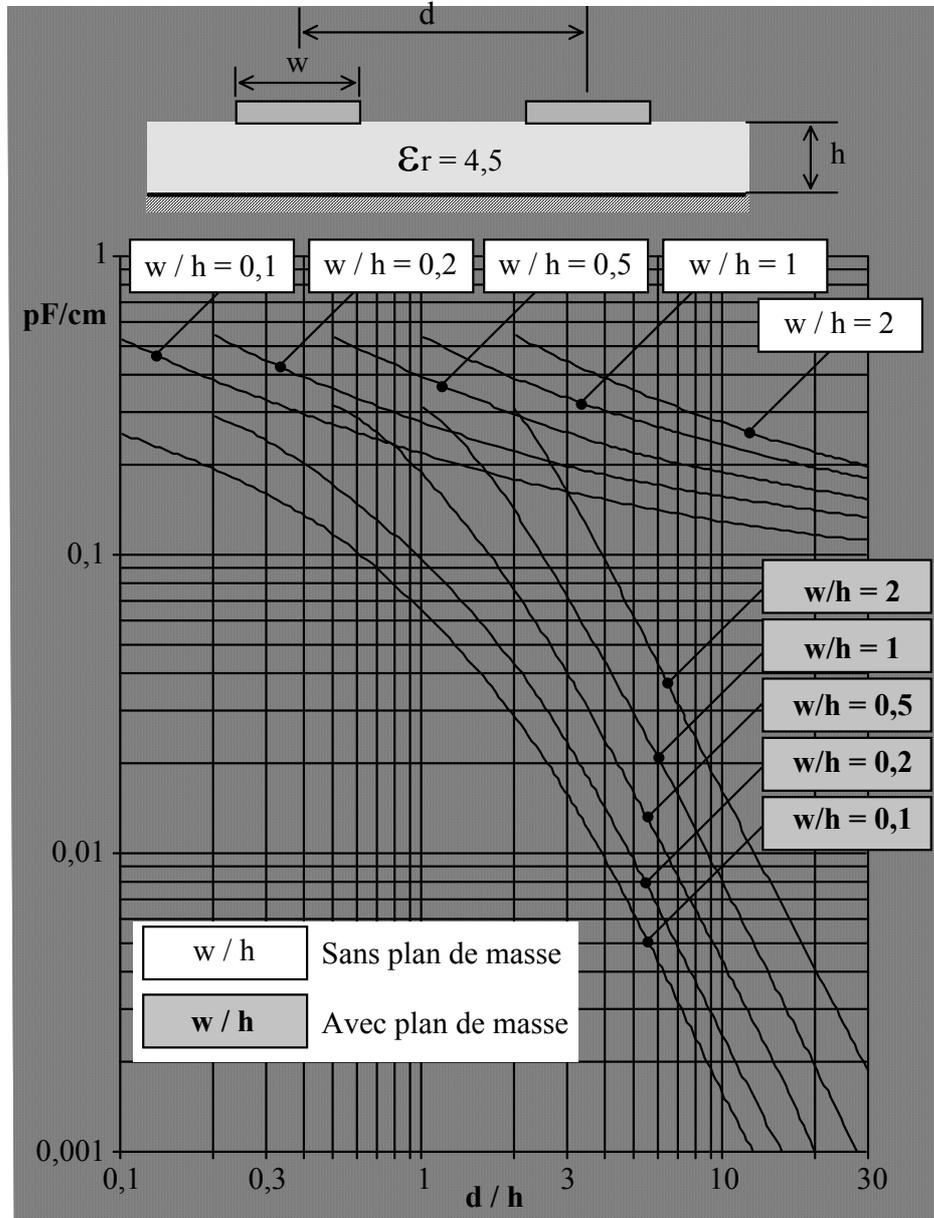


Figure 18 : Capacité parasite entre pistes

L'utilisation d'un plan de masse permet de réduire de façon importante la diaphonie entre pistes lorsque la distance entre pistes est supérieure à la hauteur par rapport au plan de masse. La présence d'un plan de masse réduit la diaphonie de façon très significative. Attention, une fente dans le plan de masse dégrade considérablement son efficacité.

Répetons le, un plan de masse ne doit pas être fendu.

6.3.2. Réduction de la diaphonie

Si il est possible d'interdire les pistes et fentes dans un plan de masse, il est par contre impossible de supprimer les trous. Leur présence n'est pas très critique en ce qui concerne la diaphonie entre pistes lorsqu'elles sont côte à côte. Par contre, il peut exister une diaphonie couche à couche.

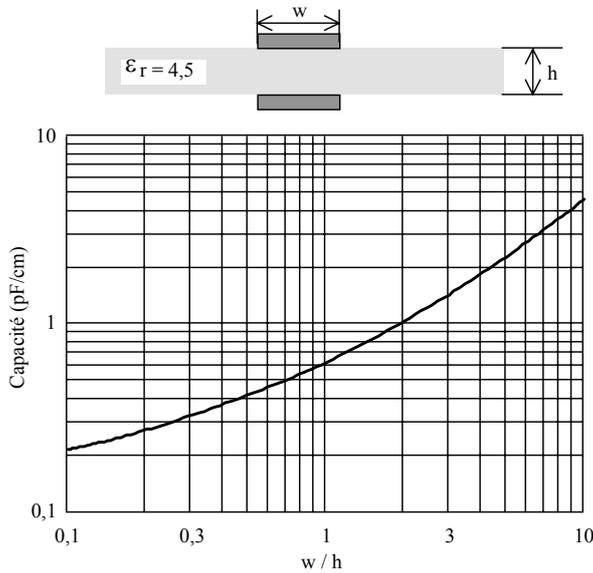


Figure 19 : Capacité parasite couche-à-couche

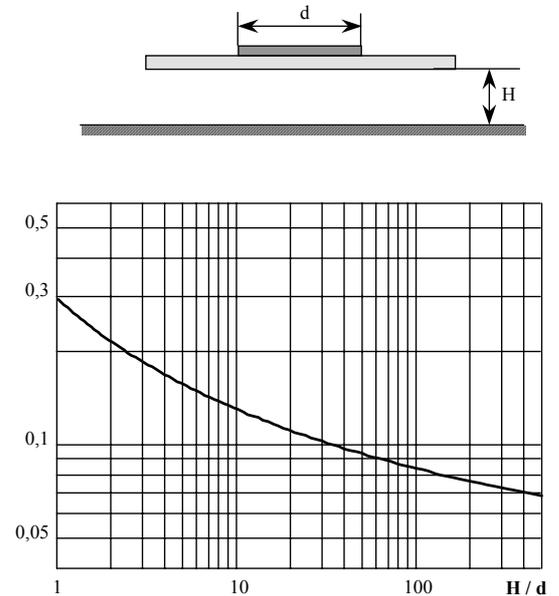


Figure 20 : Capacité parasite d'une piste en bord de carte

Un plan de masse parfait (sans aucune ouverture) entre les couches permet de supprimer cette diaphonie mais la présence des trous métallisés risque de provoquer un fort couplage entre les pistes. Il est donc recommandé de placer les pistes sur les couches superposées en X et en Y. Il faudra veiller également à placer les pistes sensibles et rapides sur les couches proches des plans de masse de manière à réduire la hauteur.

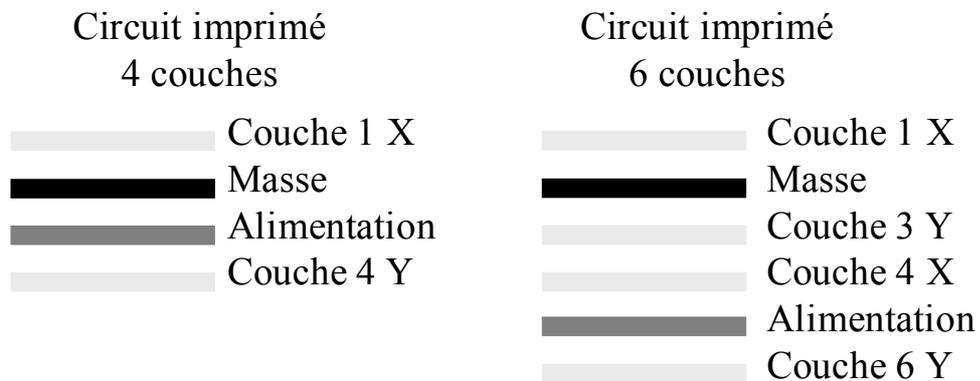


Figure 21 : Exemple de répartition des couches

Il est également possible de placer entre les pistes une piste écran raccordée au 0 V. La diaphonie est ainsi réduite d'environ un facteur 5 sur un circuit sans plan de masse. Avec un plan de masse, l'efficacité est moins importante, de l'ordre d'un facteur 3. Cette piste écran sera raccordée à la masse aux deux extrémités, notamment en numérique. En analogique, il faudra veiller à ne pas reboucler de courants d'alimentation dans les zones sensibles. Dans ce cas (uniquement), la piste écran ne sera raccordée à la masse qu'à une seule extrémité.

