ALAIN CHAROY
AEMC

COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Parasites et perturbations
des électroniques

TOME 3

BLINDAGES, FILTRES ET CABLES BLINDES

Règles et conseils d'installation

DUNOD TECH

ISBN 2-10-001441-2

AVERTISSEMENT

Ce manuel s'adresse principalement aux techniciens et aux installateurs concernés par la mise en œuvre, le dépannage ou la maintenance de systèmes électroniques. Il est conçu comme un outil, chaque chapitre y est, dans la mesure du possible, indépendant des autres. Nous l'avons voulu agréable, facile à utiliser, avec des règles et des conseils clairs et pratiques.

Ce troisième tome expose les modes de fonctionnement des blindages, des protections filaires et des câbles blindés. Il propose des règles simples de mise en œuvre pour limiter les effets des perturbations électromagnétiques sur les électroniques. Pour éviter toute ambiguïté, les limites de validité de nos conseils seront précisés, particulièrement lorsque des effets secondaires peuvent apparaître. Nous avons cherché à éviter les aspects trop théoriques ou abstraits. Le vocabulaire de tous les jours est utilisé autant que possible, sans débattre au fond des notions physiques ardues.

La nécessaire remise en cause de nombreuses "règles de l'art" erronées est liée à une large diffusion de nouveaux concepts (dont la notion d'équipotentialité et la compréhension des phénomènes à hautes fréquences). Ces aspects sont encore peu ou mal enseignés, ils sont donc souvent négligés ou mal perçus.

Chaque tome est indépendant des autres. Nous recommandons toutefois au lecteur intéressé par l'ensemble des aspects de la compatibilité électromagnétique (la CEM) de commencer par le tome 1. Il présente la méthode générale d'analyse d'un problème. A la fin de chaque chapitre, un court paragraphe en résume l'essentiel. Lorsque nous devons introduire une notion spécifique à la CEM l'expression est notée en italique et sa définition est donnée en annexe.

Nous souhaitons avoir donné à ce guide un style assez plaisant pour que le lecteur soit tenté de le parcourir en totalité. Ce n'est que lorsque les plus graves erreurs d'installation sont corrigées que le fonctionnement

d'un système électronique peut devenir sûr. L'installation des filtres, des limiteurs de surtensions et le raccordement des câbles blindés sont des points essentiels à maîtriser.

L'aspect économique des modifications que nous proposons a été pris en compte. Le lecteur constatera que dans presque tous les cas, le coût global des corrections à apporter à une installation est très faible. Il reste en tous cas sans commune mesure avec celui des effets des perturbations électromagnétiques.

Nous avons insisté sur les points qui permettent la compréhension claire des phénomènes. Comprendre ce qu'il se passe est selon nous la première clé de l'efficacité. Le respect des quelques lois fondamentales de la physique est nécessaire à une bonne compatibilité électromagnétique. Si, après lecture de ce guide, le lecteur évitait quelques unes des sacrosaintes erreurs de câblage et respectait les règles simples et efficaces de la physique de base, nous en serions satisfaits. Une erreur, même fréquente au point d'en devenir institutionnelle (une "queue de cochon" par exemple) reste une erreur.

Lorsque c'est utile, nous chiffrerons les ordres de grandeur sur lesquels nous pouvons tabler. La maîtrise des ordres de grandeur est pour nous la seconde et dernière clé d'une bonne efficacité en CEM.

Enfin nous encourageons le lecteur à prendre le temps de vérifier nos affirmations par de petites expériences pratiques. Des manipulations simples sur un coin de table peuvent valider la plupart des phénomènes physiques. Comprendre ce manuel, c'est bien, mais selon nous le vérifier par expériences, c'est encore mieux ! C'est sans doute le meilleur moyen de se convaincre... donc d'être convaincant.

Le plus important en compatibilité électromagnétique est d'abandonner les mauvaises habitudes. Le reste n'est qu'un problème technique. C'est avec les mains que l'on finit toujours par comprendre puis par faire fonctionner ce qui ne marche pas. La maîtrise technique est à notre portée !

SOMMAIRE

RENCONTRE AVEC LE PROFESSEUR EINSTERN

Le Professeur Albert Einstern, étoile en CEM est interrogé par Marie Curieuse, journaliste, chargée d'écrire un article de vulgarisation sur la CEM.

A E Heureux de vous revoir, chère Madame !

M C Merci Professeur. Quels sont les points les plus obscurs en CEM ?

A E C'est pour moi la nature des grandeurs physiques et surtout celle des champs.

M C Qu'est-ce que c'est, physiquement un champ électromagnétique ?

A E C'est la superposition d'un champ électrique et d'un champ magnétique. Le champ électrique est produit par des charges électriques. Son vecteur est d'amplitude égale au rapport de la force sur une autre charge à la valeur de cette charge. Le champ magnétique, lui, est lié à un courant électrique ou à un aimant. Son vecteur applique une force à un autre courant ou un autre aimant.

M C Bravo Professeur, mais j'avoue ne pas sentir cela avec les mains !

A E Bravo pour votre franchise ! Disons que pour créer un champ électrique il suffit d'appliquer une d.d.p. entre deux points. Les lignes de champ électrique sont des chemins entre ces points qui supportent le vecteur champ électrique E. Son amplitude s'exprime en volts par mètre.

M C Un champ électrique est-il un effet d'une différence de potentiel ?

A E C'est l'inverse ! Bien entendu aux fréquences basses les deux notions sont liées, mais seul le champ électrique reste défini à toutes fréquences. En le multipliant par la distance entre deux points, on obtient leur d.d.p. Cette intégrale n'est définie que si cette distance est très inférieure à la longueur d'onde.

M C Une différence de potentiel n'a de sens absolu qu'en courant continu ?

A E Une d.d.p. en courant? Comme le vocabulaire est dangereux...

M C (un peu rougissante) Je pose ma question en d'autres termes, jusqu'à quelle fréquence la notion de d.d.p. garde-t-elle son sens ?

A E Votre question est excellente ! Disons que la mesure de d.d.p. entre deux points distants de plus d'un dixième de longueur d'onde dépend tellement de la géométrie des fils de mesure que cette notion disparaît. Pour fixer les idées, une d.d.p. à 100 MHz n'est mesurable que dans un rayon de 30 cm au maximum.

M C Quand la tension perd sa signification, la notion d'impédance aussi.

A E Bien sûr, l'équipotentialité ne peut être que locale en HF... Revenons aux champs si vous le voulez bien. Pour générer un champ magnétique il suffit de faire circuler un courant dans un circuit. Les lignes de champ sont des boucles autour de ce circuit qui supportent le vecteur champ magnétique H. Son amplitude est le rapport du courant qui passe à travers la boucle à la longueur de la boucle, elle s'exprime donc en ampère par mètre.

M C Ainsi, un courant I dans un fil rectiligne très long rayonne un champ magnétique $H = I / 2\pi R$ puisque la longueur d'un cercle est $2\pi R$.

A E En effet, c'est une application directe du théorème d'Ampère.

M C Seuls les effets des champs nous préoccupent, n'est ce pas, Professeur ?

A E Certainement ! Le seul effet électrique d'un champ E variable est d'induire des courants sur les conducteurs exposés au champ. De même, le seul effet électrique d'un champ H variable est d'induire une d.d.p. dans les boucles traversées par du champ. Ces effets sont proportionnels à la fréquence.

M C Les champs électromagnétiques n'ont ils donc aucun effet en continu ?

A E Ils n'ont pas d'effet électrique mais ils gardent un effet mécanique. Les efforts électrodynamiques sont considérables entre des courants importants.

M C Professeur, puisqu'un courant électrique est un débit d'électrons, il conserve son sens physique même à très hautes fréquences, n'est ce pas ?

A E Vous avez raison. Les théoriciens distinguent toutefois le courant de conduction (dans une ampoule électrique, une pile...) lié à l'application d'un champ électrique, et le courant d'induction (dans un alternateur, un moteur...) provoqué par le déplacement d'un conducteur dans un champ magnétique.

M C Cette distinction me semble quelque peu académique... mais dites moi, quel est le champ le plus gênant aux basses fréquences ?

A E C'est le champ magnétique: il est très stable et difficile à blinder. Il perturbe les tubes cathodiques, les têtes de lecture et il induit de la "ronflette" dans les boucles de masse. Le champ électrique BF au contraire est si peu actif qu'il est difficile à mesurer. En CEM on peut souvent l'ignorer jusqu'au mégahertz.

M C Professeur, pouvez-vous m'étonner par les champs électromagnétiques ?

A E Une simple question: dans un câble, où l'énergie se propage-t-elle?

M C Dans le cuivre, voyons...

A E Erreur !... dans l'isolant ! L'énergie se propage sous forme de champs électromagnétiques, les conducteurs ne servent qu'à guider ces champs, ce qu'ils font en supportant les pertes Joule ! C'est donc l'isolant qui limite la vitesse de propagation des signaux puisque c'est lui qui contient les champs E et H. Ceci n'est pas indispensable pour installer correctement un système électronique...

1

BLINDAGES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

Le mot *blindage* ne devrait être utilisé que pour désigner une protection mécanique, le blindage d'un char d'assaut par exemple. En CEM, il faudrait parler d'*écran électromagnétique*. De même, le mot parasite devrait être remplacé par l'expression "perturbation électromagnétique". Lorsqu'un abus de langage ne risque pas d'entraîner de fâcheuses erreurs de conception ou de compréhension, nous l'acceptons de bonne grâce. Que celui qui n'a jamais parlé de métal pour désigner de l'acier jette la première pierre : c'est un alliage !

Notion d'écran électromagnétique

Un écran électromagnétique est une enveloppe conductrice qui sépare l'espace en deux régions, l'une contenant des sources de champs électromagnétiques, l'autre non. Un écran doit donc isoler ces deux régions en champs mais aussi (et surtout, nous y reviendrons...) en courants. Pour cette fonction essentielle, le rôle du blindage est de fournir une référence de potentiel aux câbles externes au coffret et aux principaux circuits internes.

Atténuation d'écran

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. Ce nombre sans dimension est à un écran ce que la perte d'insertion est à un filtre (ou l'effet réducteur à un câble).

Une erreur fréquente est de considérer que l'efficacité d'un écran est le rapport de l'amplitude du champ externe au champ interne : on mesure le champ radioélectrique à l'extérieur du coffret puis on mesure sa résiduelle à l'intérieur. Ceci serait exact si le coffret ne perturbait pas aussi la répartition du champ (la "carte du champ") à l'extérieur. Pour un petit coffret, cette méthode est acceptable, mais pour une cabine blindée elle peut être nettement fausse.

L'efficacité de blindage E se définit conventionnellement en décibels :

$$E = 20 \lg(\text{Champ}_{\text{sans écran}} / \text{Champ}_{\text{avec écran}})$$

Pas de panique, on arrête là ! Sachons simplement que les décibels sont d'une commodité rare. Ils compriment les rapports en un nombre à trois chiffres au maximum. Ils permettent d'effectuer la plupart des calculs de CEM de tête puisque des multiplications se transforment en additions. D'ailleurs les performances des écrans et des filtres, les facteurs d'antennes, l'affichage des analyseurs de spectre ainsi que la plupart des niveaux des normes de CEM sont directement exprimés ou spécifiés en décibels. Quand on a goûté au plaisir des décibels, on ne peut plus s'en passer !

On définit l'atténuation des écrans en champ électrique, en champ magnétique ou en champs couplés. L'efficacité de blindage en champ électrique ou en champs couplés vaut :

$$E = 20 \lg (E_{\text{sans écran}} / E_{\text{avec écran}})$$

De même, l'efficacité de blindage en champ magnétique s'exprime par :

$$E = 20 \lg (H_{\text{sans écran}} / H_{\text{avec écran}})$$

Une valeur positive en décibels correspond à une atténuation et non à un gain... Simple question de convention. Pour certains coffrets mal blindés, leur efficacité de blindage peut être négative, c'est à dire qu'il peut y avoir plus de champ avec un blindage que sans!... Cet effet ne correspond évidemment pas à une amplification (ou il faudrait vite breveter) mais à un effet de directivité. Un mauvais écran peut se comporter en HF (disons à plus de 100 MHz pour une baie standard) comme une antenne directive et concentrer le rayonnement dans une direction privilégiée.

Avant d'apprendre à réaliser un bon blindage, comprenons "avec les mains" sur quels principes il fonctionne...

Mécanismes de blindage

Impédance d'un champ

L'*impédance d'un champ* électromagnétique est définie par le rapport de l'amplitude de son champ électrique à celle de son champ magnétique :

$Zc = E / H$, Zc s'exprime en ohms

Lorsque l'on se trouve à grande distance d'une source d'émission, c'est à dire à plus de $\lambda/2\pi$ (soit environ un sixième de longueur d'onde), les champs E et H en espace libre sont couplés. C'est à dire que, quelle que soit l'antenne d'émission, E = 377 H. On dit que l'on est en *champ lointain*. La constante 377 a la dimension d'une résistance, elle est appelée *impédance intrinsèque* de l'air, elle est égale à $\sqrt{\mu o/\varepsilon o}$, soit $120.\pi\ \Omega$ dans notre système d'unités.

Quand le point de mesure se trouve à une distance D de la source plus courte que $\lambda/2\pi$, on dit que l'on est en *champs proches*. L'impédance du champ peut alors être plus faible que 377 Ω; le champ est alors dit à basse impédance, ou à prédominance magnétique. L'impédance peut aussi être supérieure à 377 Ω; le champ est dit alors à haute impédance ou à prédominance électrique.

Les limites de l'impédance E/H d'un champ (en Ω) à une distance D (en mètres) de l'antenne à la fréquence F (en Hz) ou FMHz (en MHz) sont données par :

$$Z_{\text{minimum (magnétique)}} = \mu_o.\omega.D$$

où μ_o est la *perméabilité magnétique* de l'air = $4.\pi.10^{-7}$ H/m ≈ 1,25 µH/m

$$Z_{\text{maximum (électrique)}} = 1 / \varepsilon_o.\omega.D$$

où ε_o est la *permittivité diélectrique* de l'air≈ 8,85 pF/m

On peut constater que Zmin = Zmax quand D ≈ 48 / F, c'est à dire quand D = $\lambda/2\pi$. En reportant cette distance dans l'une ou l'autre des relations, l'impédance du champ est alors égale à 377 Ω.

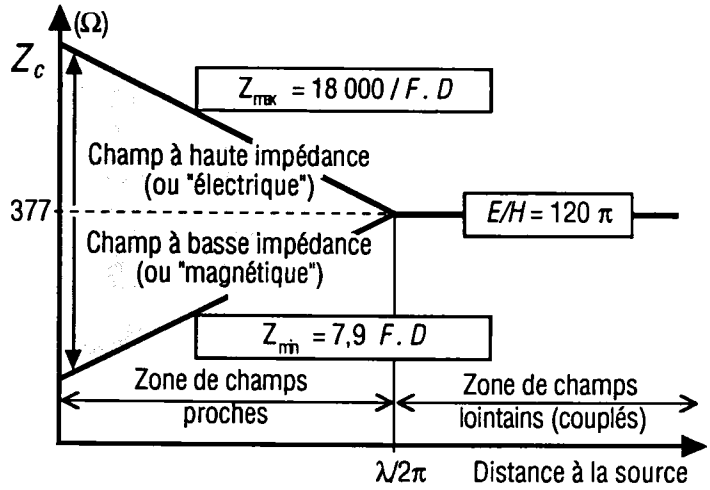


Figure 1-1 : Impédance d'un champ selon distance et fréquence

Nous passons de champ proche en champ lointain soit en s'éloignant de la source (à plus de 5 mètres d'une source à 10 MHz par exemple) soit, à une distance donnée, en montant en fréquence (à 1 mètre de distance on passe en champ lointain au-delà de 50 MHz). A une distance supé-

rieure à $\lambda/2\pi$, mesurer l'impédance du champ ne permet plus de déterminer la nature de la source d'émission (*antenne fouet* à haute impédance ou boucle à basse impédance).

Attention, ce que nous venons d'expliquer est vrai en champ libre, mais pas toujours en *chambre blindée*. Une "cage de Faraday" classique, même avec des pyramides d'amortissement, n'est en pratique jamais très amortie en dessous de 100 MHz. En environnement conducteur des résonances sont inévitables, alors même au-delà de $\lambda/2\pi$, les champs ne sont pas obligatoirement couplés.

Amortissement d'une enceinte blindée

Il est souvent demandé aux cages de Faraday de permettre des mesures de champ comparables à celles en champ libre. Or des résonances provoquées par des réflexions multiples apparaissent dans un parallélépipède conducteur aux fréquences pour lesquelles la longueur d'un côté est multiple d'une demi longueur d'onde. Une résonance n'est pas une concentration locale d'énergie mais à un échange d'énergie entre les composantes E et H. Ainsi à un ventre de champ électrique correspond obligatoirement un nœud de champ magnétique... et réciproquement.

Deux types de revêtements sont commercialisés pour amortir les réflexions sur les parois des enceintes blindées : les "pyramides absorbantes" en mousse de polyuréthanne chargées de graphite et les tuiles de ferrite. Ces matériaux doivent être peu réfléchissants et supporter autant de pertes que possible.

Aux fréquences les plus critiques en CEM, entre 30 et 300 MHz, les pyramides absorbantes sont beaucoup moins efficaces qu'aux hyperfréquences. Dans les ondes métriques, le comportement des pyramides n'est pas optique. Les courants induits sont comparables à ceux d'une antenne fouet. Le courant induit par le champ électrique, donc l'amortissement, est maximal lorsque la pyramide est parallèle au champ. Aux hyperfréquences, lorsque le comportement devient optique, c'est au contraire lorsque le champ arrive perpendiculairement à la paroi que les pyramides sont le moins réfléchissantes. Les pyramides de mousse sont transparentes au champ magnétique.

Aux longueurs d'onde métriques, seules les pyramides latérales peuvent amortir efficacement un champ en polarisation horizontale, et les pyramides au plafond n'amortissent guère qu'un champ en polarisation verticale. Il importe en outre, pour obtenir un amortissement significatif, que

la hauteur des pyramides soit supérieure ou égale à $\lambda/4$. Pour amortir efficacement à 30 MHz, une pyramide doit avoir une hauteur supérieure ou égale à 2,5 mètres !

Les premières résonances d'une enceinte blindée sont les pires. En polarisation verticale,il y a peu de champ électrique au voisinage des parois latérale ; évitons donc d'y installer des pyramides...

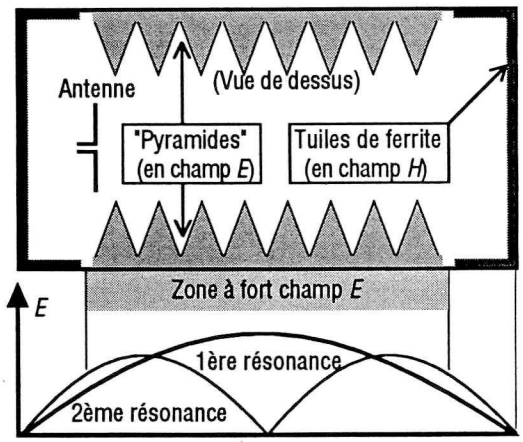


Figure 1-2 : Amortissement optimal d'une chambre blindée

Les tuiles de ferrite fonctionnent au contraire par amortissement des courants sur les parois. Elles sont donc inefficaces lorsque le courant sur les parois est nul, c'est à dire lorsque le champ électrique incident est rasant.