Placer les plans d'alimentation au centre et les pistes sensibles près des plans de masse

6.4. CAPACITÉ PARASITE PISTE À CHÂSSIS

La capacité d'une carte par rapport aux masses environnantes n'est jamais nulle. Une perturbation de mode commun va donc injecter des courants parasites dans la carte par couplage capacitif. Ce couplage est appelé couplage carte à châssis ou couplage par effet de main (voir 3).

La capacité totale d'une carte se répartit entre chaque piste et chaque composant qui ne reçoivent qu'une toute petite fraction de la capacité totale.

Lorsque la carte voit une perturbation de mode commun, un courant est donc injecté dans chaque piste. La réduction de ce couplage est obtenue soit en réduisant la capacité parasite entre la piste, soit en réduisant les d.d.p. entre la carte et son environnement. Le 0 V doit être raccordé au châssis (voir 6.2).

6.4.1. Réduction de la capacité parasite

La capacité parasite d'une piste par rapport à son environnement est proportionnelle aux lignes de champ électrique entre la carte et son environnement. Du fait des effets de bord, le champ électrique se concentre sur les bords de la carte. La capacité parasite n'est donc pas répartie uniformément entre toutes les pistes.

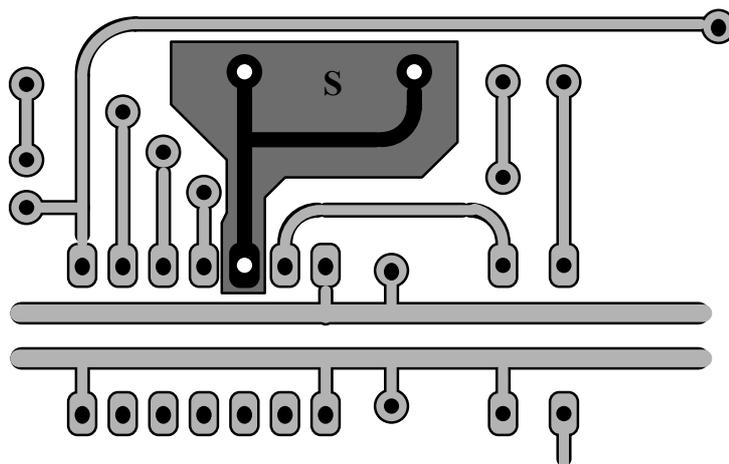


Figure 22 : Surface équivalente d'une piste

La capacité d'une piste en bord de carte est donnée par l'abaque de la Figure 20. Elle correspond à la capacité d'une piste isolée par rapport à la masse la plus proche.

Lorsque la piste est placée au cœur de la carte, sa capacité parasite vaut :

$$C = 0,1 \cdot S / H$$

Avec :

C : capacité parasite (pF)

S : surface équivalente de la piste (cm²)

H : Distance entre la piste et la masse (cm)

La surface équivalente d'une piste représente la surface autour de la piste délimitée par une ligne située à égale distance entre la piste et ses premières voisines.

Les cartes doivent donc être les plus compactes possibles. Un compromis est toutefois à trouver pour ne pas augmenter la diaphonie.

6.4.1.1. Anneau de garde

Le meilleur moyen pour limiter les effets de bord est de ne pas placer de pistes en bord de cartes!... Il suffit pour cela de ceinturer la carte par un anneau de garde relié au 0 V. La surface interne de la carte se trouve ainsi délimitée par ce conducteur, aucune piste ne se retrouve en bord de carte.

Cet anneau doit être d'une largeur suffisante, environ 2,5 mm. L'anneau de garde doit être fermé et raccordé à la grille de masse ou au plan de masse par des traversées.

On utilisera avantageusement les entretoises pour relier l'anneau de garde et le plan de masse au châssis de l'appareil

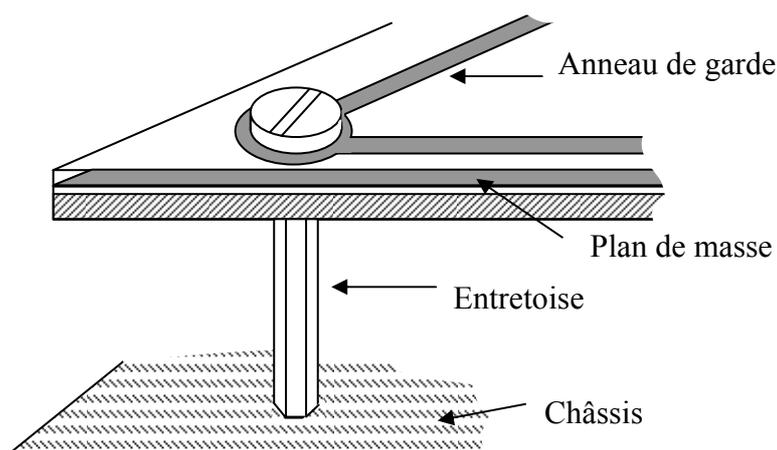


Figure 23 : Liaison anneau de garde - plan de masse au châssis

6.4.1.2. Remplissage de masse

Lorsque le routage de la carte est terminé, toutes les zones libres doivent être remplies par du cuivre. Les zones de masse ainsi réalisées contribuent en partie à l'équipotentialité globale de la carte, mais elles permettent surtout de limiter la capacité parasite de chaque piste.

6.4.1.3. Placement des composants sensibles

Avant de commencer le placement, il est important d'identifier les points sensibles. Ce sont principalement les entrées bas niveaux, les contre-réactions (bases des transistors à faible courant, telles les bases sorties d'optocoupleurs), les broches de programmation de courant (miroirs de courant) et les sorties d'amplis à impédance élevée. Chaque composant relié à l'un de ces points sera implanté avec soin, loin des bords et en limitant les longueurs de pistes. Pour la même raison, dès qu'on utilise une forte résistance (disons $\geq 100 \text{ k}\Omega$) sans condensateur en parallèle, la longueur de la piste du côté sensible doit être réduite, quitte à rallonger le côté robuste. Il est simple d'identifier le côté sensible : c'est celui qui travaille à faible tension et sous haute impédance.

Une simple précaution de placement permet de réduire la capacité parasite d'une piste sensible de façon significative.

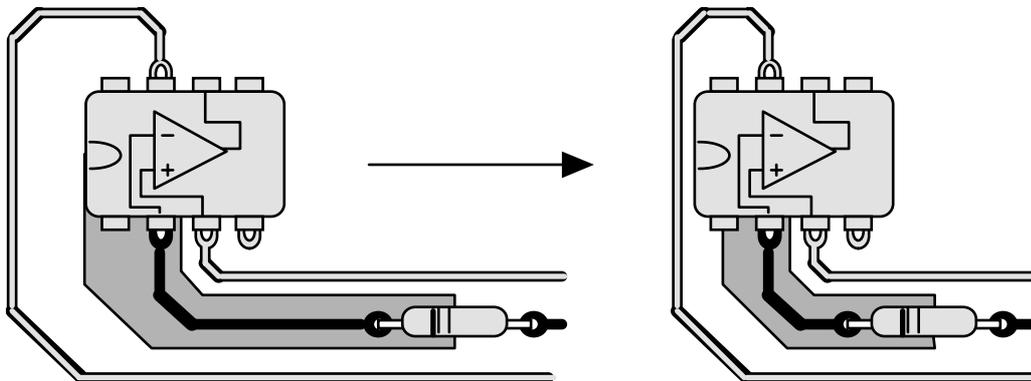


Figure 24 : Exemple de réduction de capacité parasite par routage

Les composants peuvent également être soumis au couplage capacitif par rapport à leur environnement. Lorsque l'on utilise un R - C de liaison, il importe d'implanter le gros composant (celui qui collecte le plus de courant parasite, c'est-à-dire le condensateur) côté robuste et le petit composant (le résisteur) côté vulnérable.

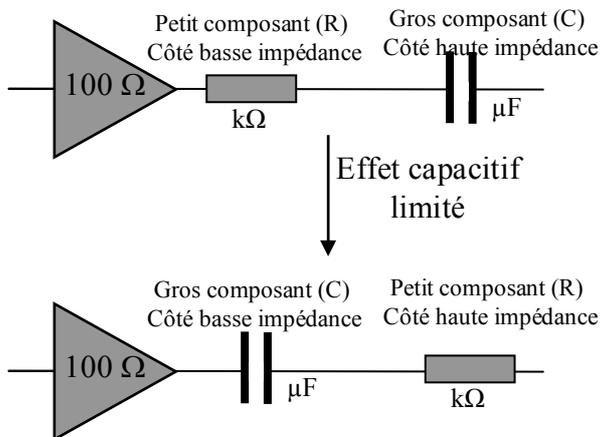


Figure 25 : Exemple de placement

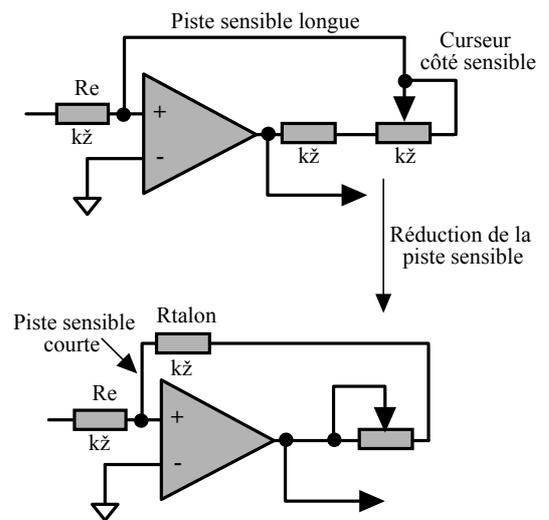


Figure 26 : Autre exemple de placement

Le courant collecté par le gros composant par couplage capacitif n'est pas réduit, mais son effet est limité. Le courant parasite s'écoule alors par la sortie d'un ampli opérationnel (100 Ω en HF) plutôt qu'à travers une impédance élevée.

Pour la même raison, les résistances variables et potentiomètres implantés en bordure de carte sont plus exposés au champ électrique qu'au cœur de la carte. La résistance de talon doit être implantée du côté sensible et le curseur du potentiomètre doit être raccordé du côté robuste.

Les résistances variables et potentiomètres implantés en bordure de carte sont plus exposés au champ électrique qu'au cœur de la carte

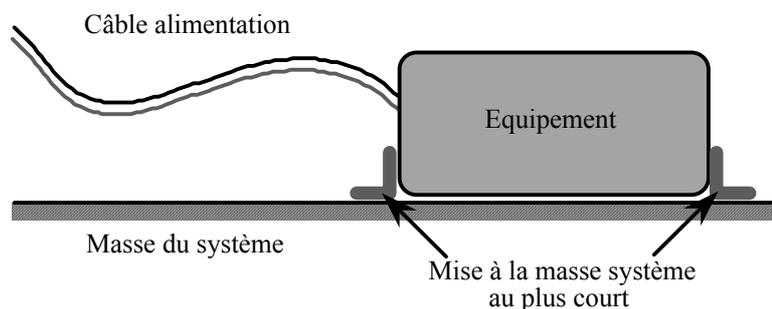


Figure 27 : Mise à la masse des équipements

7. CÂBLAGE INTERNE

Les couplages que l'on rencontre au niveau du câblage d'un système sont équivalents à ceux qui sont rencontrés sur un circuit imprimé. La différence principale se situe au niveau des échelles. La longueur des connexions ainsi que les surfaces de boucle sont plus importantes.

7.1. MISE À LA MASSE

Un système composé de plusieurs sous-ensembles doit également intégrer les règles d'équipotentialité. Il est fréquent que chaque sous-ensemble soit raccordé à la masse du système par le câble d'alimentation. Cette liaison n'est jamais suffisante puisqu'elle est assurée par un conducteur filaire de longueur importante. Chaque sous-ensemble sera donc connecté directement à la masse par une liaison directe. L'idéal est de visser directement le châssis de l'équipement sur la masse du système. Si cette mise en œuvre n'est pas possible, la liaison sera assurée par une tresse la plus courte possible.

L'idéal est de visser directement le châssis de l'équipement sur la masse du système.

7.2. RÈGLES DE CÂBLAGE

Les câbles doivent être classés en plusieurs catégories suivant la nature des signaux traités. Nous proposons un classement en 4 familles :

☞ • **Famille N°1 - Circuits de mesure.**

Ce sont les signaux analogiques à bas niveaux, les lignes d'alimentation des capteurs analogiques, les liaisons vidéo et les câbles d'antenne. Cette classe est la plus sensible des quatre.

☞ • **Famille N°2 - Circuits numériques.**

Ce sont les signaux d'alarmes, les lignes téléphoniques, les contrôles d'accès et les réseaux locaux. Cette classe est moins sensible que la première, mais elle reste vulnérable - surtout aux impulsions - et peut parfois s'avérer perturbatrice pour la famille N°1.

☞ • **Famille N°3 - Circuits de contrôle commande.**

Cette famille inclut les relayages Tout-Ou-Rien (TOR), les fins de course et les lignes de commande des composants de puissance. Cette famille, assez robuste, peut perturber les familles N°1 et 2.

☞ • **Famille N°4 - Lignes d'alimentation.**

Ce sont les lignes secteur, secouru ou non, les alimentations continues distribuées, les circuits de puissance régulés (gradateurs, hacheurs) et les convertisseurs statiques dont les variateurs de vitesse. Nous y incluons enfin toutes les lignes à haute tension et les conducteurs de terre dont on ne sait pas d'où ils viennent. Cette dernière classe est perturbatrice en mode commun pour les familles N° 1, 2 voire 3.

Des règles simples de câblage doivent ensuite être respectées.

Les conducteurs aller et retour doivent toujours être côte à côte

Cette règle générale permet de limiter simplement le couplage champ à boucle. Elle s'applique à tous les types de signaux. Pour des signaux TOR avec un commun, il faut tirer au moins un commun par câble, toron ou faisceau. Pour les signaux analogiques ou numériques, câbler en paire est un minimum. Une paire - si possible torsadée - garantit que le fil de retour reste tout près du fil aller.

Cette règle permet de justifier (s'il le fallait encore...) les bienfaits du plan de 0 V : chaque piste est très proche de son retour.

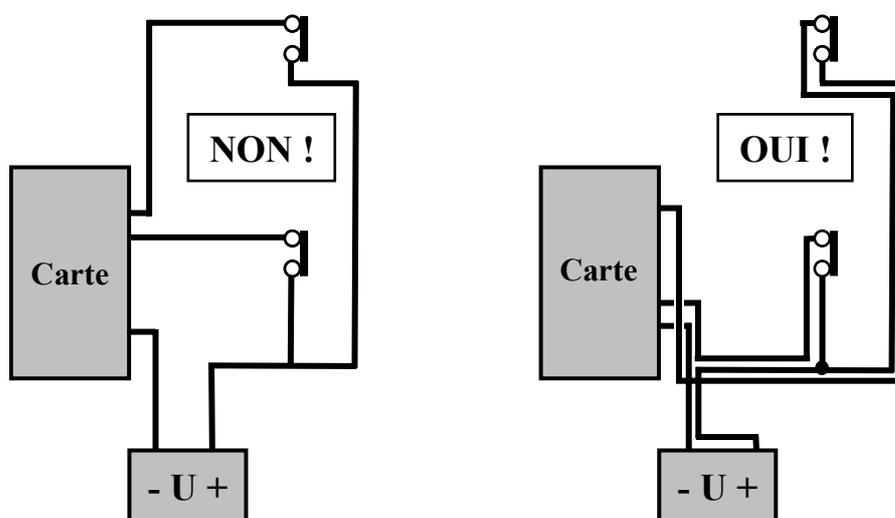


Figure 28 : Conducteur aller et retour côte à côte

Plaquer toute liaison filaire contre les structures équipotentielles

En routant les câbles, nappes et faisceaux de bout en bout contre les tôles ou masse des coffrets, on réduit les surfaces des boucles de masse. On bénéficie aussi d'un effet réducteur important, sûr et gratuit. Cette précaution réduit aussi les risques de diaphonie en mode commun. Le couplage par diaphonie en mode commun entre les câbles suit la même règle que le couplage entre pistes. La diaphonie devient négligeable si la hauteur par rapport à la masse est supérieure à la distance entre les câbles. En pratique, une distance de 10 cm en coffret convient.

Il est conseillé de prévoir des systèmes de fixation mécanique de manière à garantir la géométrie de câblage. Cela permet d'éviter les modifications intempestives de géométrie qui peuvent compromettre la protection apportée par le câblage.

Tout conducteur libre d'un câble devrait être raccordé à la masse des châssis aux deux extrémités.

8. PROTECTION EN CONDUCTION

Comme il a déjà été précisé précédemment, toutes les entrées sorties (au sens large) doivent être blindées ou filtrées. Nous traiterons dans cette partie de la protection des câbles externes.