Pour amortir les résonances en polarisation verticale, il faudrait ainsi placer des pyramides au plafond (et éventuellement au plancher!) et des tuiles de ferrite sur les quatre parois latérales. Malheureusement, si les pertes dans la ferrite sont excellentes à partir de 10 MHz, au-delà de 300 MHz, les tuiles de ferrite deviennent réfléchissantes. Il convient alors de les recouvrir par des pyramides d'une trentaine de centimètres

de hauteur. Des tuiles de ferrite posées au sol sont malheureusement peu efficaces en polarisation verticale, ce qui est très souvent la polarisation la plus critique, tant en émission qu'en immunité.

Impédance d'un écran

L'impédance de surface (ou "de barrière") d'un écran est défini par son rapport E/H en surface. En continu, l'impédance de surface d'une tôle est une résistance, appelée R_s. Cette valeur se calcule (en ohms) par :

$$R_s = 17.10^{-6} / \sigma_r . e_{mm}$$

avec :

σ_r = conductivité relative par rapport au cuivre, sans dimension,
e_{mm} = épaisseur de l'écran, en millimètres

Cette résistance de surface dont la dimension est appelée "résistance par maille" ou "résistance par carré", représente la résistance U/I d'un carré de tôle entre deux tranches opposées. Rs ne dépend pas de la longueur du côté du carré, elle reste constante en fréquence tant que l'épaisseur de l'écran est inférieure à 0,7d (avec d = épaisseur de peau, voir plus bas).

Aux fréquences élevées, l'effet de peau rend l'impédance de surface de l'écran croissante comme la racine carrée de la fréquence. Elle devient égale à Z_i, l'impédance intrinsèque du matériau, indépendante de l'épaisseur de l'écran :

$$Z_i = 370.10^{-6}.\sqrt{F . \mu_r / \sigma_r}$$

avec :

F = fréquence, exprimée en mégahertz,
μ_r = perméabilité magnétique relative du métal, sans dimension,
σ_r = conductivité relative par rapport au cuivre, sans dimension.

L'impédance de surface Z_s d'une tôle, aussi appelée *impédance de barrière*, c'est à dire l'impédance vue par le champ. Elle est simplement (à environ 1 dB près dans le pire cas) la plus grande des deux valeurs R_s et Z_i :

Si $R_s \geq Z_i$, alors $Z_s = R_s$, et si $R_s \leq Z_i$, alors $Z_s = Z_i$

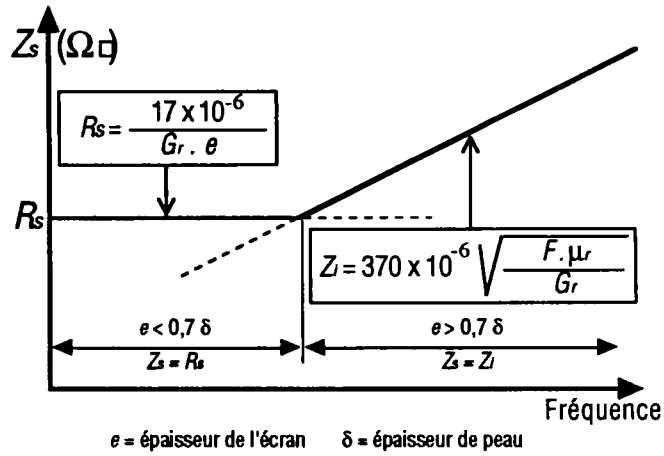


Figure 1-3 : Impédance de surface d'une tôle (en ohms par carré)

Réflexion

L'impédance de surface Zs (ou impédance de barrière) d'une tôle est toujours faible, même en HF. Lorsqu'un champ électromagnétique d'impédance Zc atteint un écran conducteur d'impédance de surface Zs, il se produit une réflexion de l'onde par désadaptation d'impédance. Cet effet, utilisé par les radars et les miroirs, est appelé *réflexion* du champ.

La perte par réflexion est d'autant plus grande que la désadaptation est forte, c'est à dire que Zc est plus élevée et que Zs est plus basse. En champ à haute impédance ("électrique"), la perte par réflexion est toujours très forte alors qu'en champ à basse impédance ("magnétique") elle est assez médiocre.

Lorsque l'on approche une bobine HF d'un conducteur, la réflexion du champ réduit le volume d'air dans lequel le champ magnétique est stocké. Ainsi l'énergie stockée autour de la bobine, donc son inductance, diminuent. Cet effet bien connu des spécialistes radio oblige à régler les selfs HF après fermeture de leur blindage, à travers de petits trous, et par un outil isolant.

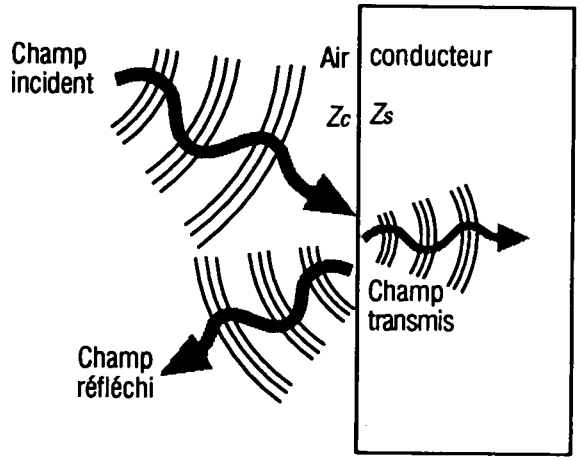


Figure 1-4 : Réflexion d'un champ sur une surface conductrice

Une onde qui arrive sur une surface de tôle bien conductrice s'y réfléchit. On retrouve les lois de l'optique, avec un angle de réflexion égal à l'angle d'incidence. Les composantes tangentielles du champ électrique et la composante normale du champ magnétique sont nulles en surface. Une image peut illustrer ce phénomène : une surface conductrice se comporte comme un "aspirateur" de champ électrique comme une "patinoire" en champ magnétique !

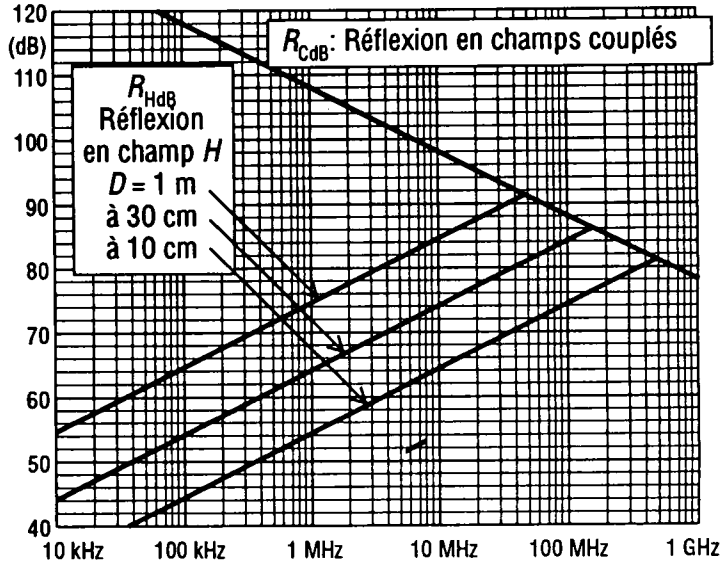
L'efficacité de blindage par réflexion R d'un champ d'impédance Zc sur une tôle d'impédance de surface Zs vaut :

$$R = (K+1)^2 / 4K$$

avec :

$K = Zc/Zs$, et bien sûr
$R = 20 \lg (R)$

Plutôt que d'effectuer des calculs, utilisons un abaque qui définit l'efficacité de la réflexion en champs couplés : RC, et celle en champ "magnétique" : RH pour quelques distances courantes. Attention, cet abaque suppose que Zs = Zi. (Une correction sera nécessaire si Zs = Rc, voir plus bas.)



Ne pas omettre la correction - CdB si absorption < 6 dB (si $e < 0{,}7.d$)

L'abaque pour du cuivre convient pour d'autre métaux
Il suffit de soustraire de la lecture les décibels suivants:

Pour ...	Retrancher :
Acier inoxydable (10/18)	15 dB
Acier ordinaire non saturé	37 dB
Acier ou fer totalement saturé	10 dB
Aluminium	2 dB
Etain	8 dB
Laiton ou nickel	6 dB
Or	1 dB
Zinc	5 dB

Figure 1-5 : Réflexion des champs à basse impédance ou couplés

La réflexion d'un champ "électrique" R_E est toujours si grande qu'il serait ridicule de la tracer. Pour s'en convaincre, il suffit de la déterminer par :

$$R_E = R_C^2 / R_H$$

soit, en décibels :

$$R_E = 2.R_C - R_H$$

Absorption

La fraction non réfléchie du champ se propage dans l'épaisseur de l'écran où elle subit une dégradation en chaleur. Ce phénomène est identique à l'*effet pelliculaire* (ou "effet de peau") en conduction : les courants HF restent en surface et décroissent dans l'épaisseur selon une loi exponentielle. La densité de courant sur la face opposée au champ incident est donc inférieure à celle sur la face exposée. Ce découplage des deux faces d'un écran est appelé *absorption*.

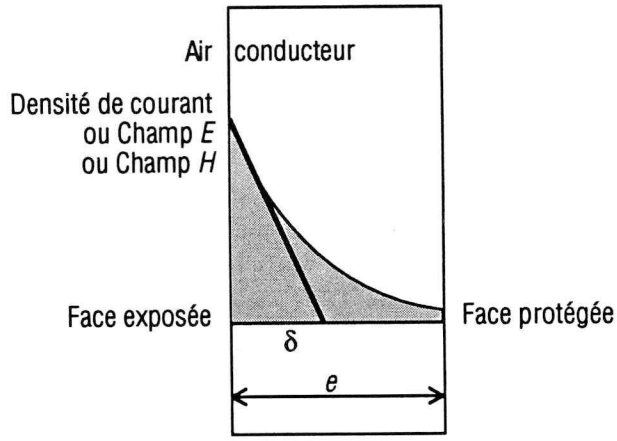


Figure 1-6 : Absorption dans l'épaisseur d'un écran

La profondeur de pénétration, notée δ, est appelée "épaisseur de peau".

$$\delta = 66.10^{-6} / \sqrt{\sigma_r . \mu_r . F}$$

avec :

δ = épaisseur de peau, en mètres
σ_r = conductivité relative par rapport au cuivre (sans dimension)
μ_r = perméabilité magnétique relative du matériau (sans dimension)
F = fréquence, exprimée en mégaherz

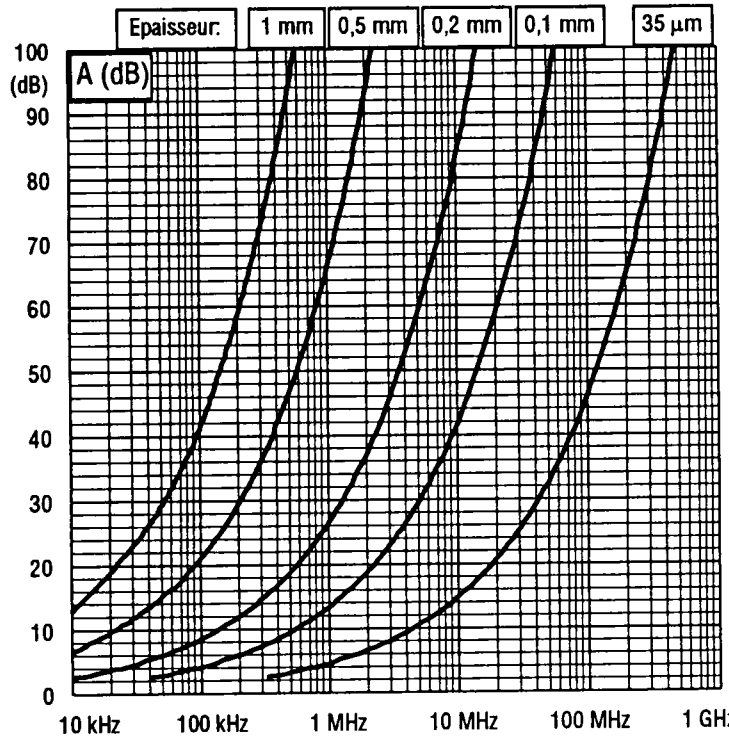
Lorsque l'on connaît l'épaisseur de peau, il est très facile de calculer l'efficacité de l'absorption A, directement en dB :

$$A = 8{,}7 \, . \, e / \delta$$

avec :

e = épaisseur de la paroi conductrice, dans n'importe quelle unité
δ = épaisseur de peau, dans la même unité que d

Les matériaux apportant les plus fortes pertes par absorption sont les bons conducteurs à forte perméabilité magnétique, l'acier par exemple. Aux fréquences élevées, l'absorption dans un écran homogène devient très grande : elle croît, exprimée en décibels, comme la racine carrée de la fréquence. Au-delà de quelques mégahertz, l'absorption est énorme pour tous les matériaux de blindage habituels, même quand ils sont minces et non magnétiques.



L'abaque pour du cuivre convient pour d'autre métaux
Il suffit de multiplier la lecture directement en décibeld par:

Pour ...	multiplier les dB par:
Acier ordinaire non saturé	7,0
Acier ou fer totalement saturé	0,35
Acier inoxydable (10/18)	0,16
Aluminium	0,78
Laiton ou nickel	0,47
Zinc	0,54

(L'étain et l'or ne servent qu'en protection de surface)

Figure 1-7 : Absorption dans une tôle de cuivre

L'intérêt de l'absorption, par rapport à la réflexion, est qu'elle amortit les résonance et qu'elle est indépendante de l'impédance des champs. Elle est donc efficace même en champ "magnétique". Attention, en champ fort, près d'une source intense de champ magnétique entretenu, l'absorption fait chauffer la tôle. Un coffret en aluminium ou en cuivre est alors préférable à une tôle d'acier. Si la réflexion n'est pas nulle, les courants de surface sont indépendants du métal, mais les pertes sont très supérieures dans un matériau magnétique.

Une bobine HF blindée a son facteur de qualité dégradé par l'absorption dans son écran. Pour limiter cet effet néfaste, une règle empirique recommande d'éloigner le blindage au moins à trois fois le diamètre de la bobine.

La partie non réfléchie et non absorbée est rayonnée par la face opposée de l'écran. L'atténuation de blindage E est ainsi le produit de R, la perte par réflexion par A, la perte par absorption : E = R.A. En décibels, cette relation s'écrit simplement : E = R+A.

Matériau	σ_r	μ_r
Acier inox (type 10/18)	0,028	≈1
Acier (type "automobile")	0,1	500
Acier silicium 4%	0,025	500
Aluminium	0,60	1
Aluminium trempé	0,40	1
Argent	1,08	1
Chrome	0,66	1
Cuivre	1,00	1
Cuivre phosphoreux	0,18	1
Etain	0,15	1
Fer (pur ou "Armco")	0,14	5 000
Hypernick	0,035	4 500
Laiton (66% Cu, 34% Ni)	0,26	1
Magnésium	0,38	1
Monel	0,04	1
Mumétal	0,028	20 000
Nickel	0,22	100 (en BF, 1 en HF)
Nickel–chrome	0,02	18
Nickel–fer	0,12	3 200
Or	0,75	1
Permalloy 45	0,035	2 500
Permalloy 78	0,11	8 000
Platine	0,17	1
Plomb	0,08	1
Supermalloy	0,03	100 000
Zinc	0,30	1

Table de la conductivité relative σ_r et la perméabilité relative μ_r des métaux et alliages les plus courants

Ecrans réels

La théorie du blindage est mathématiquement jolie mais en pratique elle est très optimiste en HF, donc terriblement fausse ! Par ailleurs, un coffret réel ne ressemble guère à une tôle plane, infinie, homogène, séparant l'espace en deux demi-espaces infinis.

Le nombre de paramètres à prendre en compte pour évaluer (et même pour mesurer avec précision) l'efficacité de blindage d'un coffret réel est considérable. Parmi les points les plus importants, citons :

- La nature de l'antenne d'émission et sa distance à la paroi
- La nature de l'antenne de réception et sa distance à la paroi
- La direction et la polarisation de l'onde incidente
- La position du point de mesure par rapport aux diverses fuites
- Les résonances dans l'enceinte, etc.
- Les nombreuses incertitudes de mesure (vous pouvez nous croire !)

Inutile de préciser que tous ces paramètres sont difficiles à modéliser... on doit se contenter, en pratique, d'approximations.

Nous le voyons, l'évaluation théorique d'une efficacité de blindage est délicate. La modélisation d'une simple fuite, même unique, et même si on peut l'assimiler à une petite fente, est très complexe dans une tôle non infinie. Un monde sépare la théorie mathématique des blindages de la réalité quotidienne.

L'atténuation réelle d'un coffret dépend en champ magnétique BF, comme le prévoit la théorie, de la nature des matériaux utilisés et de l'épaisseur de l'écran. En HF, il faudrait aussi prendre en compte les dimensions et la position des fuites, les dimensions de l'enveloppe par rapport à la longueur d'onde (résonances) et enfin la qualité des continuités électriques, en particulier le nombre, la position et l'impédance des contacts.

Dès qu'on installe un câble à un coffret, son efficacité de blindage devient encore plus délicate à mesurer... sans parler de son calcul ! La seule chose certaine est que l'efficacité d'un écran n'est pas améliorée par ses câbles... mais un coffret sans câble ne servirait pas à grand chose !

Retenons que les écrans...

Avant d'appliquer la belle théorie de Schelkunoff (Merci Monsieur), résumons les caractéristiques essentielles des blindages réels. Un écran en champ magnétique n'a pas besoin d'être référencé à la masse pour fonctionner : il agit par sa seule présence, grâce aux courants déplacés en surface. En champ magnétique BF, un écran est peu efficace. Ses fuites sont donc faciles à détecter : un petit appareil appelé "sniffer" peut "renifler"

toute discontinuité, même celle invisible aux antennes ! Pour une bonne efficacité en champ magnétique BF, il convient de choisir un matériau bon conducteur, épais et si possible magnétique.

Un écran de champ électrique (aussi appelé "électrostatique") agit par équipotentialité. Il doit être clos, ou du moins enveloppant, et relié à la masse (ou servir de masse) pour y écouler le courant capacitif collecté par l'interception du champ E. En champ électrique BF, un coffret est toujours efficace : il est difficile et inutile d'en mesurer l'efficacité, quel qu'en soit le matériau.

En HF, les champs électrique et magnétique s'équilibrent : au-delà de $\lambda/6$, les champs E et H sont couplés. L'atténuation en champ E devient donc égale à celle en champ H. Seules des réflexions peuvent fausser localement cette égalité. On parle souvent en HF d'efficacité de blindage en "onde plane". Il faudrait dire en champs couplés, mais on se comprend...