8.1. REGROUPEMENT DES ENTRÉES - SORTIES

En environnement conducteur (majoritairement notre cas), il y a toujours une tôle ou un châssis qui peut servir de masse. Les équipements peuvent donc y être raccordés directement par une liaison très courte à basse impédance. Un courant qui pénètre en mode commun dans un équipement en ressort forcément soit par les autres câbles, soit par les liaisons aux structures conductrices externes. Si l'équipement bénéficie d'un châssis conducteur électriquement relié à la masse de l'environnement, la plus grande part des courants de MC se referme par cette voie.

Tous les autres câbles sont alors efficacement préservés des courants parasites.

Un environnement conducteur équipotentiel avec masse accessible est toujours favorable à la CEM

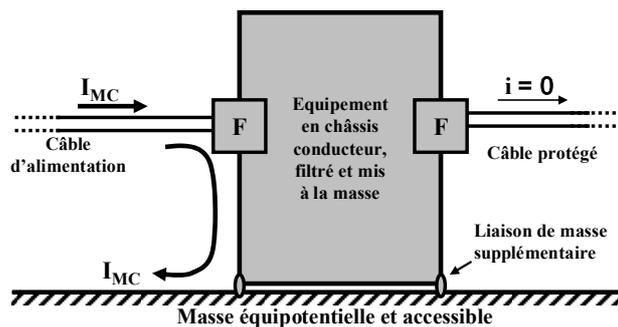


Figure 30 : Circulation du mode commun en environnement conducteur

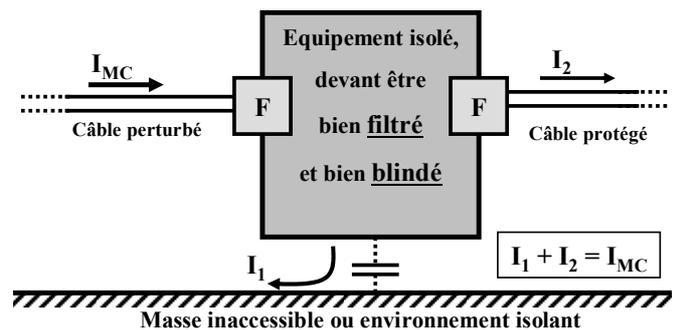


Figure 31 : Circulation du mode commun en environnement isolant

En environnement isolant, sans plan de masse conducteur et accessible, si un câble collecte ou propage un courant de mode commun, tous les autres câbles risquent de devenir bruités en évacuant une partie de ce courant.

Le courant de mode commun, pour se refermer, traverse toute la carte ou tout le système.

Il est donc primordial dans nos équipements de soigner le raccordement des équipements électroniques à la masse des systèmes par une liaison directe très courte (voir nulle). L'idéal est d'utiliser les fixations mécaniques pour assurer ce raccordement.

8.2. LIAISONS SYMÉTRIQUES

Une liaison différentielle peut rejeter les perturbations de mode commun de façon efficace. L'aptitude d'un circuit à rejeter le mode commun est définie par son rapport de réjection de mode commun ("CMRR" en anglais). Ce nombre, exprimé en décibels, est égal au rapport de la tension de mode commun divisée par la tension parasite résiduelle apparaissant en mode différentiel. Plus le CMRR est élevé, meilleure est la symétrie du circuit. À 50 Hz, un CMRR peut dépasser 120 dB (même sans isolement galvanique) mais il atteint difficilement 60 dB à 1 MHz. Il ne peut guère excéder 40 dB au-delà de 10 MHz.

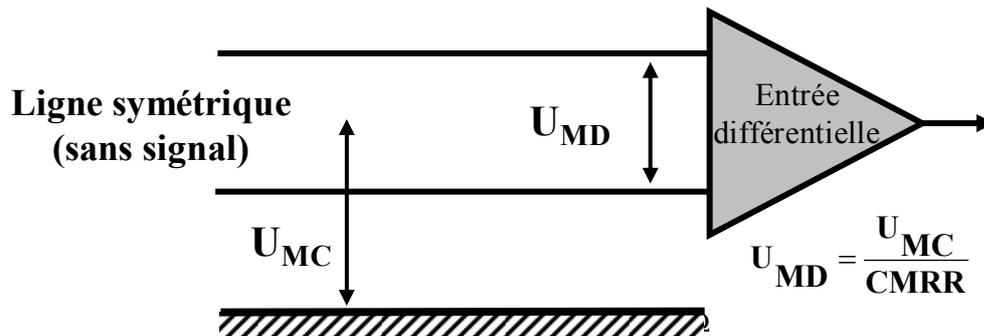


Figure 32 : Réjection de mode commun d'une entrée différentielle

La dissymétrie d'une liaison différentielle en paire est principalement localisée à ses extrémités. Ce déséquilibre peut être provoqué par une dissymétrie électrique ou géométrique. Un déséquilibre électrique est causé par la différence des impédances d'extrémité par rapport à la masse : inégalité des résistances terminales ou des capacités par rapport à la masse, ce qui déphase une entrée par rapport à l'autre.

Un déséquilibre géométrique peut être causé par la différence entre la longueur du conducteur aller et celle du retour. Au-delà de 10 MHz, une différence de longueur de quelques centimètres suffit à ruiner la symétrie d'une liaison, donc sa réjection du mode commun. L'utilisation d'un étage différentiel impose de conserver une liaison symétrique de bout en bout. Le câble devra bien évidemment être symétrique et un soin particulier est nécessaire au choix du connecteur. En pratique, les amplificateurs différentiels modernes sont toujours limités par les systèmes de raccordement.

Pour une liaison symétrique, l'utilisation de filtres HF ou de composants de protection peut dégrader l'efficacité globale de la protection car la tolérance sur leurs capacités est médiocre. Ceci est critique quand l'impédance de la source est élevée ou quand des condensateurs sont installés en aval d'une résistance série. Ce phénomène s'explique par la rotation de la phase d'une entrée par rapport à l'autre.

**Les amplificateurs différentiels modernes sont toujours limités
par les systèmes de raccordement**

8.3. FILTRES CEM

Un filtre CEM est caractérisé par sa perte d'insertion, aussi appelée "efficacité du filtre". C'est par définition le niveau résiduel mesuré après la pose du filtre par rapport au niveau mesuré sans filtre. La perte d'insertion d'un filtre dépend des impédances des circuits amont et aval.

8.3.1. *Filtres signaux*

Les filtres passe-bas sont les plus utilisés en CEM. Tous les filtres d'alimentation et la plupart de ceux d'entrée-sortie sont des passe-bas. Le filtre le plus simple est composé d'un simple condensateur à la masse. L'efficacité d'un condensateur s'améliore en ajoutant une résistance en série à la ligne. Une résistance d'au moins 10 Ω amortit les résonances HF du câble. Une résistance de 100 Ω améliore l'efficacité du filtrage. Une résistance de 1 k Ω permet de relier le condensateur au 0 V électronique sans rendre critique la liaison au châssis. Le filtre le plus simple est un R-C.

Un filtre doit être prévu sur toutes les entrées non blindées. Une sortie vers l'extérieur peut être aussi sensible qu'une entrée - et parfois plus. Toute sortie analogique d'une carte devrait être également filtrée par un passe-bas.

Des filtres plus complexes peuvent être de structure "en T", c'est-à-dire L-C-L ou "en π ", c'est-à-dire C-L-C. Attention, les filtres en π nécessitent un montage soigneux avec une très faible impédance par rapport au châssis : entretoise métallique courte, ressort de contact, vissage sur un bossage conducteur, etc. Le mieux est de réserver les filtres en π aux montages en traversée de paroi (TRP).

Un filtre passe-haut peut surprendre en CEM puisque ce sont les perturbations HF qui posent le plus de problèmes. Mais pour des signaux uniquement HF, disons lorsque la plus basse fréquence utile est supérieure à 100 kHz (signal d'antenne par exemple), un filtre passe-haut transmet l'information sans perte et rejette les bruits BF. Le raccordement bilatéral des écrans est alors possible sans risque de ronflette.

Un filtre numérique n'utilise aucun filtre physique mais un traitement par calculs après numérisation. Un de ses intérêts est de ne pas coûter cher en production et d'avoir une excellente reproductibilité.

8.3.2. *Filtres secteurs*

Les filtres secteurs les plus courants filtrent le MC et le MD dans le même boîtier. Ceci est possible en utilisant l'inductance de fuite ($L1$ et $L2$) de l'inductance de mode commun (M) pour filtrer le mode différentiel. Le condensateur entre phases (en MD, de classe X) peut être d'aussi grande valeur que nécessaire. Les condensateurs au châssis (en MC, de classe Y) ne doivent pas écouler un courant de fuite trop important dans le conducteur de protection sur un réseau électrique alternatif.