L'efficacité d'un écran électronique varie selon la carte ou le système, en particulier selon la position des fuite par rapport aux conducteurs critiques, aux points de contact entre le 0 V et la masse mécanique, etc. Pas simple ! Les grandes fuites peuvent transformer une enveloppe en antenne directive, c'est à dire en antenne à gain : Un rack 19 pouces peut "amplifier" les champs, au-delà de 200 MHz environ, dans la direction orthogonale à la face mal blindée.

L'efficacité de blindage d'une petite boîte est très difficile à mesurer : les antennes que l'on peut y placer sont évidemment petites, donc peu efficaces. Le câble de mesure collecte souvent plus que son antenne ! Pour un petit coffret, les perturbations conduites sont généralement plus gênantes que celles rayonnées. Décidément, les câbles sont le problème majeur en CEM !

En continu ou en très basse fréquence, la réflexion du champ H est faible car les courants déplacés en surface sont faibles; une composante de champ magnétique orthogonale en surface de paroi conductrice peut exister. Ce phénomène est surtout marqué pour les matériaux magnétiques qui "aspirent" les lignes de champ magnétique continu. Pour un matériau magnétique conducteur, le champ H devient tangentiel à la paroi largement en dessous de 1 MHz.

Les champs en surface d'écran ne sont pas constants. Il subissent des effets de concentration au voisinage des arêtes vives, avec augmentation locale de la densité de courant déplacé, et des effets d'ombre dans les

parties concaves. Ces effets apparaissent même pour des géométries élémentaires, une simple poutre par exemple, contre laquelle il est préférable de poser des câbles en "zone froide" qu'en "zone chaude".

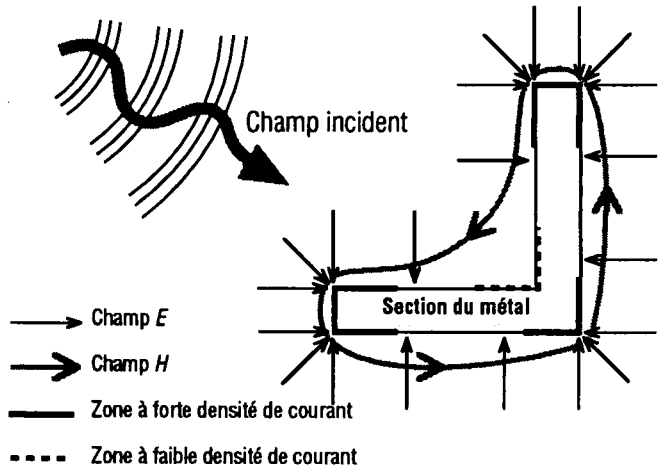


Figure 1-8 : Zones "chaudes" et "froides" d'une poutre en L

Il est important de comprendre que les faces externes et internes sont indépendantes en HF. Grâce à l'effet de peau, les courants qui circulent à l'extérieur n'induisent que des d.d.p. négligeables à l'intérieur... et réciproquement. Pour que cette remarque reste vraie en pratique il suffit parfois d'éviter de coupler l'intérieur et l'extérieur par des fuites ou par des câbles mal blindés ou mal filtrés.

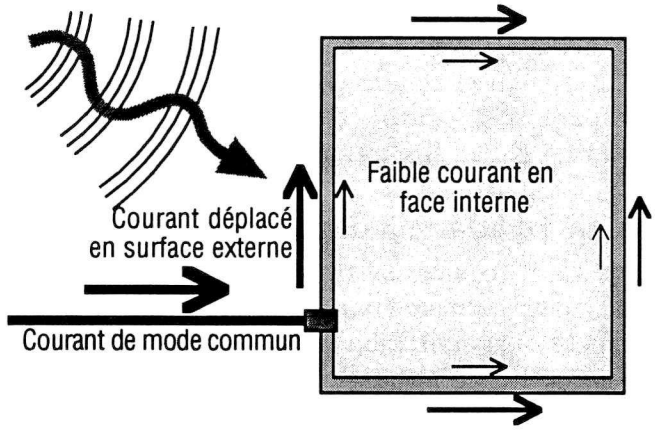


Figure 1-9 : Faces externe et interne sont indépendantes en HF

Le lecteur indifférent aux estimations chiffrées peut passer directement au chapitre suivant où nous traitons des points à surveiller et des erreurs à éviter pour réaliser un écran satisfaisant. Même si la théorie ne permet pas de chiffrer avec précision une efficacité de blindage, nous savons réaliser de bons coffrets. N'est-ce-pas là l'essentiel ?

Calcul des blindages

Nous savons que le champ magnétique à basse fréquence est difficile à blinder. En champ H continu, il n'est possible que d'utiliser "l'effet déflecteur" des lignes de champ par un matériau à forte perméabilité. La réflexion et/ou l'absorption n'apparaissent qu'en alternatif.

Calcul de blindage par matériau à fort μ

Même en champ pas trop intense, donc avec faible risque de saturation du matériau magnétique, l'épaisseur d'écran doit rester significative par rapport à la dimension de l'objet à blinder. Une bonne approximation de l'efficacité de blindage E d'un boîtier en continu ou à très basse fréquence est donnée par la relation on ne peut plus simple :

$$E = e \cdot \mu_r / D$$

et bien sûr :

$$E = 20 \lg (E)$$

avec :

e = épaisseur de la tôle magnétique (dans l'unité que l'on veut)
μ_r = perméabilité magnétique relative du matériau (sans dimension)
D = dimension ou diamètre du boîtier (dans la même unité que e)

Cette relation est applicable à toute forme d'enveloppe, avec une erreur typique inférieure à un facteur 2, donc comparable à l'incertitude sur μ_r.

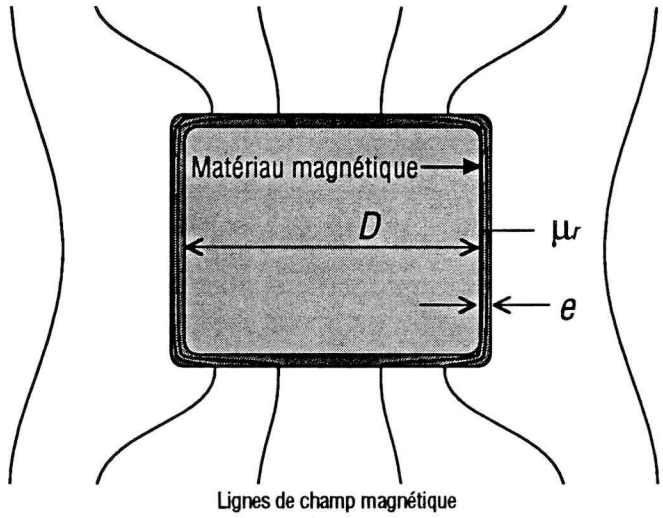


Figure 1-10 : Déflexion du champ H continu par matériau à fort μ

Écran en mumétal

Le très fort μ_r (20 000 environ) du mumétal permet de blinder assez convenablement un volume dont la grande dimension ne dépasse pas un mètre, avec une épaisseur de tôle raisonnable, de l'ordre du millimètre.

Attention au risque de saturation (au moins par le champ magnétique terrestre) qui augmente avec la dimension de l'écran, avec le μ_r et qui diminue avec l'épaisseur. De plus, le mumétal est un matériau soumis à magnétostriction, c'est à dire que son μ diminue un peu plus après chaque choc ou pliage ou même contrainte mécanique.

Le μ_r initial peut être restitué par un traitement thermique : cuisson à 1100 °C sous atmosphère réductrice (hydrogène) puis refroidissement lent. Ce traitement nécessaire après la mise en forme de l'écran est proposé par les sociétés spécialisées (Mécagis à Montargis, par exemple). Le coût d'un blindage de grande taille en mumétal est pratiquement rédhibitoire pour les applications à large diffusion.

Application : blindage en mumétal

Quelle épaisseur de mumétal (μ_r = 20000) faut-il placer autour d'une tête de lecture magnétique d'une dimension D = 40 mm pour la blinder avec une efficacité E = 200 contre le champ magnétique 50 Hz ?

Solution :
$e = E . D / \mu_r$
$e = 200 \times 40 / 20000 = 0{,}4$ mm.
Un blindage magnétique efficace est possible pour de petits objets avec un matériau à fort μ à la condition de placer l'enveloppe très près de l'organe à protéger. Pour de gros coffrets, c'est évidemment moins efficace.

L'efficacité de blindage est meilleure en alternatif qu'en continu, elle augmente dès que l'absorption apparaît. Pour du mumétal, l'épaisseur de peau est justement voisine de 0,4 mm à 50 Hz. L'absorption améliore donc un peu l'efficacité de l'écran par rapport à celle calculée en continu.

Blindage en fer doux

Le fer "Armco" laminé à chaud avec une teneur en impuretés (carbone et azote) inférieure à 200 ppm, présente un μ_r intéressant, de l'ordre de 5 000. Un recuit vers 750 °C limite sa rémanence alors qu'un recuit vers 900 °C améliore son μ. Il présente ainsi une efficacité de blindage comparable à celle d'une feuille de mumétal quatre fois plus fine.

Compte tenu de son faible coût, le fer peut être utilisé pour réaliser des écrans de grandes dimensions. Le seul problème que peut présenter le fer (mais le mumétal n'en n'est pas exempt) est son magnétisme rémanent. Un champ rémanent peut être éliminé par un démagnétiseur de forte intensité.

Le fer présente aussi d'autres avantages. Sa conductivité est meilleure que celle du mumétal, ce qui rend son épaisseur de peau (donc son absorption) comparable à celle de son coûteux concurrent. Ainsi, même à une fréquence aussi basse que 50 Hz, une tôle de 3 mm d'épaisseur de fer doux présente déjà une absorption significative, de l'ordre de 20 dB. Enfin le fer est moins soumis à magnétostriction que les alliages à fort μ.

Tout matériau magnétique sature à une induction voisine de 1 tesla (en pratique entre 0,5 et 2 T). La saturation d'un écran peut être atteinte soit par la circulation d'un courant dans le matériau, soit par un champ

externe intense. La saturation est d'autant plus rapide que l'épaisseur est plus mince. Un écran de fer sature par un champ environ quatre fois supérieur que la même épaisseur de mumétal, et 16 fois si la tôle de fer est quatre fois plus épaisse.

L'intérêt du mumétal se limite donc en pratique aux écrans de très petite taille, de faible épaisseur et de bonnes performances en champ magnétique continu ou très basses fréquences. Les matériaux magnétiques amorphes sont des bandes de métal refroidies très rapidement (de l'ordre de 1 000 °C par milliseconde) pour rester sous forme vitreuse. Ils sont peu soumis à magnétostriction et leurs pertes en champ alternatif intense sont faibles.

Détermination de l'efficacité de blindage

A partir des abaques 1-5 et 1-7, il est possible d'obtenir l'efficacité de blindage par réflexion R et par absorption A. Attention, si l'absorption est inférieure à 6 dB, cela signifie que l'épaisseur de l'écran est inférieure à 0,7 δ. L'impédance de surface Z_s n'est alors pas égale à l'impédance intrinsèque Z_i du matériau mais à la résistance de surface R_s de l'écran. La réflexion est moins bonne qu'avec un écran épais et une correction négative C doit être apportée pour obtenir l'efficacité de blindage E :

$$E = A + R + C$$

L'abaque de la figure 1-7 est peu précise pour obtenir l'absorption A pour une faible valeur d'absorption. Pour gagner en précision, il suffit de diviser par dix la lecture en décibels, soit à la même fréquence pour un écran dix fois plus épais, soit pour la même épaisseur à une fréquence cent fois supérieure.

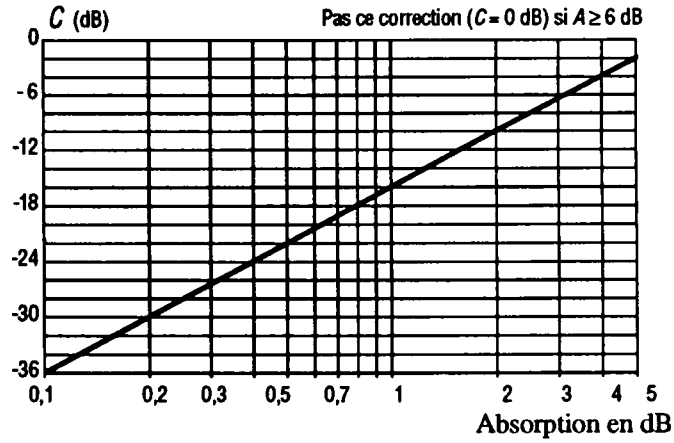


Figure 1-11 : Correction de réflexion pour une faible absorption

Application : blindage d'un champ magnétique BF sans absorption

Quelle est efficacité de blindage à 20 kHz par un écran de cuivre de 0,2 mm d'épaisseur placé à D = 20 cm d'un déviateur du tube cathodique ?

Solution :
Dans l'abaque de la figure 1-5 nous lisons pour D = 1 m à 20 kHz :
RH = 57,5 dB
Ramené à 20 cm, 5 fois plus près, soit —14 dB : RH = 43,5 dB
Dans l'abaque de la figure 1-7 nous lisons pour e = 0,2 mm à 20 kHz :
A = 3,5 dB
Pour plus de précision, nous pouvons lire l'absorption à 100 20 kHz, soit à 2 MHz pour e = 0,2 mm, soit 37 dB, et diviser ces décibels par 10, soit 3,7 dB
Puisque A < 6 dB, une correction est à apporter.
Sur l'abaque 1-11, nous lisons C = — 4 dB, d'où
E = R + A + C
E = 43,5 + 3,5 — 4 = 43 dB, soit un facteur un peu supérieur à 100.
Cet écran est déjà efficace... mais il risque de déformer l'image !

Application : Réflexion sur un écran d'aluminium

Quel est, à 1 MHz, l'efficacité de blindage apportée par la réflexion sur une tôle d'aluminium placée à 30 cm d'une antenne de champ magnétique ? Même question en champs couplés puis toujours à 30 cm en champ électrique.

Solution :
L'abaque 1-5 nous donne pour du cuivre à 1 MHz à 30 cm :
RH cuivre à 30 cm = 64 dB
RC cuivre (indépendant de la distance) = 108 dB
Pour de l'aluminium on doit ôter 2 dB :
RH aluminium = 62 dB
RC aluminium = 106 dB
Pour la réflexion en champ électrique : RE = 2.RH — RH, soit :
RE aluminium = 2.106 - 62 = 150 dB
Une telle efficacité (malheureusement théorique) est considérable...

Application : Blindage d'un champ lointain par feuillard de cuivre

Quelle est l'efficacité de blindage en champs couplés à 1 MHz par une feuille de cuivre de 35 µm (l'épaisseur standard d'un circuit imprimé) ?

Solution :
Dans l'abaque 1-5 nous lisons à 1 MHz : RC = 108 dB
Dans l'abaque 1-7 nous lisons, pour e = 35 µm : A ≈ 4,5 dB
Enfin puisque Ea < 6 dB, une correction s'applique :
Sur l'abaque 1-11 nous lisons pour A = 4,5 dB :
CdB = - 3 dB
E = RC + A + C
E = 110 dB Un tel résultat est tout à fait magnifique!
Une fine feuille de métal fonctionne essentiellement par réflexion. Au-delà de 100 MHz, l'absorption d'un feuillard de cuivre de 35 µm d'épaisseur dépasse 50 dB.

Application : Blindage d'un champ par feuille de papier aluminium

On utilise une feuille de papier aluminium de 12 µm d'épaisseur pour blinder un champ magnétique à 27 MHz. Sachant que la source est distante de 10 cm, quelle est l'efficacité de blindage d'une, puis de deux épaisseurs ?

Solution :
Dans l'abaque 1-5 nous lisons, à D = 10 cm et 27 MHz :
RH ≈ 68 dB
Dans l'abaque 1-7 nous lisons, pour e = 35 µm : A = 24 dB
L'absorption en dB est proportionnelle à l'épaisseur :
Pour e = 12 µm : A = 8 dB
Puisque A > 6 dB, C = 0 dB
E une épaisseur = 68 + 8 = 76 dB, ce qui est déjà excellent
Pour deux épaisseurs, la réflexion est la même, seule l'absorption double en dB.
E deux épaisseurs = 68 + 8 + 8 = 84 dB, ce qui est à peine meilleur.
Puisqu'un écran mince fonctionne essentiellement par réflexion, son épaisseur compte beaucoup moins que la conductivité du matériau.

Application : Blindage d'un champ magnétique BF avec absorption

On veut blinder le champ rayonné à 20 kHz par un tube cathodique avec un écran d'acier ordinaire (σ_r = 0,1 et μ_r = 500) de 1 mm d'épaisseur placé à 20 cm du déviateur du tube. Quelle est l'efficacité totale de blindage ?

Solution :
Dans l'abaque 1-5 pour du cuivre à 20 kHz : RH cuivre à 1 m ≈ 57 dB
Pour de l'acier ordinaire, il faut retrancher 37 dB
Pour se ramener à 20 cm, il faut diviser RH par 5, soit encore —14 dB
R acier à 20 cm ≈ 57 — 37 — 14
R = 6 dB c'est une très faible réflexion
Dans l'abaque 1-7 nous lisons pour du cuivre et e = 1 mm à 20 kHz :
A cuivre = 19 dB
Pour de l'acier ordinaire non saturé, nous multiplions AdB par 7 :
A = 7 x 19 = 133 dB
Enfin puisque Ea > 6 dB (c'est le moins que l'on puisse dire !) aucune correction n'est à apporter (C = 0 dB, de toutes façons, avec seulement 6 dB de réflexion, on ne pourrait pas soustraire grand chose !)

E = R + A
E = 139
Un tel résultat est excellent...Précisons qu'à cause des fuites de blindage, l'efficacité réelle de l'écran sera certainement inférieure à cette valeur.
Retenons que tout matériau épais et magnétique apporte une absorption remarquable, dès les fréquences basses, disons à partir de 10 kHz.

Application : Absorption d'un champ magnétique BF

On veut blinder le champ rayonné à 1 kHz par un écran d'acier ordinaire (σ_r = 0,1 et μ_r = 500) de 1 mm d'épaisseur placé très près d'une source de champ magnétique. Sur quelle valeur d'efficacité de blindage peut-on compter ?

Solution :
Si la source de champ H est très proche, seule l'absorption est garantie.
L'abaque 1-7 ne permet pas de descendre à 1 kHz, mais nous savons que l'absorption est dix fois plus basse en décibels à 1 kHz qu'à 100 kHz.
A cuivre = 41,5 dB à 100 kHz
A cuivre = 4,15 dB à 1 kHz
Pour de l'acier ordinaire non saturé :
A acier non saturé = 7 x 4,15 dB = 29 dB
Une telle valeur est faible. Pour atteindre 60 dB, il faudrait utiliser une tôle d'un peu plus de 2 mm d'épaisseur.
Pour de l'acier totalement saturé, il faut multiplier par 0,35
A acier totalement saturé = 0,35 x 4,15 dB = 1,5 dB...
Il est clair que la saturation n'améliore pas l'absorption !