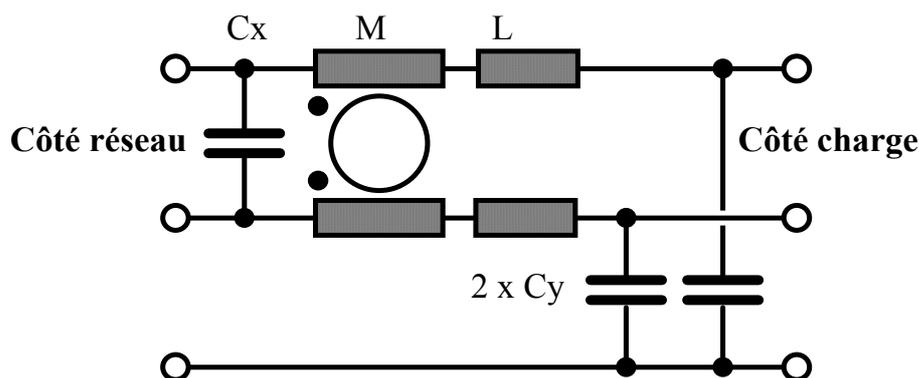


Figure 33 : Exemple de filtre d'alimentation secteur

Comment choisir un filtre secteur dont le rôle est d'améliorer l'immunité d'un équipement ? Si l'on n'est pas habitué aux phénomènes HF, nous conseillons d'installer un filtre du commerce plutôt que de tenter d'en réaliser un soi-même. En effet, le câblage d'un filtre HF est critique et l'on obtient souvent des résultats décevants au-delà de 30 MHz.

Il existe également des structures plus complexes à double, voire à triple cellules. Le problème est qu'un schéma équivalent néglige les couplages au-delà de 10 MHz, à cause du rayonnement de l'amont sur l'aval du filtre. La topologie des composants (forme et disposition géométrique) compte plus que leurs valeurs. Au-delà de 30 MHz, un filtre bien câblé est plus efficace que celui qui a un schéma extraordinaire mais un montage non maîtrisé.

8.4. MONTAGE DES FILTRES

8.4.1. Montage des filtres secteurs

Un filtre avec condensateurs à la masse écoule des courants HF au châssis. Il faut relier son enveloppe métallique directement sur la tôle de référence de potentiel.

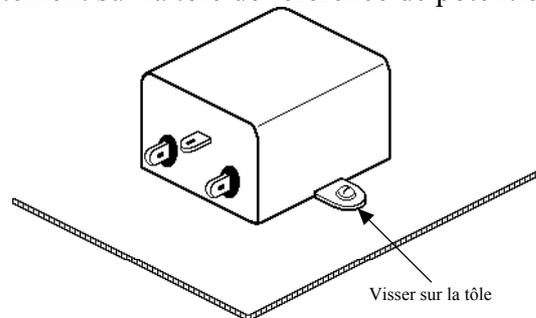


Fig. 34 : Montage d'un filtre – Règle n°1

La seconde précaution est d'éloigner les conducteurs amont et aval du filtre à 180° pour limiter la diaphonie en mode commun entre câbles parallèles.

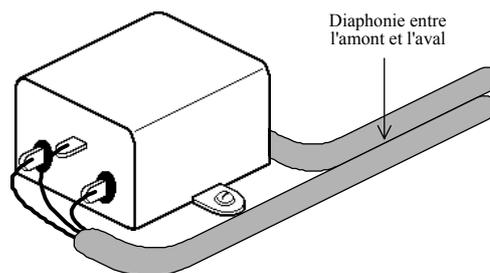


Fig. 35 : Montage d'un filtre – Règle n°2

La troisième précaution est de plaquer les câbles amont et aval à plat contre la TRP pour limiter l'effet d'antenne boucle excitée par le courant de mode commun.

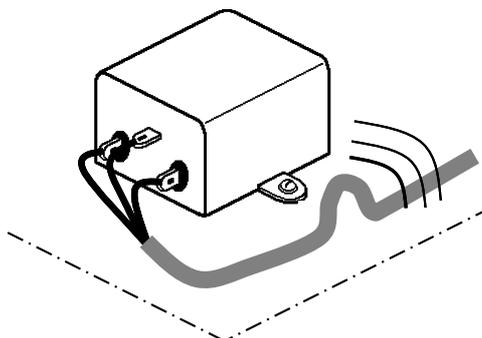


Fig. 36 : Montage d'un filtre – Règle n°3

Ces 3 précautions de montage constituent une nécessité et non un idéal à atteindre. Il suffirait qu'une de ces règles ne soit pas respectée pour que le filtre devienne inefficace à partir de 10 ou 30 MHz.

8.4.2. Montage des filtres signaux

Attention, comme pour un condensateur de découplage, l'efficacité d'un filtre est directement liée à son montage. Il devra être raccordé le plus court possible à la masse.

S'il est difficile (et parfois superflu) de placer un filtre sur tous les signaux entrants et sortants, cette possibilité devrait malgré tout être prise en compte lors de l'implantation. Nous préconisons de placer quatre trous (plages d'accueil) en série sur ce type de signaux.

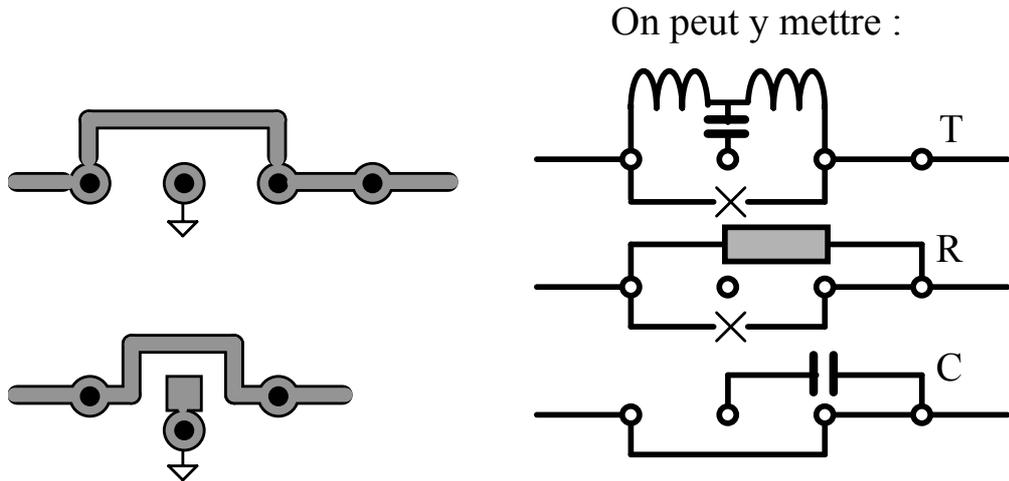


Figure 37 : Implantation des filtres

Cette disposition permet de pouvoir essayer une résistance série, un condensateur à la masse, un filtre en T de type EMILFIL (Murata) ou même éventuellement un filtre RC. L'avantage de ce dispositif est que le filtre sera testé dans sa mise en œuvre réelle. De plus, aucune reprise importante de routage ne sera à prévoir.

L'efficacité d'un filtre est directement liée à son montage

8.5. SELF DE MODE COMMUN

L'ajout, sur site, de tores de ferrite autour d'un câble est une méthode simple contre le mode commun HF. C'est la seule méthode possible en absence de TRP, d'écran ou de filtre. Des ferrites autour d'un câble ne dégradent pas les signaux utiles en mode différentiel, préservent la symétrie des paires (CMRR) et la rigidité diélectrique.

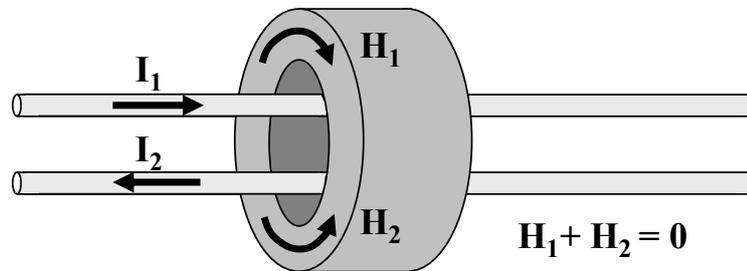


Figure 38 : Self de mode commun

Des ferrites peuvent être ajoutées après coup ou sur site sans une remise en cause complète de la conception. De nombreuses formes et dimensions permettent d'adapter leur utilisation à de nombreux câbles.

L'efficacité d'un tore de ferrite est proportionnelle au carré du nombre de passage à l'intérieur du tore. Attention toutefois à ne pas trop bobiner le câble à protéger ; la capacité parasite entre les différents enroulements vient alors court-circuiter le self série. L'optimum se situe souvent entre 2 et 5 passages selon les dimensions du câble et du tore utilisé.

Les ferrites sont efficaces en HF et peuvent être ajoutées après coup

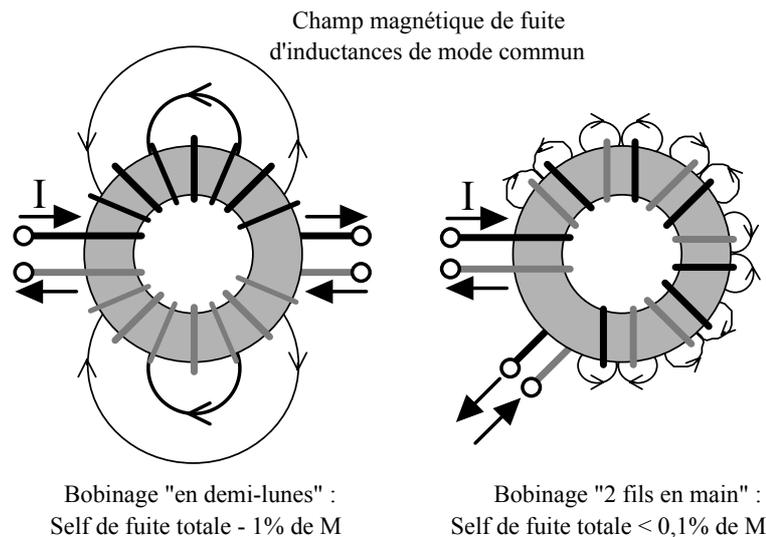


Figure 39 : Bobinages des selfs de mode commun

Un ferrite est caractérisé par sa perméabilité magnétique. Nous vous conseillons de choisir un matériau de type nickel-zinc dont le μ initial est compris entre 500 et 1000.

8.5.1. Saturation des selfs de mode commun

La saturation d'une self de mode commun par un courant perturbateur est relativement rare. Par contre, si le courant de mode différentiel n'est pas parfaitement compensé dans la self, le risque est beaucoup plus important. C'est notamment le cas lorsqu'une alimentation continue est reliée à la masse en plusieurs points (comme en automobile par exemple). Le courant se referme alors en partie par les masses sans se reboucler dans la self.

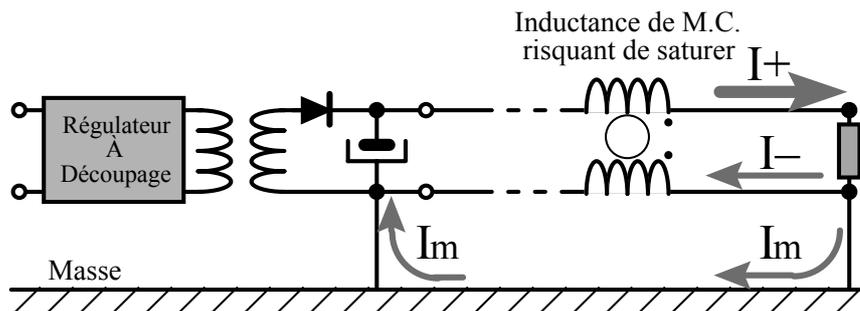


Figure 40 : Saturation d'une self de mode commun

La saturation peut également être provoquée par un courant utile trop important, notamment dans la self des filtres secteur. Une self de mode commun comporte inévitablement une self série de mode différentiel. Cette self dépend de la manière dont est bobiné le tore (Figure 39). Si les enroulements sont disposés en demi-lune, la self de mode différentiel est de 1/100 de la self de mode commun. Si le bobinage est effectué deux fils en main (fil aller et retour côte à côte), la self de mode différentiel représente 1/1000 de la self de mode commun.

8.6. CÂBLES BLINDÉS

8.6.1. Choix du câble

L'écran CEM le plus simple est un feuillard plastique rendu conducteur par aluminage. On trouve également des câbles entourés d'un vrai feuillard aluminium. La fragilité due aux différentes manipulations (traction, torsion, etc.) est le principal problème de ce type de câbles.

Le câble simple tresse (type RG58 connectique BNC) est d'utilisation courante dans les laboratoires. Son effet réducteur est de 1 en BF (jusqu'à environ 2 kHz) et peut atteindre quelques centaines (40 à 50 dB) à partir de quelques MHz si les connexions de l'écran sont convenables. L'écran souple et robuste permet une mise en œuvre simple avec la majorité des connecteurs métalliques.

Dès que les signaux sont faibles (quelques mV) et/ou très rapides (> 500 MHz) et/ou dans une ambiance perturbée, il faut utiliser du câble double tresse de type RG214 (connectique N) ou RG223 (connectique SMA).

8.6.2. De quel côté raccorder l'écran?

Un raccordement à une extrémité empêche les courants BF de circuler sur la tresse. L'écran masque le champ électrique BF, les signaux différentiels sont donc protégés en BF. En HF, ce type de raccordement est inefficace. À partir de la fréquence de résonance du câble, l'efficacité de l'écran disparaît.

Le raccordement aux deux extrémités de l'écran permet de se protéger contre les perturbations les plus sévères : le mode commun HF. Le problème est qu'en basse fréquence un courant peut être lancé sur l'écran (d.d.p. entre les deux extrémités ou couplage champ à boucle). Ce courant va générer sur la paire à l'intérieur une faible d.d.p. appelée "ronflette". Ce phénomène est particulièrement gênant pour les liaisons bas niveau.

La règle qu'on peut appliquer est la suivante : **l'écran se raccorde aux deux extrémités sauf si les 5 conditions suivantes sont réunies en même temps.**

☞ - **Les signaux à transmettre sont basses fréquences (< qq. kHz).**

Dans le cas de transmission de signaux de fréquence supérieure à quelques kHz, le bruit BF induit par circulation de courant sur le blindage pourra être rejeté en entrée d'électronique par un filtre passe haut.

☞ - **Les signaux à transmettre sont bas niveau (bruit tolérable < quelques mV).**

Si le bruit tolérable BF est important, la circulation d'un courant sur le blindage n'est guère gênante. Travailler en différentiel est un excellent moyen de se protéger en BF et en HF; la BF est rejetée par l'étage d'entrée électronique et la HF par le câblage.

La protection doit être envisagée de façon globale en fonction du bruit tolérable max, de la nature de la liaison et de l'équipotentialité BF du site.

☞ - **Il peut exister en BF une tension de mode commun entre les deux extrémités du câble supérieure au bruit tolérable.**

Ce paramètre est pratiquement toujours vérifié sur une installation. On peut remarquer que le maillage systématique des masses permet de réduire considérablement la d.d.p. basse fréquence. Ainsi, plus le site est maillé, moins le raccordement bilatéral est critique.

Par contre, cette condition peut être parfaitement bien maîtrisée à l'intérieur d'un système. Si les différents éléments mécaniques sont correctement raccordés entre eux, les d.d.p. entre masses deviennent négligeables. Le blindage peut alors être raccordé à la masse aux deux extrémités sans risque de ronflette. C'est par exemple le cas à l'intérieur des analyseurs de spectre basse fréquence.

☞ - **La mesure du capteur se fait en tension.**

Le raccordement de l'écran aux deux extrémités entraîne une ronflette en tension du signal mesuré si l'équipotentialité BF n'est pas nulle.

☞ - **L'écran à ne raccorder qu'à une seule extrémité est celui directement autour des conducteurs signaux.**

Un surblindage sera systématiquement connecté aux deux extrémités.

En pratique, tous les câbles blindés se raccordent à la masse aux deux extrémités. Seuls les capteurs bas niveau de type thermocouples, jauge de contrainte, capteur à effet hall, etc.... non conditionnés posent des soucis en environnement où l'équipotentialité n'est pas contrôlée.

Règle pratique :

Dans le cas des équipements développés à la DAM, l'environnement est constitué dans la très grande majorité des cas d'un système métallique équipotentiel. La règle à appliquer, compte tenu des conditions énoncées ci-dessus peut se simplifier :

Les câbles blindés se raccordent toujours à la masse aux deux extrémités

8.6.3. Comment raccorder

Le raccordement des câbles blindés est un point particulièrement important puisqu'il va déterminer l'effet réducteur HF. Les écrans doivent être raccordés directement à la masse (au châssis) des équipements électroniques.

Ce raccordement devrait toujours être effectué par un contact électrique sur 360°. Si la connexion est effectuée par une "queue-de-cochon", c'est-à-dire un fil, l'effet réducteur s'effondre en HF. À partir de quelques MHz, un fil de 10 cm divise par deux l'effet réducteur de 10 m de câble standard simple tresse.