Blindages en HF

L'efficacité d'écran d'une enveloppe n'est pratiquement fonction aux fréquences élevées, disons au-delà du mégahertz, que de ses fuites. Seuls des écrans très minces, mauvais conducteurs ou non homogènes (les vernis conducteurs, certaines métallisations minces, les tissus et les tricots) échappent à cette remarque. Les deux principaux types de fuites d'une enveloppe sont les fentes et les pénétrations de câbles mal maîtrisées.

Rayonnement des fentes

Le rayonnement d'une fente n'est simple à évaluer qu'à grande distance. Encore faut-il connaître la densité superficielle de courant coupée par la fente : l'amplitude du rayonnement d'une fente est proportionnel au courant circulant sur la face "sale" de l'écran. A proximité d'une fente, le rayonnement est pénible à mettre en équation.

Une fente dans une paroi mince, jusqu'à sa fréquence de résonance, c'est à dire quand sa longueur égale une demi-longueur d'onde, se comporte en conduction comme une inductance entre ses bords. Elle vaut environ 1 nH par centimètre de longueur de fente. Une fente de longueur L présente ainsi une inductance comparable à celle d'un conducteur de longueur L/10. Cette valeur est à peu près indépendante de la largeur de la fente et de l'épaisseur de l'écran.

Un courant de surface coupé par une fente génère entre ses bords une d.d.p. et du champ magnétique passe à travers. Une fente rayonne un champ électrique perpendiculaire et un champ magnétique parallèle à sa longueur. L'impédance du champ rayonné par une petite fente (plus courte qu'une demi-longueur d'onde) est basse, c'est à dire à prédominance magnétique.

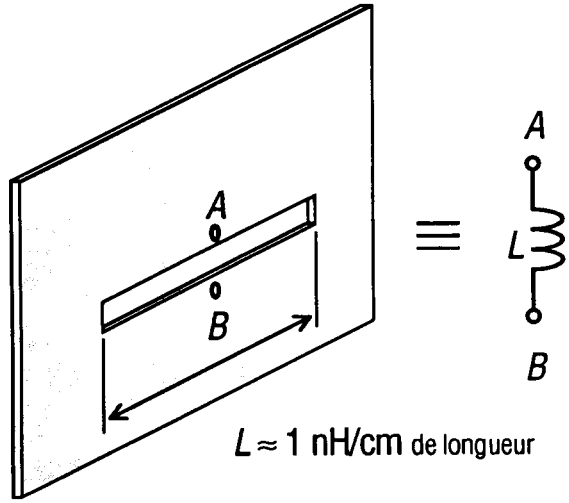


Figure 1-12 : Une fente est une inductance

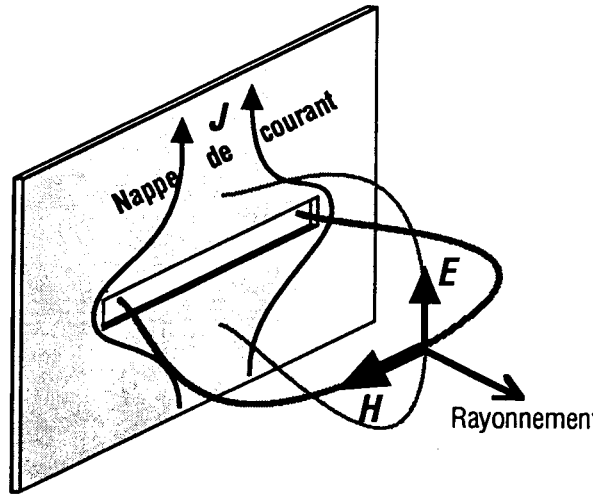


Figure 1-13 : Une fente est aussi une antenne

Le champ magnétique est bien plus "fluide" que le champ électrique ! En simplifiant beaucoup les phénomènes de blindage, nous pourrions dire que le champ magnétique pénètre assez facilement dans les coffrets blindés alors que le champ électrique reste dehors... Par réciprocité, en émission, le champ magnétique sort toujours mieux par les inévitables fuites que le champ électrique.

Pour réduire la fuite électromagnétique d'une fente, deux moyens sont possibles : par le contact électrique (appui, vis, joint ou ressort conducteur) et/ou par l'astucieux *effet de chicane*.

Effet de chicane

Cet effet est simplement obtenu par la superposition (le chevauchement) sans contact électrique mais à très faible distance des deux bords de la 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. Un facteur 10 nécessite une excellente planéité et pratiquement un contact entre les surfaces en regard... mais pas un contact électrique !

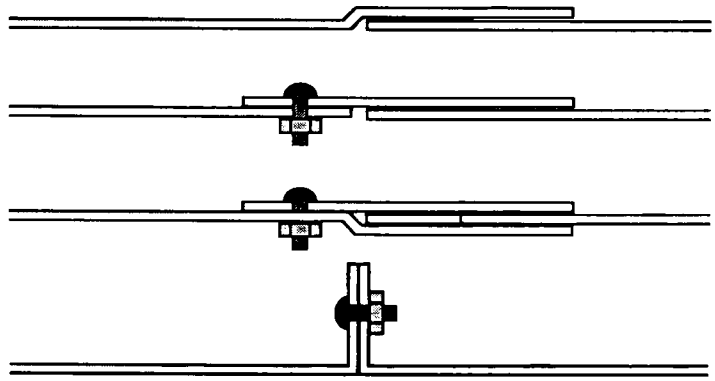


Figure 1-14 : Divers types de chicanes

L'explication physique de l'effet de chicane est simple. Une inductance L est le rapport du double de l'énergie magnétique W au carré du courant I qui la traverse ($L = 2.W / I^2$). Une fente est ainsi dans l'air un réservoir d'énergie magnétique : un champ H correspond dans l'air une énergie volumique ($0,5.\mu o.H^2$ en J/m^3). En intégrant cette énergie volumique sur le volume du champ H on obtient l'énergie W stockée. Si l'on "pince" le champ magnétique entre deux surfaces proches, le champ magnétique existe toujours (et l'énergie volumique aussi) mais le volume est fortement réduit. L'énergie totale stockée diminue aussi. L'inductance, et finalement le rayonnement, sont réduits.

L'intérêt de l'effet de chicane est évident : aucun contact électrique n'est nécessaire, donc les problèmes de pression, de vibrations ou de corrosion sont moins aigus et le vieillissement est moins critique. Enfin l'effet de chicane, contrairement aux joints et aux ressorts de contact, est efficace, même contre de faibles fuites.

Vis, joints conducteurs et ressorts de contact

Réduire une fuite de blindage sans effet de chicane impose d'assurer une bonne 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, elle est toutefois malcommode pour les démontages fréquents. Les vis autoformeuses garantissent un contact électrique durable par le filet mais le contact par la tête de vis nécessite une épargne de peinture. C'est la raison pour laquelle cette solution est coûteuse avec des coffrets peints : une épargne ou un lamage sont nécessaires. Une couche de graisse neutre, pas nécessairement "contactale", réduit la résistance électrique du contact et évite la corrosion.

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, mais on leur demande souvent bien plus :

- compenser de fortes irrégularités mécaniques
- n'exercer qu'une faible pression mécanique
- être durable dans le temps (usure, vibrations, corrosion, pollution...)
- être simple à installer et à remplacer (éviter collage et rivetage...)
- éventuellement être étanche (aux liquides, aux gaz...)
- éventuellement être disponible en double source
- éventuellement ne pas coûter trop cher...

Ne rêvons pas, un joint "bas de gamme" coûte près de 10 F/m et un joint "spécial" coûte plus de 100 F/m...

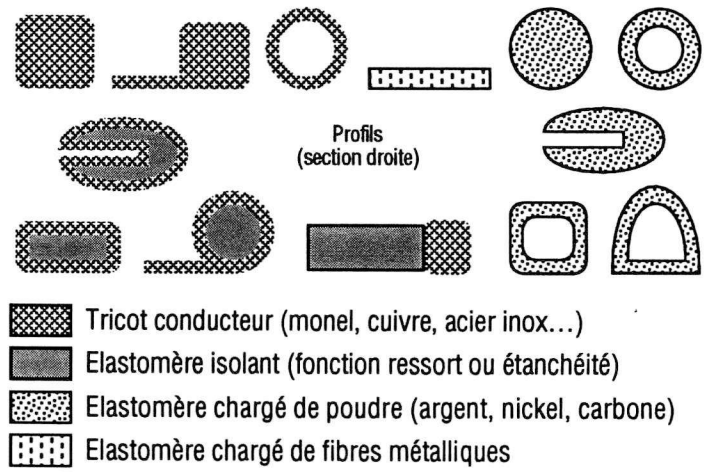


Figure 1-15 : Divers types de joints conducteurs rectilignes

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.

Une alternative aux joints conducteurs est l'usage de ressorts en cuivre au béryllium. Ils seraient certainement plus utilisés s'ils étaient moins coûteux. Il est difficile de trouver des bandes de ressorts, même de petite taille, à moins de 30 F/m environ.

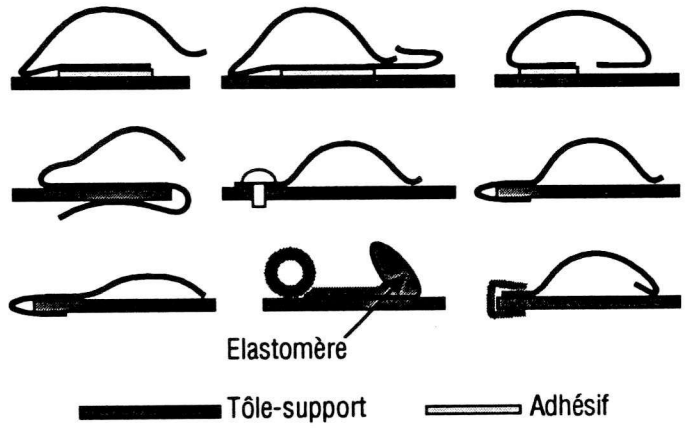


Figure 1-16 : Divers profils de ressorts conducteurs

Les doigts de contact, bandes de contacts et autres ressorts en cuivre au béryllium ont des propriétés mécaniques opposées à celles des joints. Alors qu'un joint habituel se dégrade s'il est manœuvré (soumis à des déformations répétées ou pire, s'il est frotté), la fermeture fréquente d'une porte nettoie les contacts de la corrosion naissante. On peut s'attendre à ce qu'une porte de chambre blindée qui ne serait pas ouverte durant plus d'un mois ait son atténuation qui chute de façon significative.

Pour les contacts entre tôles qui ne seront pas frottés (pour les coffrets démontables mais rarement démontés), nous conseillons l'usage de bandes autocollantes avec contacts étamés. Ces bandes brillantes sont plus performantes qu'un joint : elles maintiennent un effet de chicane entre les tôles, ne nécessitent pas de gorge, sont faciles à installer, exercent un un effort mécanique raisonnable et résistent bien à la corrosion. Pour conserver dans le temps la qualité des contacts il faudrait que la zone de contact soit, au moins localement, étamée ou nickelée. Cette précaution est aussi nécessaire pour les joints.

Les joints conducteurs ou des doigts de contact sont à peu près indispensable aux bons blindages, surtout au-delà de 30 MHz. Des ressorts de contact sont souvent d'une meilleur efficacité. En effet leur résistance de contact est plus faible que celle d'un joint classique. Quant à leur durée de vie, elle est assez comparable (typiquement une dizaine d'années).

Le rôle d'un joint conducteur ou de contacts ressorts est de permettre à un écran d'atteindre, par la limitation des fuites électromagnétiques, l'efficacité de blindage spécifiée. L'atténuation d'un joint conducteur est définie (comme pour tout effet réducteur) par le rapport de l'amplitude de la fuite sans joint à celle de la fuite avec joint. Cette atténuation dépend d'un assez grand nombre de paramètres, mais essentiellement de :

- La nature du joint (évidemment!)
- La nature des matériaux en contact (et des risques de corrosion)
- La pression mécanique (souvent exprimée en N/cm)
- La densité du courant HF à travers le joint (critique en "zone chaude")
- Et enfin de la dimension du joint.

Ce dernier point mérite une petite analyse. Si l'on veut qu'un joint soit efficace, il faut que la résistance totale de contact sur la longueur de la fuite soit sensiblement plus faible que l'impédance de la fente. Or une petite fente est une faible inductance, donc une basse impédance. Pour les zones chaudes, c'est à dire le voisinage des connecteurs, des filtres de traversée de cloison, la plaque collectrice, etc, nous conseillons de choisir la solution la plus performante : des ressorts de contact.

Boucher une fente de l'ordre du centimètre est une mission impossible jusqu'à 1 GHz pour un joint, si bon soit il ! Par ailleurs un joint sans gorge éloigne les surfaces en regard, ce qui réduit un éventuel effet de chicane. Il est donc normal qu'un joint de petite taille, pour une embase de connecteur par exemple, présente une efficacité de blindage négative ! Ce n'est qu'aux hyperfréquences (à partir de quelques GHz) que de petits joints peuvent se justifier.

A l'inverse, un joint de grande longueur, un joint de porte par exemple, peut être de médiocre résistance linéique. Un joint chargé au graphite peut même suffire. Il apporte un effet réducteur sensible grâce à sa grande longueur. En résumé dans les zones chaudes ce sont des contacts directs (par vis, par appui direct ou par ressort) qui sont souhaitables. Au contraire, le long des grandes ouvertures en zone froide, un joint moyennement conducteur convient.

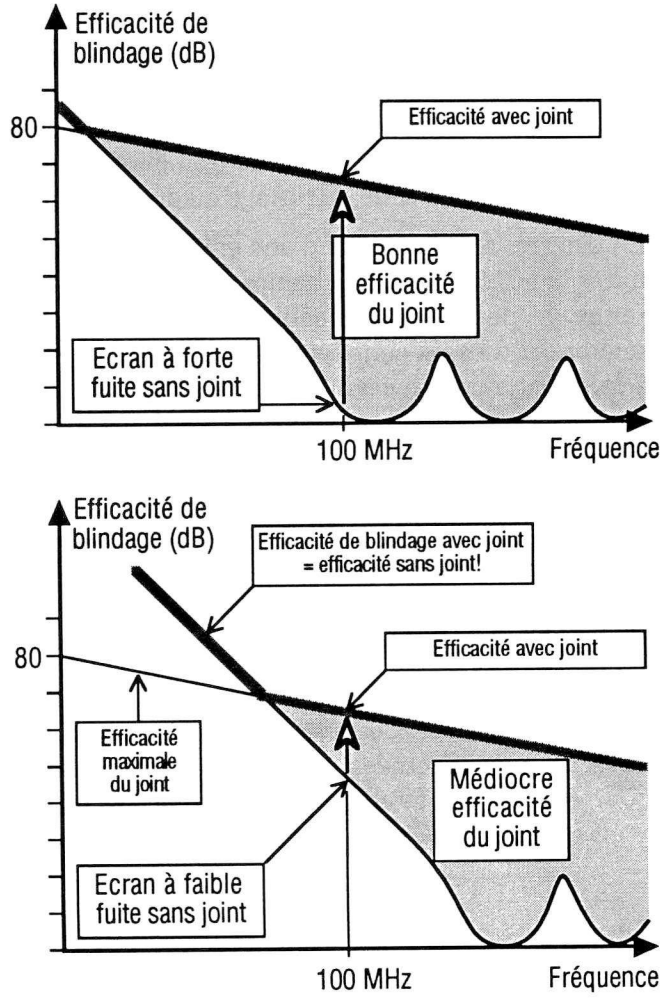


Figure 1-17 : Efficacité d'un joint selon la fréquence et l'écran

Rayonnement des conducteurs

Les câbles se comportent souvent comme des antennes plus efficaces que les coffrets eux-mêmes. D'excellents spécialistes prétendent qu'en HF les seuls les problèmes de CEM à considérer sont les courants de mode commun sur les câbles ! Il est inutile d'améliorer l'efficacité de blindage d'un coffret au-delà de celle du filtrage ou du blindage du pire de ses câbles.

En d'autres termes le rôle d'une enveloppe conductrice est à la fois de limiter la pénétration des champs mais aussi et surtout de fournir une référence de potentiel aux câbles d'entrées/sorties. Il est souhaitable de référencer tous les connecteurs blindés, les presse-étoupe et les filtres HF à la même masse mécanique, en les montant si possible en traversée de paroi.

Nous abrégerons l'expression *Tôle de Référence de Potentiel* par son acronyme : *TRP*. Sa fonction 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. Le rôle de la TRP pour un coffret est semblable à celui de la plaque collectrice pour un îlot (voir tome 2).

Regrouper tous les câbles d'interconnexion entre l'enceinte et l'extérieur ne signifie pas que toutes les mises à la masse d'une enceinte conductrice doivent être effectuées en étoile autour de la TRP ! D'autres liaisons courtes sont souhaitables. En particulier le 0 V d'une unité centrale devrait être raccordé à la masses du châssis en de nombreux points.

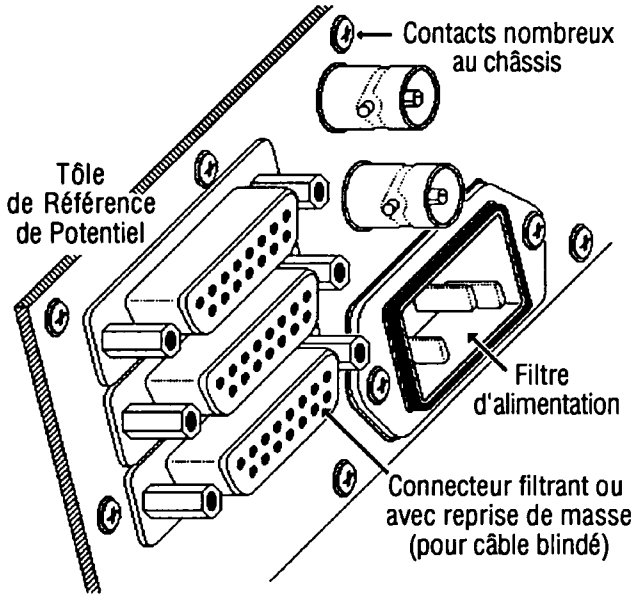


Figure 1-18 : Regroupement des câbles d'entrées/sorties sur la TRP

Un écran électromagnétique n'est jamais parfait. Pour limiter le rayonnement d'une fuite de blindage il suffit de limiter le courant de surface qui la traverse. La densité de courant induite par les champs sur une paroi est inférieure à celle sur les câbles externes. La meilleure solution pour réduire les courants d'enveloppe est de réduire la zone chaude à la seule TRP. Elle doit donc être homogène et bien conductrice; elle améliore l'efficacité de blindage du coffret en réduisant la surface supportant une forte densité de courant.

Aucun câble non filtré et non blindé (ou blindé mais mal raccordé, voir chapitre 3) ne devrait pénétrer dans un coffret blindé. L'efficacité de blindage de l'enveloppe serait sinon pratiquement ruinée. Or tous les équipements n'ont pas une topologie adaptée au concept de la 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 :

❶ 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.