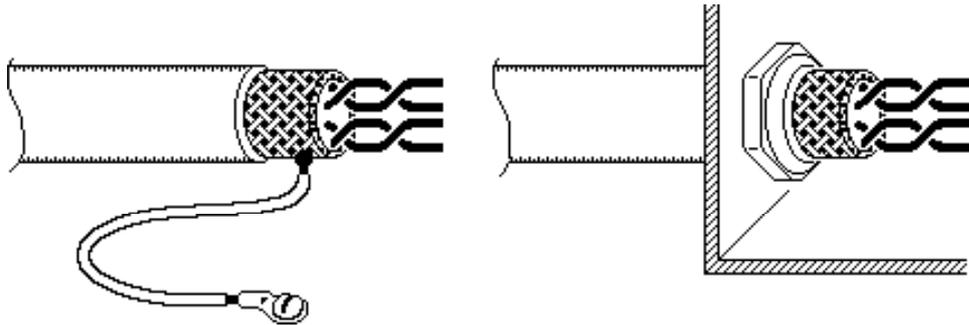


Figure 41 : Raccordement des câbles blindés

Lorsque les câbles sont raccordés sur des borniers, nous conseillons de placer une barre de masse devant le bornier. Un cavalier permet alors un raccordement direct du blindage à la masse du système.

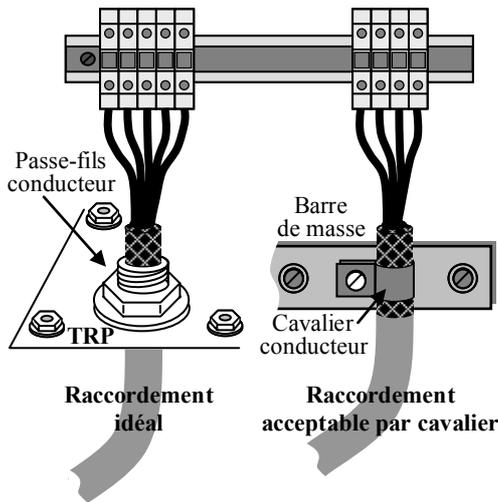


Figure 42: Raccordement des câbles blindés sur borniers

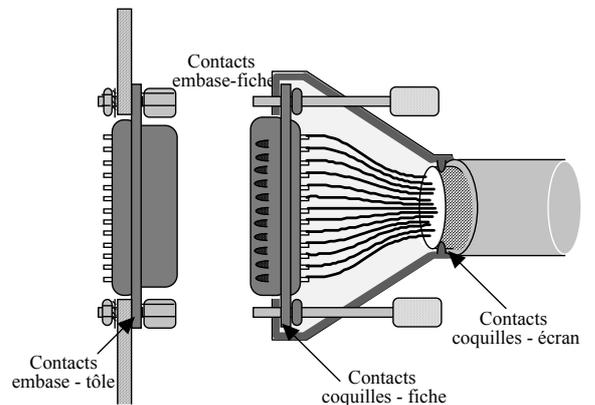


Figure 43 : Raccordement des câbles blindés par connecteurs

Pour les liaisons équipées de connecteurs, la reprise de blindage doit également être effectuée sur 360°. Le corps du connecteur est donc forcément métallique et doit permettre un contact périphérique entre les différents éléments.

9. BLINDAGE

L'atténuation d'écran, aussi appelée efficacité de blindage d'un écran se définit par le champ résiduel mesuré en présence de l'écran par rapport au champ mesuré sans écran. Elle se définit par convention en décibels :

$$E_{dB} = 20.\log_{10} (\text{Champ sans écran} / \text{Champ avec écran})$$

En pratique, nous retiendrons que les blindages HF sont conditionnés non pas par la qualité du métal utilisé mais par les ouvertures et les différentes pénétrations conductrices.

**En basse fréquence,
le blindage du champ électrique est toujours excellent
le champ magnétique est presque impossible à blinder**

9.1. OUVERTURES DANS UN BLINDAGE

Les ouvertures dans un blindage sont inévitablement créées par l'assemblage des différents éléments du coffret mais également par les ouvertures d'aération de visualisation, etc. Chaque ouverture va contribuer à la dégradation de l'efficacité de l'écran. Il n'est malheureusement pas aisé de chiffrer l'efficacité globale résiduelle puisque les différentes ouvertures ne s'additionnent pas entre elles.

**Les blindages HF sont conditionnés non pas par la qualité du métal utilisé
mais par les ouvertures et les différentes pénétrations conductrices**

9.1.1. Fente dans un blindage

Une ouverture de type fente dans un blindage présente une atténuation donnée par cette formule approchée :

$$E_{fente} (dB) = 100 - 20.\text{Log}(L) - 20.\text{Log}(F)$$

Avec L : Longueur de la fente en mm
F : fréquence en MHz

On peut voir que pour une ouverture de 1 m, l'atténuation est de 0 dB à 150 MHz. Lorsque la longueur d'une fente est égale à la demi-longueur d'onde, l'atténuation avoisine 0 dB. Il est clair que les blindages très haute fréquence vont être très délicats à réaliser puisque les ouvertures tolérables seront de très faible longueur.

**Lorsque la longueur d'une fente est égale à la demi-longueur d'onde,
l'atténuation avoisine 0 dB**

9.1.2. Effet de chicane

Cet effet est obtenu par le chevauchement sans contact électrique mais à très faible distance des deux bords d'une fente. L'effet réducteur dépend de la largeur de superposition et surtout de l'épaisseur de la pellicule isolante. L'effet réducteur d'une chicane est indépendant de la fréquence tant que la longueur d'onde est grande devant ses dimensions. Disons qu'il est simple d'obtenir un effet réducteur d'un facteur 3, même avec de la peinture, assez facile d'obtenir un facteur 5 à condition que l'isolant soit très mince. Il est par contre illusoire d'espérer mieux qu'un facteur 10 avec cette technique.

Un effet de chicane permet de réduire la longueur apparente d'une fente sans qu'aucun contact électrique ne soit nécessaire.

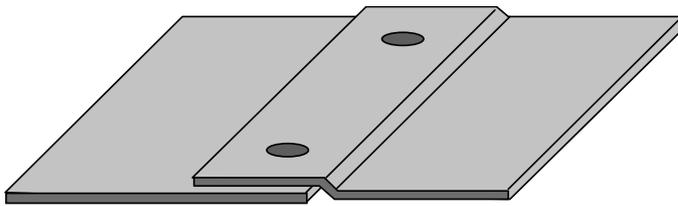


Figure 44 : Effet de chicane

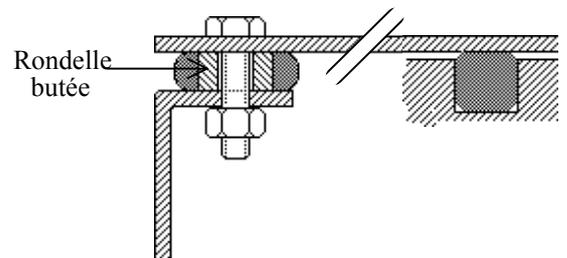


Figure 45 : Mise en œuvre de joints conducteurs

9.1.3. Joints conducteurs

Réduire une fuite de blindage sans effet de chicane impose d'assurer une continuité électrique pour permettre aux courants de circuler librement en surface de blindage. La méthode la plus économique est d'assurer un contact électrique par vis. La multiplication des contacts par vis est une solution sûre et efficace mais difficilement utilisable dans le cas de démontages fréquents. Les joints conducteurs et les ressorts de contact ont la même fonction : permettre aux courants de traverser la fente avec le minimum d'impédance. Le paramètre essentiel de ces composants est d'assurer un bon contact électrique à faible résistance.

L'information mécanique la plus importante pour la mise en œuvre d'un joint est son aptitude à compenser les irrégularités mécaniques. Un joint typique en compression doit avoir son diamètre réduit entre 30 et 50 % environ. Certains joints en élastomère (en mousse ou avec trou interne) peuvent réduire leur diamètre jusqu'à 70 % sans dépasser leur limite d'élasticité.

Le respect de ces limites élastiques est important puisqu'il conditionne la durée de vie du joint. Des butées peuvent être prévues pour limiter l'écrasement. Il faut également éviter leur cisaillement, par exemple lorsque les gorges de maintien ne permettent pas leur expansion.