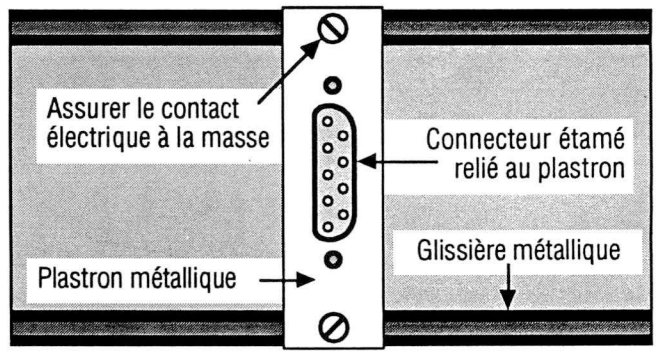


Figure 1-19 : Utilisation d'un plastron en TRP

❷ 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.

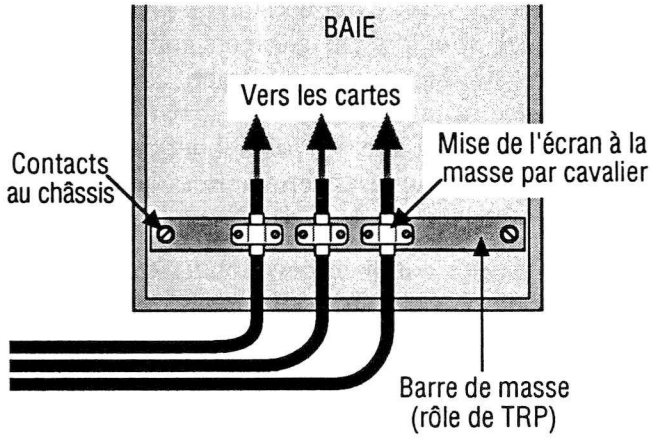


Figure 1-20 : Regroupement des câbles blindés sur barre de masse

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. Il est rarement facile de réduire les fuites d'un blindage. Compte tenu de l'importance de l'équipotentialité de l'enveloppe pour la bonne immunité des électroniques, proposons quelques règles efficaces, souvent simples à respecter.

❶ 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. Evitons l'ajout de frein-filet qui risque d'isoler les vis.

❷ Toute structures 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 quatre contacts réalisés par vis, par ressorts ou par des tresses aussi courtes que possible.

❸ 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...).

❹ Les parties conductrices mobiles ou amovibles de taille significative (disons de plus de 20 cm) devraient être mises au contact du châssis 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.

Aucune performance exceptionnelle n'est exigée pour la résistance des contacts entre parties mécaniques. Pour limiter les fuites de blindage mieux vaut multiplier le nombre des contacts que de chercher à réduire leurs résistances. Aucune fente, même "cachée" ne devrait excéder 30 cm. Il est souhaitable d'assurer un contact tous les 10 cm, et encore moins en zone chaude.

Pour les surfaces en contact avec des joints conducteurs ou des ressorts de contact nous préconisons un nickelage électrolytique. Ses variantes de type "electroless" (de nickel–bore ou nickel–phosphore) conviennent aussi. La métallisation electroless permet une faradisation efficace des pièces en plastique. Pour qu'une TRP "industrielle" soit efficace, il faut que sa résistance de surface (mesurée à l'ohmmètre entre deux points) soit inférieure à 0,1 Ω environ.

Un vernis au nickel est moins conducteurs qu'une métallisation mais est acceptable pour un blindage modestes (disons pour une efficacité de blindage de l'ordre de 30 dB) si sa résistance de surface est inférieure à 1 Ω.

D'autres méthodes de métallisation des plastiques existent. Le "shoopage" par projection de zinc donne d'excellents résultats. Attention toutefois aux pertes de granules qui se détachent (passer la peau de chamois). Les vapeurs toxiques de zinc ont fait abandonner cette méthode aux USA.

La métallisation "flash" (ou "Elamet") par vaporisation d'aluminium sous vide donne également d'excellentes résistances de surface tant que la corrosion n'isole pas les points de reprises de masse. Cette méthode est réservée à des équipements de série. Elle n'est pas adaptée à des corrections sur site.

Coffrets blindés du commerce

Nous conseillons dans la mesure du possible l'emploi de coffrets blindés industriels (Alcatel, Schroff ou Transrack par exemple) : ils sont performants et économiques. Il est possible d'acheter des baies et des coffrets faradisés de tailles diverses. Leur efficacité de blindage final ne dépend pratiquement que du soin apporté aux traitement de la pénétration des câbles.

Les équipements commerciaux type micro-informatique sont utilisables en environnement industriel s'ils respectent les normes d'émission CEM classe A (au moins l'une des normes : européenne EN 55022 ou américaine FCC part 15 subpart J) plus la norme d'immunité CEI 1000-4-4 au moins au niveau 3.

Les équipements micro-informatiques des grands constructeurs internationaux sont acceptables sans risque. Les équipements industriels garantis "durcis en CEM" par les constructeurs sérieux le sont également. En cas de doute, il convient d'effectuer les tests ci-dessus. L'expérience montre que les matériels à large diffusion sont souvent meilleurs en CEM que les équipements spécifiques, même de coût très supérieur. Efforçons-nous donc de remplir le maximum de fonctions possibles avec des matériels électroniques standards.

Il importe de maîtriser toute modification mécanique ou électronique d'un matériel commercial. En HF, dégrader l'immunité d'un système est simple, elle peut survenir sans y prêter garde par une modification à priori mineure: ajout d'une carte, changement d'un câble blindé...

En cas d'ajout de cartes ou de fonctions spécifiques (particulièrement des liaisons d'entrée/sortie, des modules d'extension, etc), c'est à dire dès que le matériel n'est plus strictement conforme à la configuration de base du constructeur, il devient impératif de vérifier que le test d'immunité CEI 1000-4-4 passe encore avec succès. En salle informatique ou autres locaux "calmes", la tenue du test au niveau 2 doit être considérée comme un minimum.

Faradisation modeste de locaux

La faradisation globale d'une salle est sans doute la solution la moins couteuse lorsqu'il est nécessaire de gagner en rayonnement un facteur supérieur à 10 pour plusieurs baies dans la gamme de 30 à 1000 MHz. De tels problèmes peuvent se produire en émission à proximité d'un centre de réception radioélectrique ou en immunité à proximité d'un émetteur radioélectrique puissant.

Si l'atténuation nécessaire dans la gamme des ondes métriques (disons entre 10 et 300 MHz) est inférieure à un facteur 100 (moins de 40 dB, ce qui est certainement la majorité des cas), une faradisation modeste est possible. Il suffit de recouvrir les murs, le plafond et le plancher par un revêtement conducteur dont la résistance de surface soit inférieure à 1 Ω.

Nous utilisons une formule simple de calcul de l'atténuation apportée par réflexion d'un champ lointain sur une paroi homogène : $E = 50 / Zs$. La théorie voudrait que l'efficacité de blindage par réflexion en champs couplés soit de $94 / Zs$, mais ce serait négliger les inévitables résonances qui réduisent cette performance. L'atténuation réelle peut être meilleure grâce à l'absorption, si l'épaisseur de la paroi conductrice est supérieure à l'épaisseur de peau. Ce n'est jamais le cas des vernis conducteurs.

Une impédance Zs de 1 Ω peut être obtenue, outre par la plupart des peintures conductrices (vernis cuivre ou nickel), par toute feuille métallique même très mince, par un tissu conducteur (Etablissement Gantois à Saint-Dié par exemple) ou même par un tricot métallique à petites mailles, bien tendu et si possible étamé.

Il est possible de marier divers matériaux conducteurs (vernis conducteur aux murs, tissu aux fenêtres...) à la seule condition d'assurer un contact électrique entre les différents revêtements. La principale difficulté est d'assurer un contact périphérique autour des portes et fenêtres. La meilleure solution pour blinder les fenêtres sans les occulter est de les condamner et de les blinder par un tissu conducteur (ou un tricot bien tendu) soudé en périphérie.

Une porte est toujours délicate à blinder. Il faudrait en effet assurer une reprise de masse sur tout son pourtour. Mesurer le champ transmis à travers la porte permet de décider de l'ajout d'une porte blindée ou d'une simple chicane. Pour une atténuation modeste, la fuite par une petite porte peut être acceptable.

Tous les conducteurs (tuyaux, chemins de câbles, gaine de ventilation...) qui pénètrent dans une pièce faradisée doivent être reliés à l'écran en traversée de cloison. Le mieux est de les regrouper sur une plaque collectrice elle-même reliée en périphérie au blindage de la salle. Cette même tôle devrait servir de support aux filtres d'énergie et aux protections des lignes de communication.

Pour les conducteurs ne pouvant pas être filtrés à la plaque collectrice, l'utilisation de manchons de ferrite est possible. Il suffit d'enfiler des tores de ferrite sur tous les câbles non filtrés. Une longueur de l'ordre du mètre peut être nécessaire. Les tores de ferrite devraient avoir un diamètre interne aussi faible que possible et surtout devraient être plaqués contre le blindage : une ferrite est d'autant plus efficace en HF que le câble est plus près de la masse. Il faudrait installer ces "tubes absorbants" à proximité de la traversée de cloison. Contre les champs HF il est inutile de filtrer les câbles en mode différentiel.

Plus la fréquence est élevée, plus les champs se couplent directement aux circuits et moins le couplage par les câbles est important. Un câble se comporte aux hyperfréquences comme un filtre passe-bas. au-delà du gigahertz (champ d'un radar par exemple) une paroi conductrice peut fonctionner par "effet d'ombre". Des effets d'ombre inattendus peuvent parfois sauver des situations préoccupantes sur le papier... Ainsi des bois feuillus atténuent fortement les champs radio-électriques au-delà de 100 MHz. Bien entendu, en réception radio, l'effet d'ombre (d'un immeuble, d'une colline...) n'est pas favorable !

Citons enfin deux méthodes simples pour réduire les effets d'un champ hyperfréquence. Lorsque le champ pénètre par une fenêtre, il suffit souvent de la munir de "stores vénitiens" métalliques inclinés. Enfin il est parfois possible de résoudre un problème de rayonnement direct par la simple rotation de l'équipement perturbé, par la modification de l'angle d'incidence du champ.

Rappelons que l'atténuation apportée par le ferraillage du béton est significative, de l'ordre d'un facteur 10, dans la gamme 1 à 100 MHz, surtout si les fers à béton conduisent les courants dans les deux directions. Le soudage des fers est peu coûteux...avant la coulée !

Aux fréquences supérieures à 100 MHz les ferraillages n'offrent plus guère d'atténuation aux champs à cause de la dimension des mailles supérieure à la demi-longueur d'onde. Une faible efficacité de blindage peut toutefois être conservée, disons de l'ordre d'un facteur 2. Les feuilles d'aluminium bitumé utilisées pour étancher les toitures sont très efficaces au-delà de 300 MHz.

La *protection répartie* contre les champs est une méthode économique. Elle consiste à regrouper les organes sensibles aux champs (ou bruyants) au cœur des bâtiments, avec plusieurs enveloppes réfléchissantes vers l'extérieur. Ce principe des "poupées russes" a l'avantage de ne pas se dégrader dans le temps. Attention, l'efficacité d'écrans gigognes ne s'additionnent pas en décibels : deux enveloppes de 20 dB permettent d'atteindre sans doute 30 dB mais probablement pas 40 dB. La raison en est l'impédance des champs et le rayonnement des câbles.

Faradisation efficace de locaux

Lorsque la réduction du champ atteint ou dépasse la centaine, il n'est plus possible d'utiliser une solution économique. Il faut installer une "vraie" cabine blindée avec des filtres de traversée qu'il est souhaitable d'adapter au besoin réel afin de ne pas investir dans des filtres surdimensionnés. Les vernis conducteurs habituels deviennent insuffisants. Des tôles soudées ou une cabine modulaire vissée avec une porte blindée et des filtres coaxiaux montés en traversée de paroi deviennent nécessaires.

La tôle de blindage peut être au choix du cuivre ou de l'acier. Le cuivre a l'avantage d'être ductile et de se braser facilement à l'étain. L'acier soudé est meilleur en BF. Les tôles ont tendance à se gondoler, mais cela ne nuit pas à leur efficacité. Pour l'installation d'une porte blindée, nous conseillons de faire appel à une société spécialisée : l'expérience et le soin des monteurs comptent. La procédure d'entretien des contacts de porte doit être définie... et respectée !

Contrairement à ce que prétendent certains, la qualité de la terre d'une cage de Faraday est indifférente à son efficacité. Son raccordement à la masse du bâtiment est nécessaire pour la sécurité des personnes. Une "terre de choc" n'est ni utile ni même légale si elle est séparée de la terre de protection du site.

Si un courant BF important est écoulé à la terre, c'est à cause d'un mauvais isolement galvanique d'au moins un des câbles externes. Un transformateur secteur d'isolement limite le courant de fuite des filtres secteur à la terre.

Les cabines blindées sont réservées aux cas difficiles, pour les besoins industriels courants, aucune faradisation ne nécessite une telle efficacité. Tout au plus est-il souhaitable d'installer une enveloppe équipotentielle autour de certains équipements industriels (torches à plasma, machines à souder HF, etc). Dans ces cas, de modestes performances suffisent le plus souvent. Si une atténuation d'un facteur 30 entre 3 MHz et 30 MHz est suffisante pour résoudre les problèmes d'immunité, une enveloppe soignée en simple chaudronnerie suffit.

Corrosion

Pour des matériaux en contact, la corrosion est un problème majeur. La règle bien connue des 300 mV de couple électrochimique à ne pas dépasser convient pour limiter le risque de corrosion profonde. Elle est insuffisante pour garantir une faible résistance de contact dans le temps. Ainsi l'aluminium et l'acier sont incompatibles, bien que leurs potentiels électrique ne diffèrent que de 5 mV. A l'inverse l'étain et le magnésium sont compatibles malgré un couple de 1,2 V. Seule l'expérience permet de déterminer les métaux compatibles pour obtenir de bons contacts électriques durables.

Compatibilité électrique entre métaux

Les tôles galvanisées à chaud (mates) sont isolantes donc ne conviennent pas à la réalisation d'écrans. Les tôles électrozinguées (brillantes) passivent la tranche des tôles sectionnées par migration du zinc, mais par l'humidité elles se recouvrent d'une poudre isolante appelée "rouille blanche". Dommage !

Les tôles cadmiées, bichromatées ou alodynées sont recouvertes d'une fine pellicule isolante. Seuls les joints conducteurs type "tapis-brosse" chargés de fils métalliques qui perforent la pellicule isolante conviennent avec certitude. Un défaut de ce type de joint est le risque de perte des fils par la tranche. De plus, après un démontage, les premier points de contact peuvent s'oxyder.

L'aluminium se recouvre d'alumine et n'est pratiquement compatible avec aucun autre métal que lui-même. Son nickelage est délicat. Il est toujours possible de découpler des métaux incompatibles par soudure de plaques bi-métal colaminée. Pour découpler une cabine en aluminium de ses ressorts de porte en cuivre–béryllium, il suffit de souder sous argon une bande bi-métal aluminium–cuivre. Les marins préconisent des épaisseurs de 0,4 mm de cuivre et 2,2 mm d'aluminium, on peut leur faire confiance : la chaleur humide, le brouillard salin et les vibrations, ils connaissent !

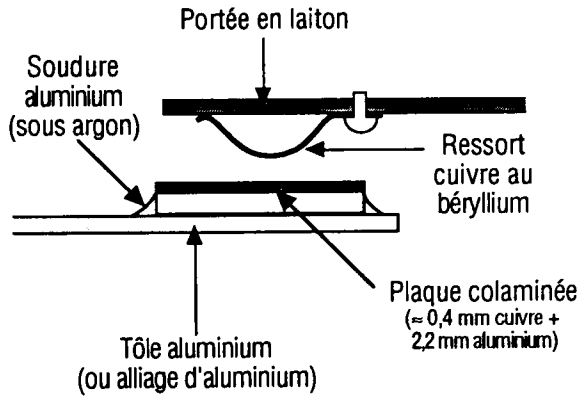


Figure 1-21 : "Découplage" d'une tôle d'aluminium

L'argent est un métal dont l'oxyde est aussi bon conducteur que le métal lui-même. Pourtant il ne convient pas si des vapeurs soufrées (pollution urbaine, chaufferies, moteurs diesel, etc) risquent de s'y fixer pour former une couche noire (donc isolante) de sulfure d'argent. De plus il coûte... de l'argent.

L'étain, et son alliage voisin l'étain–plomb, est compatible avec tous les métaux usuels. L'étain est malheureusement très mou, donc très vulnérable au phénomène de "fretting corrosion" : les vibrations usent l'étain en poussières... et la poussière d'étain est isolante. Le fer "blanc" (étamé) convient lorsqu'aucun risque de vibration n'est à craindre, pour les connecteurs sub-D par exemple. N'installons pas de barrettes mémoires avec des contact étamés dans un micro-ordinateur ventilé (un ventilateur vibre) : à terme la panne serait probable.

L'acier inoxydable n'est inoxydable qu'avec lui-même... et encore, cela dépend de sa nuance, des taux de chrome et de nickel en particulier. L'acier inox peut se passiver en surface : un contact électrique par un simple appui (sans vis autoformeuses ni soudure) est difficile à garantir.

Le nickel reste en pratique le seul métal de surface sans problème de CEM. Pour garantir un contact durable en cas de vibrations, une épaisseur de 50 µm est conseillée. L'acier inoxydable peut être nickelé que sur une épaisseur de 10 µm seulement (ce qui est déjà beaucoup !).

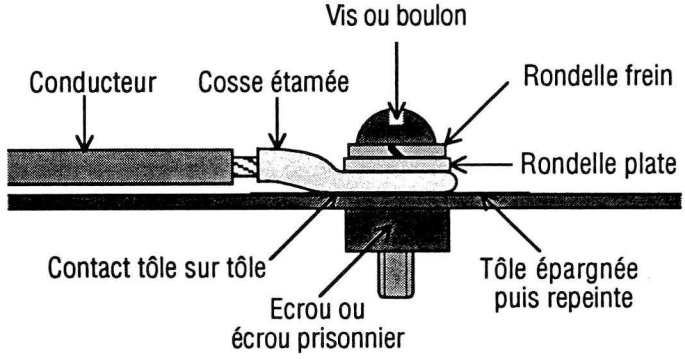
Le nickel n'a que deux défauts : il coûte cher et il est très dur (les pièces de 1 F sont en nickel pur). Il est impossible de nickeler des ressorts conducteurs car ils se pèleraient comme un oignon ! Les ressorts de contact étamés soumis à frottements s'usent, les argentés se sulfurent. Bref, laissons donc les ressorts de contact sans revêtement de surface, les frottements lors des manœuvres se chargeront d'ôter les inévitables traces d'oxyde en surface.

Contacts par soudures

Un contact électrique entre métaux est difficiles à garantir dans le temps par simple pression, surtout en présence d'électrolyte (d'eau par exemple). Lorsqu'un démontage est inutile, toute méthode de soudure est préférable. Par soudure, il faut entendre l'alliage moléculaire des deux parties en contact.

Un vissage, grâce à sa forte pression (environ 100 kg/cm^2), assure une "soudure à froid". Seuls certains revêtements isolants ou l'ajout de frein-filet peuvent interdire le contact électrique entre le filet de vis et le trou taraudé. Un contact direct entre la tôle et la cosse est toujours souhaitable. De la graisse neutre ou mieux "contactale" permet d'éviter la pénétration d'électrolyte.

Les vis autoformeuses nickelées garantissent un bon contact. Elles sont peu coûteuses, faciles d'emploi, démontables plusieurs fois dans du métal (mais pas dans du plastique) et résistent bien à la corrosion. Seules les vis autoformeuses peuvent garantir un contact électrique sûr par le filet.



La pression entre cosse étamée et tôle épargnée (100 kg/cm^2)
suffit à assurer le contact électrique. Repeindre après serrage.
Le contact par la tête n'est garanti que pour les vis autoformeuses

Figure 1-22 : Des vis réalisent des "soudures à froid"

Les rondelles de type "éventail" ou dérivé peuvent assurer un contact à travers la peinture mais la protection contre la corrosion est nécessaire. Attention, les écrous à cage sont souvent isolés de la tôle. Les revêtements époxy cuits au four sont extraordinairement résistants ! La plupart des rivets pop sertis après peinture ne garantissent pas la continuité électrique.

Les contacts entre masses peuvent être mesurés en continu. La variation d'une résistance de contact en fréquence est négligeable. Seuls les mauvais contacts sont dissymétriques selon la polarité du courant. La mesure n'est stable que pour un courant supérieur à 0,1 A environ. Il convient en outre de ne pas dépasser une dizaine de volts à vide pour ne pas risquer de perforer une pellicule isolante d'oxyde.

La soudure à l'arc est préférable à un brasage car la haute température de l'arc brûle les impuretés (carbone en particulier). Toutefois, pour les besoins courants, un brasage à l'étain ou à l'argent convient tout à fait.

Conclusions sur les blindages

La plupart des problèmes de CEM sont solubles par des remèdes en conduction. L'installation d'une TRP sur chaque bâti suffit presque toujours à résoudre les perturbations intersystèmes, même en rayonnement. C'est heureux car l'amélioration de l'atténuation d'une enceinte après conception n'est jamais facile, parfois impossible, souvent temporaire et toujours ingrate.

Les deux difficultés majeures des blindages sont le champ magnétique à très basse fréquence et les fuites en HF en "zones chaudes". En champ magnétique BF il convient de choisir des matériaux épais. Les fentes sont particulièrement néfastes au voisinage de la TRP : la densité de courant y est intense et les câbles couplent avec efficacité l'intérieur et l'extérieur.

Tous les blindages seraient théoriquement parfaits en HF... s'il n'avaient pas de fuites ! L'efficacité d'un blindage ne peut pas être meilleure en HF que le plus mauvais de ses filtres... ou pour un bon filtre que son montage.

La raccordement en étoile des masses accessibles par des conducteurs de protection à une borne de terre est acceptable pour raison de sécurité. Ne confondons pas cette règle de sécurité BF avec les exigences d'un blindage HF. De nombreux contacts doivent être ajoutés entre les structures conductrices pour obtenir une enveloppe bien équipotentielle, c'est à dire sans longue fente.

Par ailleurs le filtrage des câbles externes sur la TRP ne doit pas être compris comme un raccordement à la masse des circuits actifs en étoile autour d'un potentiel "propre" ou "magique". C'est simplement un filtrage à la frontière équipotentielle pour laisser en mode commun les courants externes dehors... et les courants internes dedans ! Seule une plaque bien conductrice, de faible surface et non fendue peut être très équipotentielle.

Rappelons que le raccordement des masses en étoile à une borne de référence (ou à la terre) n'est qu'une règle de sécurité en BF. Il est inutile et dangeureux car toujours insuffisant en HF. En CEM, la principale vertu est la même en conduction et en rayonnement : l'équipotentialité.

2

PROTECTIONS EN CONDUCTION

La plupart des problèmes de CEM peuvent être résolus par l'utilisation de protections en conduction. Sur site, il est plus facile d'ajouter un composant de protection sur un câble que d'ajouter et même de modifier un blindage.

Trois types de protections peuvent être combinées : les *filtres*, les *limiteurs de surtensions* et les *symétriseurs* dont les isolements galvaniques. Dans tous les cas ces protections sont installées sur une ligne électrique (un câble de signal ou de puissance) pour protéger les circuits en aval.

Chacune de ces protections possède des performances, des contraintes et des limites d'utilisation assez faciles à mesurer (plus faciles qu'en rayonnement) et importantes à connaître. C'est l'objet de ce chapitre.

Conformément à la vocation de ce petit manuel, nous éviterons les formulations mathématiques. Nous sommes convaincus que la maîtrise des phénomènes peut se passer, sinon des ordres de grandeur, du moins des grandes équations. Nous suggérons au lecteur intéressé par les prédictions fines ou les calculs d'optimisation de se reporter à un livre plus théorique. Sur les filtres, il existe de bons ouvrages en français (et bien sûr en anglais).

Les filtres

Nous ne traiterons ici que des filtres matériels utilisés en interface pour des raisons de CEM. Nous signalerons les filtres actifs, les filtres radio et les filtrages par logiciel, mais sans entrer dans leurs détails.

Un filtre de CEM est composé de condensateurs, d'inductances et/ou de résistances. C'est un dispositif linéaire... tant que leurs inductances ne sont pas saturées. Un légère augmentation de capacité est observable pour les condensateurs soumis à de fortes tensions. Un filtre en CEM fonctionne en rejetant les parties inutile du *spectre fréquentiel* des signaux électriques.

Structures des filtres CEM

La façon habituelle de classer les filtres est de distinguer les quatre fonctions de base : passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande. Ils sont composés d'inductances, de condensateurs et parfois de résistances. Si un filtre supporte peu de pertes (dans ses résistances ou ses ferrites), il fonctionne essentiellement par désadaptation d'impédance, c'est à dire par *réflexion*. Si un filtre contient des composants supportant des pertes, il fonctionne aussi par *absorption*.

Un filtre 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.

Il ne faut pas confondre la perte d'insertion d'un filtre avec sa *fonction de transfert* qui est l'amplitude du signal en sortie par rapport à celle en entrée. La notion de fonction de transfert n'est utilisée que pour les filtres signaux. Pour un filtre électronique, l'impédance des circuits est à peu près indifférente. Pour les filtres CEM, le courant importe autant que la tension et connaître les impédances des circuits est essentiel.

Si nous prenons l'exemple d'un filtre composé d'un simple condensateur (supposé parfait) de 1 µF sur un circuit de 50 Ω/50 Ω, la perte d'insertion est une pente à 20 dB par décade à partir de 6,35 kHz. Sa fonction de transfert en tension, quant à elle, est égale à 1 à toutes les fréquences !

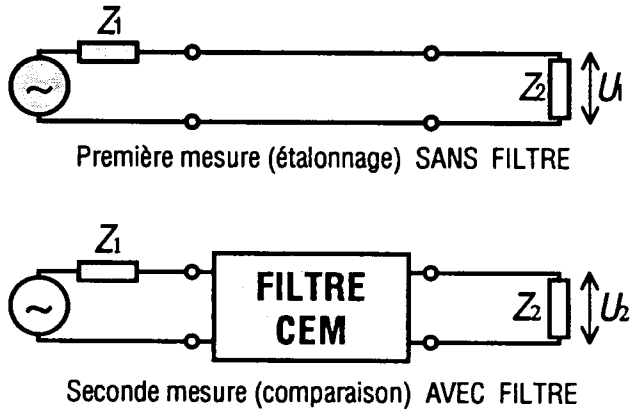


Figure 2-1 : Perte d'insertion (ou atténuation) du filtre = U_2 / U_1

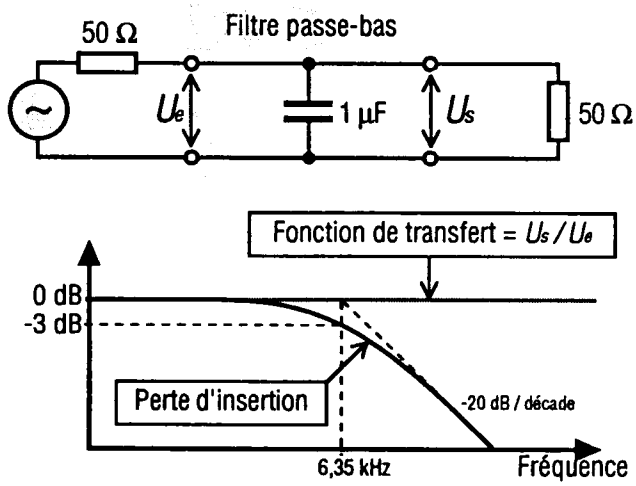
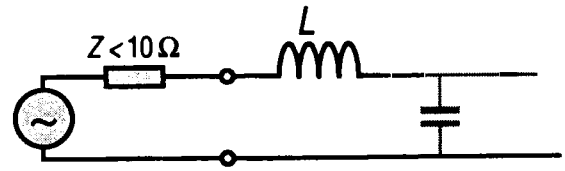


Figure 2-2 : La perte d'insertion n'est pas la fonction de transfert

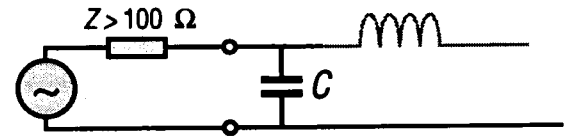
Pour un filtre antiparasites, c'est la perte d'insertion et non la fonction de transfert en tension qui importe. La désadaptation d'impédances du circuit amont vers le circuit aval n'est pas prise en compte par la notion de fonction de transfert en tension, alors qu'elle l'est par la perte d'insertion.

La perte d'insertion d'un filtre à faible absorption (avec condensateurs et inductances à faibles pertes) ne dépend que de la désadaptation d'impédance qu'il introduit dans le circuit. Les impédances des circuits amont et aval sont des données essentielles au choix d'un filtre. Pour une forte réflexion, un filtre doit présenter une impédance très différente de celle du circuit où il est installé.

Pour une forte perte d'insertion, un filtre installé sur un circuit à faible impédance devrait présenter une forte impédance : sur une impédance inférieure à 10 Ω en HF, un filtre devrait avoir une self en tête. A l'inverse un filtre installé sur un circuit à haute impédance devrait présenter une basse impédance : sur une impédance supérieure à 100 Ω en HF, un filtre devrait avoir un condensateur en tête.



Côté basse impédance, placer une self en tête



Côté haute impédance, placer un condensateur en tête

Figure 2-3 : Désadaptation d'impédance entraîne perte d'insertion

Un filtre passif est *réciproque* tant qu'il reste linéaire. Cela signifie que pour des impédances amont et aval données, la perte d'insertion est la même de l'entrée vers la sortie et de la sortie vers l'entrée. Il suffit qu'en inversant le sens de la mesure, les impédances amont et aval restent inchangées. Attention, pour être linéaire, le filtre doit conserver ses inductances non saturées.

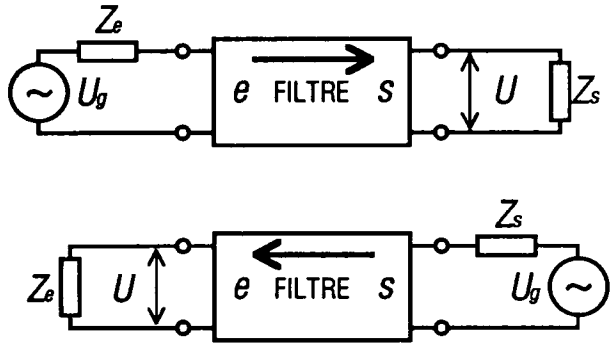


Figure 2-4 : Un filtre linéaire passif est réciproque : atténuation égale dans les deux sens

Réciprocité ne signifie pas réversibilité (avec la même atténuation en retournant le filtre tête-bêche). Il n'y a que sur un banc de mesures que les impédances amont et aval peuvent être égales. Dans un circuit 50 Ω/50 Ω, tout filtre est évidemment réversible. Le risque de monter un filtre à l'envers existe. Les constructeurs de filtres secteur indiquent toujours le côté secteur (indiqué "Netz", "réseau" ou "power line") et le côté charge (parfois indiqué "load").

En cas de montage d'un filtre à l'envers, la désadaptation risquerait à certaines fréquences de se transformer en adaptation. La perte d'insertion peut être excellente dans un sens et devenir inférieure à l'unité en sens inverse. Cela ne signifie pas qu'un filtre passif amplifie les signaux (un prix Nobel serait à la clé) mais simplement qu'il peut adapter les impédances entre l'amont et l'aval.

Un filtre est toujours réciproque mais il n'est réversible que s'il est de structure symétrique ou si les impédances amont et aval sont égales.

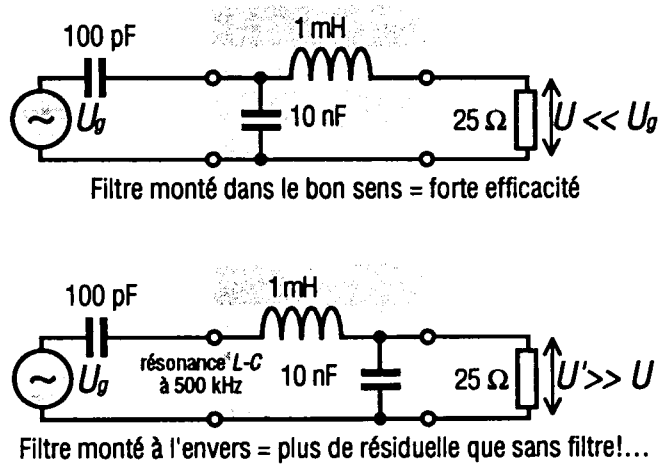


Figure 2-5 : Réciprocité de signifie pas réversibilité

Dans l'exemple de la figure 2-5, à la fréquence de 500 kHz, en absence de filtre, la tension aux bornes des 25 Ω est environ 125 fois plus faible que celle Ug du générateur. En présence de filtre la tension est réduite de sa perte d'insertion soit un facteur 100 (ou 40 dB). Mais si on monte le filtre à l'envers, la tension aux bornes des 25 Ω tend vers Ug. Au lieu d'une perte d'insertion de 40 dB on subit un "gain d'insertion" de 40 dB (en théorie 42 dB), soit au total une différence de 80 dB par rapport au montage dans le bon sens !

Pour se mettre raisonnablement à l'abri des problèmes de résonance, les normes mesurent la perte d'insertion dans des impédances différentes, en général dans 0,1 Ω / 100 Ω. Dans le pire cas le "gain d'insertion" G d'un filtre chargé de part et d'autre par des résistances r et R peut atteindre :

$$G = (r + R) / 2\sqrt{r.R}$$

Soit 24 dB dans 0,1 Ω / 100 Ω. Avec les filtres, on peut passer du temps à s'amuser des maths.

Filtres passe-bas

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 filtres de type passe-bas. Le filtre le plus simple est composé d'un simple condensateur à la masse. L'efficacité d'un tel filtre est médiocre, surtout avec des condensateurs discrets à cause de leur inductance série et de leur montage sur carte au lieu de la TRP. Seul un condensateur coaxial monté en traversée de paroi peut avoir d'honorables performances en HF sans nécessiter d'impédance ajoutée en série.

L'efficacité d'un condensateur est très variable avec les impédances des lignes amont et aval, données que l'on ne maîtrise que très approximativement en HF. En ajoutant des ferrites tout s'améliore, on obtient alors un filtre d'ordre supérieur.

Une amélioration de l'efficacité d'un condensateur s'obtient par l'ajout d'une résistance en entrée de carte. Une résistance supérieure à 10 Ω réduit les résonances HF internes au câble. Une résistance supérieure à 100 Ω améliore la désadaptation par le condensateur. Une résistance supérieure à 1 kΩ permet de référencer le condensateur au 0 V électronique sans rendre critique la liaison locale du 0 V à la masse du châssis. Enfin une résistance de l'ordre de 10 kΩ peut suffire à rejeter les perturbations HF de *mode commun* sans autre condensateur que la capacité parasite du circuit aval.

Toute entrée analogique devrait être filtrée en HF par un filtre passif passe-bas (au moins par un R-C) dont la fréquence de coupure et l'impédance sont choisies en fonction de la bande passante et de l'impédance de la source.

Il importe de veiller au bon appariement des deux filtres sur des entrées symétriques à haute réjection de mode commun. Sinon, la réjection de mode commun serait ruinée par le déséquilibre des entrées (par conversion du mode commun en mode différentiel). C'est un des problèmes des connecteurs filtres et des limiteurs capacitifs sur circuits à hautes impédances, nous y reviendrons.

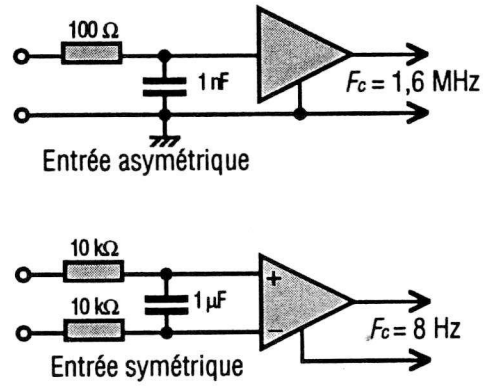


Figure 2-6 : Exemples de filtres R-C d'entrée

Toute sortie analogique vers l'extérieur devrait aussi être filtrée par un filtre passe-bas, par un circuit L-C par exemple. Une sortie est souvent aussi sensible qu'une entrée (sinon plus !). Le choix de l'impédance de ce filtre est fonction du courant fourni et de l'impédance du circuit à commander. Attention à "l'accrochage" (oscillation HF) d'un amplificateur par un condensateur qui, installé directement en sortie, déphase sa contre-réaction. Seuls des amplificateurs opérationnels stables et à faible impédance de sortie peuvent piloter sans risque des condensateurs de plusieurs nanofarads.

Les filtres du troisième ordre peuvent être "en T", c'est à dire L-C-L ou "en Π", c'est à dire C-L-C. Pour une bonne désadaptation, il faudrait réserver les filtres en Π aux lignes à haute impédance, disons à plus de 100 Ω alors que les filtres en T présentent une forte perte d'insertion sur des circuits à basse impédance... mais la réalité est assez différente de la théorie !

Les filtres en Π nécessitent un montage soigneux à la masse du châssis. Montés sur une carte, ils écoulent les courants HF externes dans la carte. Ce courant peut être catastrophique. Les circuits électroniques supportent mal les courants dans le 0 V, au moins à cause du couplage par impédance commune. Les filtres en Π devraient être réservés aux montages en traversée de TRP.

Les filtres en T au contraire acceptent une petite impédance de mise à la masse puisque la self d'entrée limite le courant écoulé. Si les selfs d'entrée et de mise à la masse d'un filtre en T ont des impédances respectivement Ze et Zm, (Ze >> Zm tout de même !) alors, même sur une impédance de sortie infinie, la tension de sortie est atténuée de (Ze+Zm) / Zm par rapport à celle d'entrée.