Il faut assurer un bon contact électrique à faible résistance ($\approx m\Omega$)

9.2. TRAITEMENT DES CÂBLES

Le rôle d'un écran est de protéger un équipement en rayonnement mais surtout en courant. Son rôle essentiel est de fournir aux câbles d'entrées-sorties une référence de potentiel destinée aux filtres et câbles blindés. Lors de la mise au point d'un blindage, les problèmes doivent être traités dans un ordre précis :

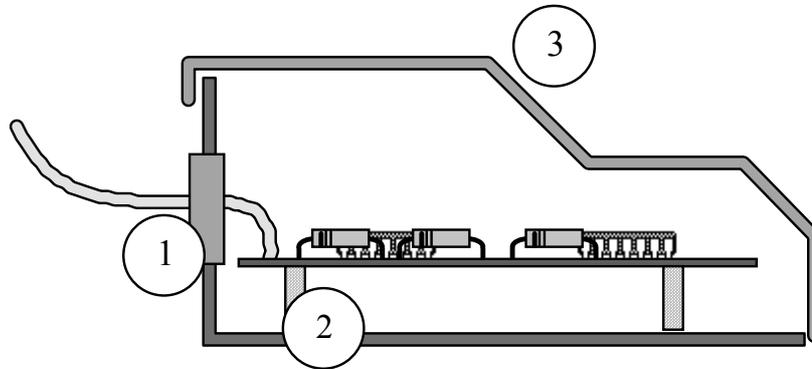


Figure 46 : Etapes de mise au point d'un blindage

- 1- Référence de potentiel pour les filtres et câbles blindés
- 2 - Référence de potentiel pour les cartes électroniques
- 3 - Fermeture complète de l'écran

Si le point n°1 n'est pas traité, l'utilisation de joints conducteurs parfaits sur l'ensemble du coffret est inutile. Tous les problèmes seront liés aux fuites par les câbles d'entrées-sorties.

La fonction de Tôle de Référence de Potentiel (TRP) est d'écouler au châssis les courants HF de mode commun. Une seule TRP par enceinte devrait regrouper tous ses connecteurs blindés, ses connecteurs filtrants et ses filtres HF. Compte-tenu de la densité de courant écoulé au niveau des câbles, la TRP doit être homogène et bien conductrice. Pour un coffret, il est simple de choisir une des faces comme TRP.

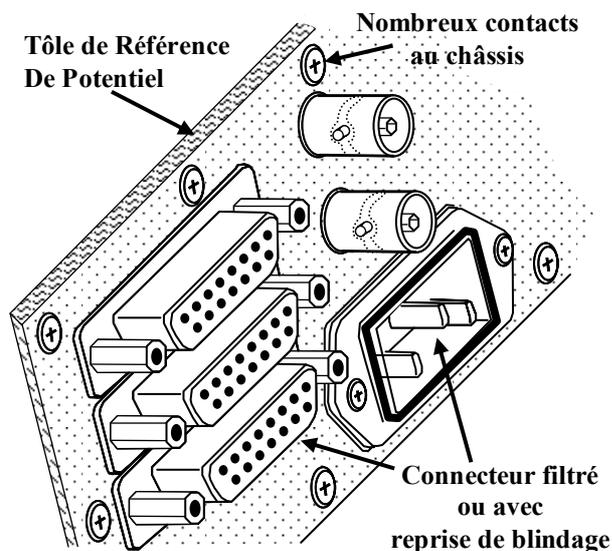


Figure 47 : TRP sur coffret

Malheureusement, tous les équipements n'ont pas une topologie adaptée au concept de TRP. Les cartes embrochées sur un fond de panier et interconnectées au monde extérieur par la face avant posent un problème fréquent : quelle est leur TRP ? Deux solutions sont possibles :

1 - Soit les plastrons (les "faces avant" des cartes) sont conducteurs et supportent directement les connecteurs métalliques. Il est alors possible moyennant quelque grattage de connecter ces plastrons au châssis par leurs vis de fixation.

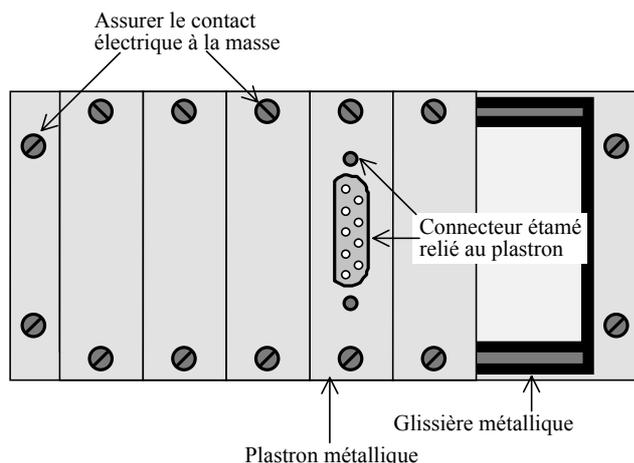


Figure 48 : TRP avec des plastrons

2 - Soit les connecteurs ou les plastrons sont isolants. Il convient alors de relier les écrans des câbles blindés sur une des tôles de la baie (ou au minimum sur une barre de masse large à l'entrée de l'armoire) qui fera office de TRP. Cette dernière solution est souvent la seule possible en correction sur site.

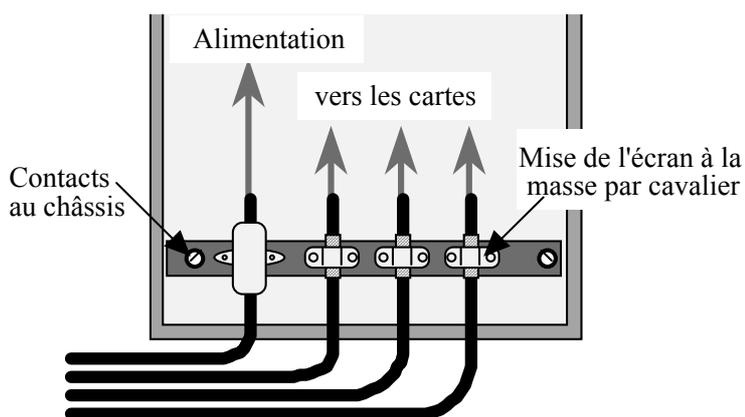


Figure 49 : TRP sur une barre de masse

9.3. COFFRETS BLINDÉS PRATIQUES

Tout coffret contenant des circuits électroniques (alimentation, relayage, interfaces, organes de commande, afficheurs, etc...) devrait être conducteur et aussi équipotentiel que possible. Les règles suivantes sont efficaces et souvent simples à respecter.

1 - Les structures principales (enveloppe, panneaux, grilles, glissières, renforts, rails, etc...) devraient être conductrices et interconnectées entre elles au moins par leurs fixations mécaniques. Il est souvent nécessaire de gratter la peinture ou une protection de surface et d'ajouter une rondelle garantissant le contact électrique. Attention, l'ajout de frein-filet risque d'isoler les vis.

2 - Toute structure mobile (tiroirs, portes, etc...) devrait être électriquement reliée au châssis par au moins deux points espacés. Quand la distance entre les points de contact excède 30 cm, il est bon d'assurer d'autres contacts avec l'enveloppe. Un tiroir "19 pouces" devrait être doté d'au moins 4 contacts réalisés par vis, par ressorts ou par des tresses aussi courtes que possible.

3 - Un panneau métallique par équipement devrait supporter tous les connecteurs vers l'extérieur. Cette TRP devrait être non fendue et reliée au châssis principal par plusieurs contacts à faible impédance. Elle peut être une des faces de l'équipement. Seules des liaisons non connectées en service normal (prises de test par exemple) sont acceptables sur les autres faces. Sur site, ne pas oublier de relier la TRP, avec contacts tôle sur tôle aux structures conductrices qui supportent les câbles (goulottes, dalles, tablettes, chemins de câbles...).

4 - Les parties conductrices mobiles ou amovibles de taille significative (disons de plus de 20 cm) devraient être mises au contact du châssis par une liaison aussi courte que possible, une vis par exemple. Si le montage n'est pas définitif, la protection des surfaces de contact contre la corrosion est nécessaire.

10. CONCLUSION

Ce guide pratique s'adresse aux concepteurs de cartes électroniques ou d'intégration de cartes dans un équipement.

Nous avons voulu qu'il soit un outil facile à utiliser, avec des règles et des conseils clairs, pratiques et non ambigus. Il est adapté à l'environnement de travail que nous rencontrons dans les centres de recherche.

11. RÉFÉRENCES

Les ouvrages suivants sont une mine d'informations claires et précises, rédigés avec le même esprit que ce document.

- **Compatibilité Electro-Magnétique, Alain Charoy,**
2^e édition, DUNOD, ISBN 2-1004-9520-8

- **Manuel pratique de compatibilité électromagnétique, Michel Mardiguian,**
2^e édition, HERMES, ISBN 2-7462-0693-5

- **Tracés des circuits imprimés, Philippe Dunand,**
2^e édition, DUNOD, ISBN 2-1000-5954-8

- **Electrostatic Discharge, Michel Mardiguian,**
3^e édition, WILEY, ISBN 978-0-470-39704-6

- **Introduction to Electromagnetic Compatibility, Paul Clayton,**
2^e édition, WILEY, ISBN 978-0-471075500-5