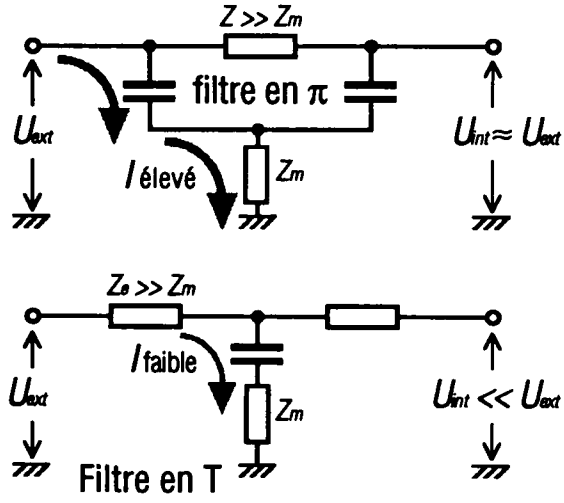


Figure 2-7 : Un filtre en "T" tolère mieux qu'en "π" l'impédance Z_m

Des petits filtres à faible coûts avec structure en T pour implantation sur carte sont proposés par Murata (type EMIFIL) et TDK (type DLC). Les filtres d'ordre supérieur sont intéressants dans les cas difficiles, c'est à dire pour obtenir pertes d'insertion très importantes ou pour rendre le filtre moins sensible aux variations d'impédance de la ligne ou de la charge.

Filtres passe-haut

Ce type de filtre peut surprendre en CEM puisque les perturbations HF sont les plus difficiles à maîtriser. Leur emploi peut toutefois s'avérer efficace avec des câbles coaxiaux HF : un câble coaxial mis à la masse aux deux bouts rejette efficacement les perturbations HF, mais en BF il ajoute au signal utile la d.d.p. entre ses extrémités.

En cas de transmission de signaux uniquement HF, disons lorsque la plus basse fréquence à transmettre est supérieure à 10 kHz (descente d'antenne par exemple), un filtre passe-haut conserve l'information utile et rejette les perturbations BF que le câble n'a pas su rejeter. Un tel filtre en série avec un câble coaxial est moins coûteux qu'un isolement galvanique. Il permet le raccordement bilatéral du câble aux masses.

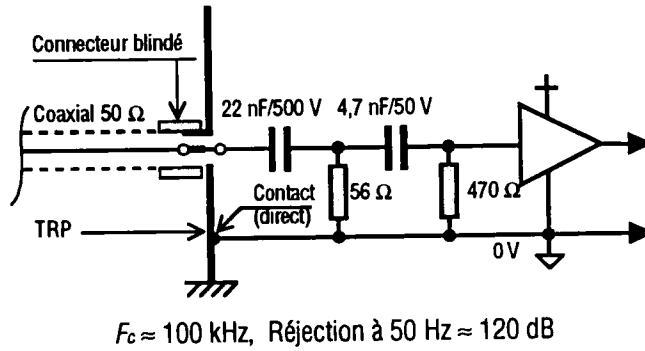


Figure 2-8 : Antiparasitage d'une liaison coaxiale HF par un filtre passe-haut en réception

Il faudrait éviter les transmissions de signaux BF par câbles coaxiaux, même de bonne qualité. Pour la transmission de signaux BF, il est préférable d'utiliser des paires bifilaires ou du câble triaxial (chapitre 3). Les câbles coaxiaux sont en revanche excellents en HF. Leurs pertes sur le signal transmis sont bien plus faibles que celle des paires blindées à diamètre égal. Enfin leur efficacité de blindage est magnifique en HF, de

l'ordre d'un facteur 1000 pour une simple tresse, ce qui équivaut à l'atténuation d'un filtre de bonne qualité. Contrairement à un filtre, un câble coaxial n'atténue que les parasites, pas les signaux utiles.

Filtres passe-bande

Ce type de filtre est essentiellement utilisé en réception radioélectrique ou pour les transmissions par courants porteurs. On ne rajoute pas de tels filtres à un équipement après son installation, nous n'en dirons donc que l'essentiel. Un filtre passe-bande de réception devrait être placé directement en entrée, c'est à dire en amont des circuits actifs. Un analyseur de spectre HF se comporte comme un filtre passe-bande dont la "fréquence d'accord" glisserait dans le temps.

A l'inverse, un filtre passe-bande en émission radio devrait être installé en sortie en aval des circuits de puissance. Un tel filtre sert à réduire les émissions non essentielles générées par les circuits de puissance. Les filtres de puissance sont composés de L-C accordés ou, au-delà de 30 MHz, de cavités accordées.

Tout filtre passe-bande devrait en outre avoir une bande passante aussi faible que possible, c'est à dire juste suffisante à la transmission du signal utile.

On définit le *facteur de forme* d'un filtre passe-bande comme le rapport de sa bande passante à — 60 dB à celle à — 3 dB.

Plus un filtre est sélectif, plus son facteur de forme est faible, c'est à dire voisin de 1. Un filtre dit "gaussien" d'un analyseur de spectre a un facteur de forme typiquement compris entre 10 et 15 (mathématiquement il devrait être égal à 4,5 !). Les filtres "rectangulaires" très sélectifs ont un facteur de forme compris entre 1,5 et 4. Ils sont souvent réalisés avec des filtres à ondes de surface.

Les résonances de câblage se comportent comme des filtres passe-bande. Elles transforment les impulsions à bande large en sinusoïdes amorties à la fréquence de résonance. Le facteur de qualité d'une résonance de câblage peut être aussi faible que 3 (sinon ce n'est pas une résonance) ou aussi élevé que 20.

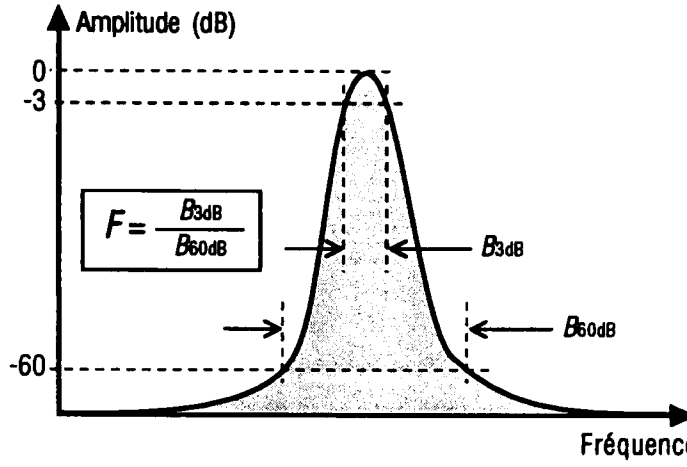


Figure 2-9 : Facteur de forme d'un filtre passe-bande

Filtres coupe-bande

Ce dernier type de filtre est surtout utilisé en émission et en réception radioélectrique. Un filtre coupe-bande sert à rejeter une fréquence parasite : une fréquence image ou une raie d'un oscillateur local par exemple.

Une méthode de réduction des perturbations électromagnétiques devrait être à aussi large bande, c'est à dire apériodique, que possible. Si la tenue au test d'immunité à l'onde sinusoïdale amortie est favorisée par un filtre réjecteur accordé à la fréquence d'oscillation (à 1 MHz par exemple), l'immunité aux perturbations réelles n'est pas améliorée. Evitons en CEM les remèdes uniquement installés pour passer les tests.

Les seuls types de filtres coupe-bande couramment utilisé en CEM sont des filtres très basse fréquence en mode différentiel : les filtres anti-harmoniques (tome 1). Ils sont composés en triphasé de trois circuits L-C série installés directement entre phases. Ils fournissent tout le courant de l'harmonique qu'ils court-circuitent, en général celle de rang 5 et éventuellement de rang 7.

Les charges non linéaires qui produisent ces courants harmoniques sont souvent des ponts de Grætz. Ces ponts à diodes ou à thyristors peuvent être considérés à cause de leur self de lissage comme des sources de courant presque parfaites, c'est à dire indépendantes de la distorsion de la tension.

Un problème des filtres anti-harmoniques est qu'ils sont très capacitifs à la fréquence du réseau. Ils ont ainsi tendance, lorsqu'on les enclenche, à augmenter la tension d'alimentation. En revanche, ils peuvent contribuer à compenser la puissance réactive, celle consommée par les moteurs asynchrones en particulier.

Les filtres anti-harmoniques peuvent dériver dans le temps. Par ailleurs lorsque des filtres anti-harmoniques sont en série avec de longs câbles, ils sont vus d'un point éloigné, comme un court-circuit à une fréquence plus basse que leur fréquence d'accord : à capacité égale, l'inductance des câbles s'ajoute à leur inductance propre. La fréquence de résonance des filtres anti-harmoniques varie donc avec le point du réseau électrique. Un filtre accordé à 250 Hz peut parfois, à distance, shunter les signaux de télécommande centralisée "pulsadis" à 175 Hz.

Filtrage numérique

Un filtrage numérique n'utilise pas de filtre mais un simple traitement par calculs. Un de ses intérêts est de ne pas coûter cher en production de série. Les filtrages numériques sont des traitements des signaux reçus remarquablement efficaces. On peut appliquer des filtrages numériques à des signaux analogiques numérisés dont on peut corriger la plupart des erreurs, de façon très puissante (même par traitement non-linéaire), à faible coût... et sans potentiomètre !

Un filtrage numérique nécessite que seuls les signaux (ou les circuits d'interface) puissent être altérés, mais pas l'unité centrale. Il ne dispense pas de durcir les circuits de traitement. Un minimum de "hard" reste nécessaire.

Le traitement numérique plus simple est la lecture d'un signal binaire à quatre fois sa fréquence d'émission. Un état doit alors durer trois, quatre ou cinq échantillons. Toute impulsion qui ne dure qu'un échantillon est une perturbation à rejeter.

Une variante est d'acquérir une information tout-ou-rien deux fois de suite pour en valider l'état. Seul un changement d'état confirmé par une seconde lecture identique est pris en compte. L'expérience montre que le principe d'une lecture multiple résiste bien aux perturbations impulsives.

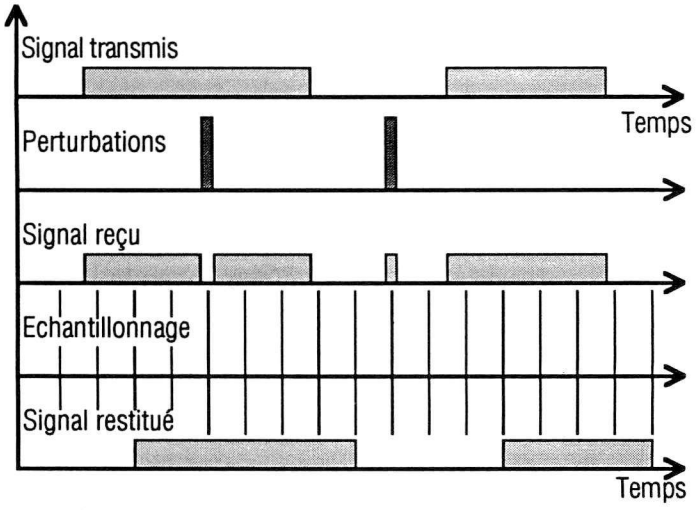


Figure 1-10 : Antiparasitage par lectures doubles

Des filtrages beaucoup plus élaborés sont possibles. On peut adjoindre des informations complémentaires aux messages numériques. Elles vont du simple bit de parité, avec renvoi des trames fausses, à des codes de correction d'erreur très performants (transmission d'images de satellites lointains, disques compacts) en passant par des polynômes de détection d'erreur de type CRC (code à redondance cyclique), protocole HDLC, etc.

Des détections d'erreurs peuvent être détectées par analyse du process. Par exemple, il est peu probable qu'une cabine d'ascenseur soit en même temps au second et au quatrième étage, qu'elle passe du premier au troisième sans passer par le second, que ce passage dure moins de 0,1 seconde, etc.

Une méthode efficace pour améliorer la fiabilité des transmissions tout-ou-rien est d'envoyer à la fois le signal utile et le signal complémenté : le contact est ouvert et... il n'est pas fermé ! A la réception le contrôle de la complémentarité des deux signaux améliore beaucoup la confiance dans l'information.

Une méthode astucieuse permet de n'utiliser qu'une paire de fils pour une transmission tout-ou-rien de sécurité : à l'état fermé la résistance de boucle vaut R1, à l'état ouvert elle passe à R1 + R2. Un triple comparateur peut alors identifier par simple mesure de résistance R de la boucle si la paire est coupée (alors R >> R1 + R2), si le contact est ouvert (alors R ≈ R1 + R2), fermé (alors R ≈ R1) ou enfin si la paire en court-circuit (alors R ≈ 0). Cette astuce est utilisée par les bonnes centrales d'alarmes. Cette transmission de sécurité n'est pas un traitement numérique proprement dit puisqu'une partie matérielle, ici une interface analogique, est nécessaire.

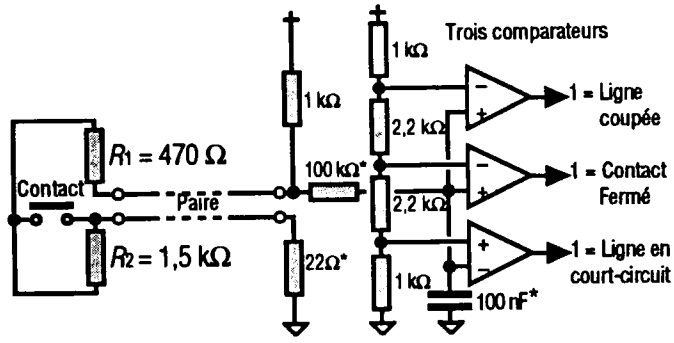


Figure 2-11 : Sécurisation d'une lecture tout-ou-rien par détection de coupure et de court-circuit

Tous les automates programmables industriels, même modestes, sont dotés de circuits de surveillance de l'unité centrale appelés "chiens de garde". Ils placent l'automate en position de repli dès qu'un plantage de l'unité centrale est détecté. Ce n'est pas un véritable filtrage numérique, mais ça limite les risques de catastrophes.

Un filtrage numérique est efficace contre des perturbations impulsives à faible fréquence de répétition. Les perturbations très énergétiques doivent être limitées pour ne pas détruire les circuits d'interface. Un filtre numérique est souvent insuffisant contre des perturbations permanentes. Au mieux il permet de détecter une perte de liaison. Un "vrai" filtre passe-bas est sans doute la meilleure protection contre les perturbations HF entretenues.

Filtres d'alimentation

Un filtre secteur sur l'alimentation, quel que soit l'équipement électronique, est impératif. Il serait illusoire de vouloir respecter les normes CEM, tant en émission qu'en immunité, sans un filtre HF correctement installé sur sa ligne d'énergie.

Nous constatons que les équipements à large diffusion sont souvent mieux filtrés (et parfois mieux conçus) que des équipements professionnels ou scientifiques, pourtant bien plus coûteux... Les effets de série ont du bon, pas seulement du point de vue financier !

Modes de perturbations des alimentations

Les perturbations les plus sévères en HF sur la ligne d'alimentation sont celles de mode commun. Elles se décomposent d'une part en *mode commun "filaire"* entre les fils de phase et conducteur de sécurité, et d'autre part en *"vrai" mode commun* entre la ligne secteur y compris l'éventuel conducteur de protection et la masse du bâtiment. L'appellation de vrai mode commun étant entrée au vocabulaire CEM, nous abandonnerons les guillemets.

Le mode commun filaire est facile à mesurer mais n'est pas très sévère. En BF, l'isolement galvanique des alimentations rend les matériels insensibles à ce type de perturbation, du moins jusqu'à quelques kilovolts. En HF le mode commun filaire est facile à filtrer. Les filtres d'alimentation sont très efficaces en mode commun filaire, même si l'équipement est

mal blindé. Il est fréquent de mesurer dans 50 Ω / 50 Ω une perte d'insertion supérieure à un facteur 100 (40 dB) en mode commun entre 100 kHz et 100 MHz

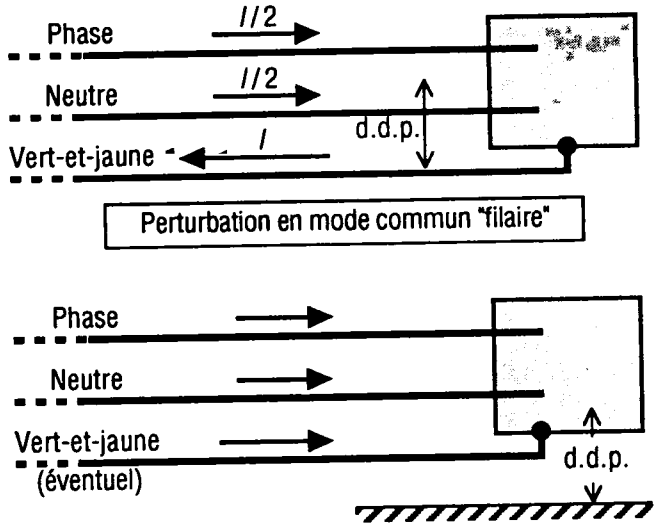


Figure 2-12 : Perturbation en mode commun"filaire" (en haut) et perturbation en "vrai" mode commun (en bas)

La difficulté du filtrage du vrai mode commun, c'est à dire par rapport à l'ambiante, est que les filtres (de secteur et de signaux) ne valent pas mieux que leur référence de potentiel. Le rôle essentiel de la TRP est de fournir, en tête d'équipement, la référence de potentiel commune à tous les filtres en vrai mode commun.

Nous pouvons affirmer que les perturbations de vrai mode commun sont les plus perturbatrices. Cela signifie qu'en HF le conducteur de protection est inutile... sinon nuisible ! Le courant de vrai mode commun se referme à la fois par les autres câbles et par capacité aux masses environnantes.

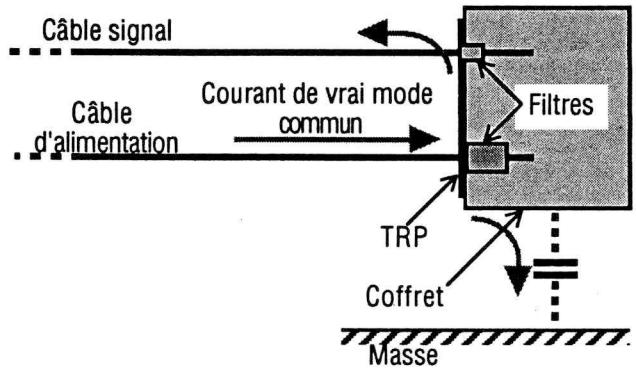


Figure 2-13 : TRP = référence de potentiel commune pour tous les câbles et le coffret blindé

Les perturbations de *mode différentiel* sont celles entre phases. Elles sont peu perturbatrices si elles sont brèves ou de faible amplitude. Seule une surtension à la fois longue et de forte amplitude peut détruire une interface d'alimentation (un régulateur série ou un convertisseur à découpage par exemple). Ce risque peut être limité par l'emploi d'écrêteurs.

Choix d'un filtre d'alimentation

Quel type de filtre d'alimentation choisir ? Pour répondre à cette bonne question, il importe de connaître les impédances en mode commun et en mode différentiel du réseau électrique d'une part, celles de la charge d'autre part.

Les fréquences que nous devons filtrer sont celles au-delà de 50 kHz pour les militaires ou de 150 kHz pour les civils. En dessous de ces fréquences, compte tenu des isolements galvaniques, rien n'est à craindre en mode commun. En mode différentiel BF ce sont les harmoniques qui peuvent être gênants mais on les limite par les filtres anti-harmoniques (coupe-bande) et non par des filtres CEM classiques (passe-bas).

Au-delà de 50 kHz, l'impédance d'un réseau électrique est comparable en mode commun et en mode différentiel. C'est aussi une inconnue variable en fréquence, dans le temps et selon le point considéré. Nous voila bien avancés ! Disons que la fourchette typique (avec une confiance supérieure à 90%) de l'impédance d'un réseau électrique se situe entre

10 Ω et 1 kΩ avec une médiane vers 100 Ω en mode différentiel et en mode commun filaire, et aux alentours de 200 Ω en vrai mode commun, par rapport aux masses environnantes.

L'impédance d'une charge est au contraire, et c'est heureux, assez bien connue. En mode différentiel elle est toujours faible, disons inférieure à 10 Ω pour les alimentations à découpage lorsque les diodes conduisent . Pour filtrer le mode différentiel, il convient de placer vers la charge une impédance élevée (inductance) pour désadapter au mieux l'impédance puis de placer un condensateur entre phases côté réseau.

L'impédance d'une alimentation en mode commun est élevée. L'isolation galvanique des alimentations (C < 1 nF) fait que l'impédance des charges en mode commun est supérieure à 100 Ω jusqu'à plusieurs MHz. Pour filtrer le mode commun, il convient de placer des condensateurs à la masse côté charge (à haute impédance) et, côté réseau, une impédance très élevée, c'est à dire une *self de mode commun* (aussi appelée bobine à compensation de courant, ou inductance couplée en mode commun, ou self équilibrée).

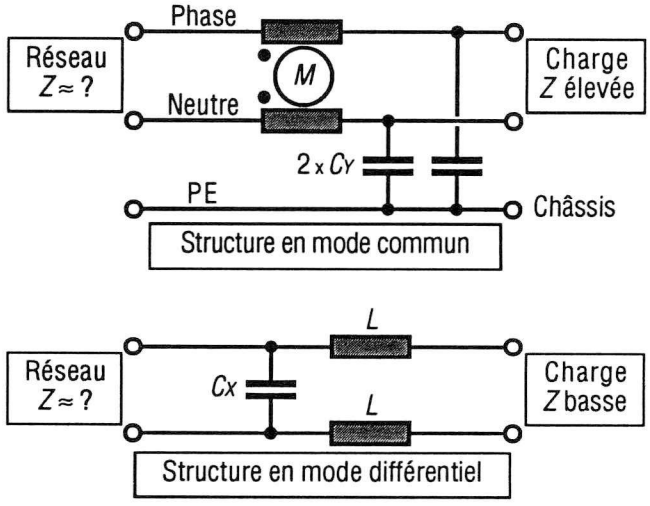
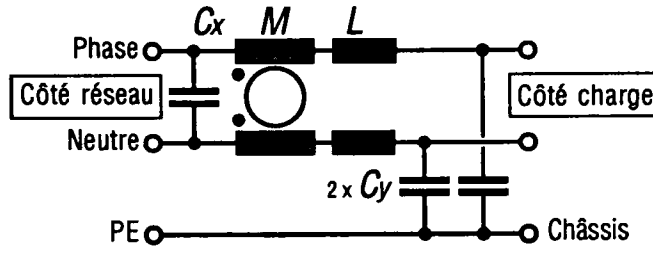


Figure 2-14 : Structures en MC et MD d'un filtre d'alimentation

Les constructeurs fusionnent les deux schémas (en MC et en MD) en un seul boîtier. Ceci présente l'avantage d'utiliser la self de fuite de celle de mode commun pour filtrer le mode différentiel (nous y reviendrons).

Le schéma d'un filtre secteur typique est pratiquement la superposition des deux demi-schémas de la figure 2-14 :



I efficace	Cx	M	L	Cy
1 A	100 nF	10 mH	100 µH	2,2 nF
10 A	330 nF	1 mH	10 µH	4,7 nF

Valeurs typiques des composants d'un filtre secteur

Figure 2-15 : Filtre d'alimentation de structure classique

Le condensateur entre phases (de mode différentiel, appelé de classe X) peut être d'aussi forte valeur que nécessaire. Son seul problème est le courant d'appel qui, à la mise sous tension, n'est limité que par l'impédance du réseau. L'interrupteur risque de vieillir prématurément...

Les condensateurs au châssis (de mode commun, appelés de classe Y) ne doivent pas écouler un courant de fuite trop important dans le conducteur de protection. Les règles de sécurité limitent le courant de fuite dans le conducteur PE d'une canalisation mobile à la fréquence du réseau entre 0,25 mA et 3,5 mA selon le type d'appareil (et encore moins pour les appareils médicaux en salle d'opérations dont les filtres n'ont pas de condensateur Y). En effet, si le fil vert-et-jaune se coupait, ce qui est possible en canalisations mobiles, l'appareil serait porté à un potentiel

dangereux et le courant de fuite maximal est proportionnel à la capacité de ces condensateurs Y. Par ailleurs ils ne doivent pas se court-circuiter. Un appareil fixe avec bornier peut écouler jusqu'à 5% de son courant nominal à la "terre" (dans le conducteur PE) à condition de le signaler.

L'efficacité d'un filtre d'alimentation en mode différentiel est, pour des raisons CEM, à peu près indifférente ! Elle ne sert qu'à respecter les normes de conduction, très sévères en MD. On améliore la perte d'insertion d'un filtre en MD en augmentant les valeurs des inductances ou des condensateurs X.

Les filtres à phases couplées sont préférables aux filtres phase par phase car ils sont plus économiques et bien plus efficaces en mode commun. Les filtres de traversée classiques ne se justifient que pour des performances exceptionnelles au-delà de 100 MHz. Il existe d'excellents filtres de traversée à selfs couplées. Nous pensons qu'à l'avenir les filtres à self couplée s'imposeront. L'ancienne méthode de mesure militaire les saturaient en les rendant inefficaces. En CEM, la méthode de mesure compte souvent bien plus que le niveau. Si les méthodes diffèrent, comparer des niveaux peut être extrêmement trompeur !

Le courant de mode commun, très faible avec un isolement galvanique, ne risque pas de saturer une self de mode commun. Les inductances couplées ont tout de même un petit défaut : leur self de fuite n'est pas compensée, il faut veiller à ne pas saturer la ferrite par le courant crête en mode différentiel pour ne pas ruiner son effet en mode commun. Notons que la self de fuite est dans l'air, donc elle même ne se sature pas. Si le courant différentiel crête dépasse le courant de saturation du bobinage, c'est la mutuelle inductance qui s'effondre.

On définit le facteur de crête d'un courant comme le rapport du courant crête au courant efficace. Pour des ondes sans composante continue :

Forme d'onde		Facteur de crête
Carré	.....	1
Sinus	.....	1,4 ($\sqrt{2}$)
Triangle (dent de scie)	.....	1,7 ($\sqrt{3}$)

Le problème est qu'une charge électronique courante (une alimentation avec transformateur ou à découpage) consomme un courant de crête très supérieur au courant efficace. Une alimentation classique a typiquement un facteur de forme de l'ordre de 5. Elle consomme donc un courant crête de trois à quatre fois supérieur à celui du courant sinusoïdal ayant

la même valeur efficace (mesurée avec un ampèremètre efficace vrai). Or c'est le courant crête qui sature la self de mode commun. Ainsi un filtre de 4 A efficaces peut-il être saturé par un courant distordu d'à peine 2 Aefficaces !

Contre ce risque il faudrait choisir un filtre avec un courant nominal I donné en température qui vérifie simultanément les deux conditions :

- I garanti à froid (25 °C) ≥ 0,7 fois le courant crête consommé
- I garanti à la température maximale ≥ courant efficace.

C'est souvent la première condition qui est la plus contraignante.

Les tores de ferrite des filtres d'alimentation sont presque toujours bobinés par "demi-lunes". Un bobinage en demi-lunes présente une bonne tenue diélectrique entre phases et présente une assez forte inductance de fuite, ce qui est utile au filtrage en mode différentiel (mais gare à la saturation !).

L'inductance de fuite totale d'un tore bobiné en demi-lunes représente environ 1 % de l'inductance en mode commun (la mutuelle). Les inductances bobinées avec "deux fils en main" sont surtout utilisées pour les signaux, leur self de fuite est d'environ 0,1 % de la mutuelle. Dans tous les cas le champ de fuite qui correspond à la self de fuite est localisé près du bobinage, dans l'air et non dans la ferrite. Ce champ magnétique diminue rapidement avec l'éloignement.

Le champ de fuite de la bobine de mode commun transforme le filtre en antenne d'émission de champ magnétique. Il convient donc de ne pas approcher les filtres secteur à moins de 20 ou 30 cm des capteurs sensibles au champ H, les têtes de lecture et les tubes cathodiques en particulier (attention à la "ronflette" et aux battements avec la fréquence de balayage trame).

Réciproquement on veillera à ne pas placer le filtre secteur près des sources intenses de champ magnétique, un bobinage d'alimentation à découpage par exemple. On risquerait de coupler le champ perturbateur à l'inductance de fuite du filtre. Des perturbations conduites en mode différentiel seraient alors émises vers l'extérieur, éventuellement de plus forte amplitude que sans filtre !

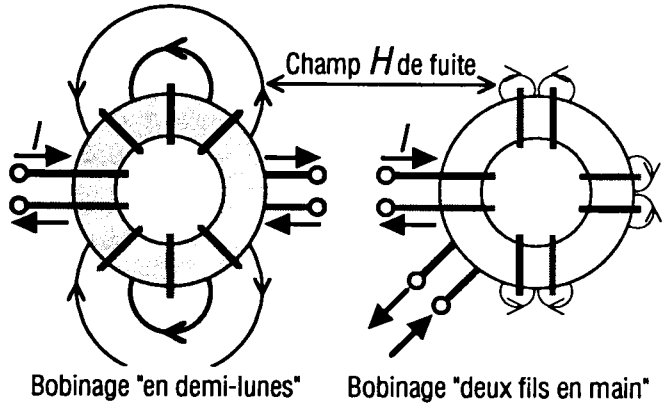


Figure 2-16 : Une self de mode commun bobinée "en demi-lunes" rayonne, donc collecte, plus qu'une "deux fils en main"

La self de mode commun d'un filtre d'alimentation réduit les perturbations de mode commun filaire mais pas celles de vrai mode commun puisqu'elle n'amortit pas les courants sur le conducteur PE. Or ces dernières représentent la majorité des problèmes HF d'alimentation. Quand on ne dispose d'aucune référence de potentiel, c'est à dire ni de TRP, ni de *transient plate*, ni réseau de masse maillé, filtrer le vrai mode commun est difficile. Le seul moyen est alors d'insérer un *"filtre à absorption"* sur la ligne d'alimentation.

On peut réaliser un filtre à absorption élémentaire en utilisant un tore de ferrite sur lequel on bobine plusieurs fois le câble secteur "tous les fils en main". La ferrite augmente l'impédance de la boucle de masse par le cordon secteur ce qui limite les di/dt dans l'électronique. Les demi-tores proposés par Fair-Rite ou Kitagawa avec leur coquille de plastique sont très simples à ajouter sur un câble.

Une variante procédant de la même idée est le filtre avec *self de terre*. Une self de terre transforme un filtre d'alimentation en filtre à absorption, c'est à dire efficace même sans TRP. Elle permet de gagner jusqu'à un facteur 10 en vrai mode commun. Une self de terre ne peut pas être de trop forte valeur (pas plus de 400 µH environ) pour maintenir la protection des personnes. Elle doit aussi pouvoir écouler le courant de défaut maximal

jusqu'à son élimination. Elle doit enfin être amortie, c'est à dire se comporter comme une résistance en HF (quelques kilohms) et non comme une self pour amortir les résonances plutôt que de les décaler.

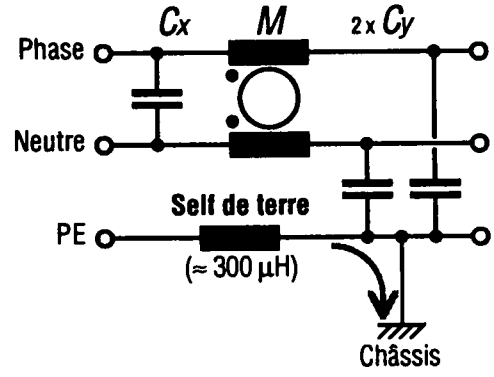


Figure 2-17 : Un filtre avec SELF DE TERRE limite les courants HF de vrai mode commun

On augmente l'efficacité d'un filtre à absorption en l'installant sur une "transient plate". Un filtre à absorption ou avec self de terre limite le courant HF de vrai mode commun, donc compense des fuites de blindage ! C'est surtout utile pour les équipements de table qui ne sont pas reliés aux masses voisines. N'oublions pas que le conducteur PE ne garantit l'équipotentialité qu'à très basse fréquence. En HF il se comporte comme une antenne !

Autres structures de filtres d'alimentation

En triphasé les filtres à phases couplées ont trois fils (ou quatre selon que le neutre est utilisé ou non) bobinés sur le même tore. De même, les condensateurs de classe X (entre phases) et Y (au châssis) sont au nombre de trois ou quatre. La structure de base est la même que celle des filtres monophasés. Si le neutre n'est pas utilisé il faut laisser ses bornes en l'air pour ne pas court-circuiter la self de mode commun.

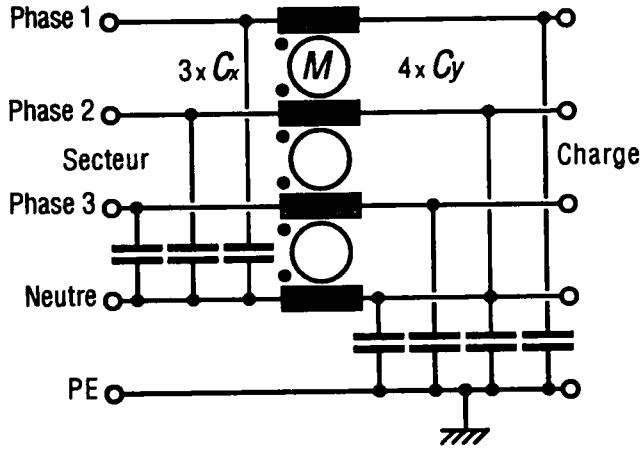
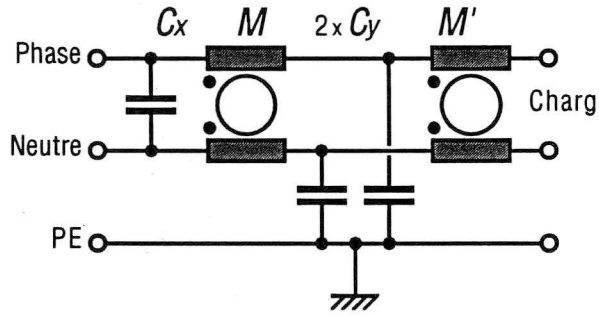


Figure 2-18 : Filtre triphasé de structure classique

Certaines charges ne sont pas à haute impédance en mode commun. C'est le cas des ponts en H (des variateurs de vitesse en particulier) et des ponts de Grætz (en triphasé). Pour désadapter au mieux les impédances, ces charges nécessitent des filtres avec deux selfs de mode commun : le filtre d'alimentation présente alors une haute impédance en mode commun des deux côtés.

Attention, la perte d'insertion d'un filtre avec deux selfs de mode commun est excellente dans 50 Ω/50 Ω mais exécrable sur une charge isolée ! En série avec une self couplée de valeur M', une petite capacité C par rapport à la masse provoquerait une résonance à la fréquence $F = 1/2\pi\sqrt{M'C}$, typiquement à quelques centaines de kilohertz. Les atténuations dans 50 Ω/50 Ω ne permettent de comparer que des filtres de structures identiques. L'erreur de choisir un filtre d'ordre élevé pour sa bonne perte d'insertion dans le catalogue est fréquente...

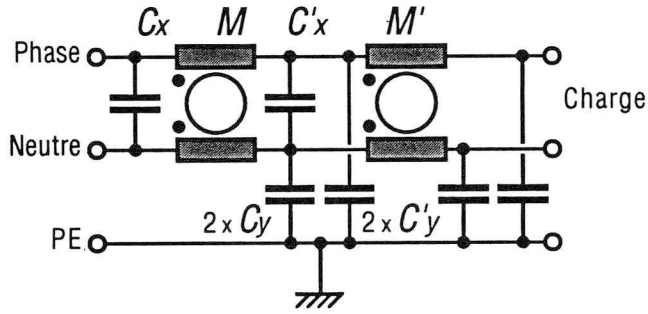


Filtre à deux inductances de mode commun
pour une charge à faible impédance en MC
(à prohiber avec un isolement galvanique)

Figure 2-19 : Filtre "en T" en mode commun

Une alimentation à découpage perturbe essentiellement aux fréquences multiples (harmoniques) du découpage. Un découpage à haute fréquence, disons à plus de 100 kHz ne pose pas de problème BF. Il est alors intéressant d'utiliser un filtre à double étages : sa pente de coupure est plus raide qu'un filtre à simple étage. Les filtres à double étage ne sont pas conseillés en BF (disons en dessous de 50 kHz) car ils sont plus gros donc plus coûteux à performance égale qu'un filtre à simple cellule. Les normes civiles qui protègent le spectre radio à partir de 150 kHz rendent les filtres secteur à double cellules intéressants.

Si une alimentation à découpage dépasse la norme en mode différentiel, il est possible d'améliorer son filtrage en ajoutant une self de mode différentiel (non compensée) sur chaque fil. On peut utiliser, au choix, une self couplée en mode différentiel ou une self indépendante sur chaque phase. Dans tous les cas la self différentielle doit être égale sur chaque phase afin de ne pas convertir par dissymétrie le mode commun en mode différentiel.



Filtre double-étage très efficace en HF
(pour alimentation à découpage par exemple)

Figure 2-20 : Filtre d'alimentation à double cellules

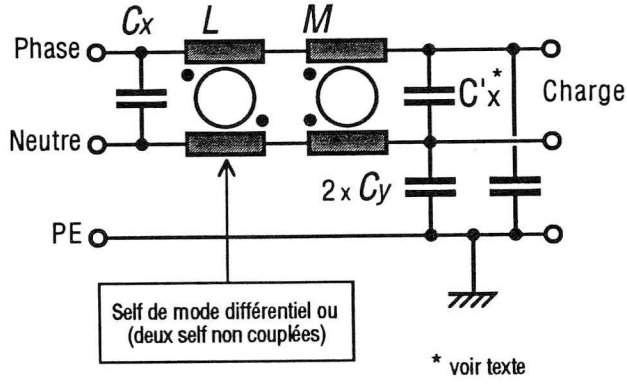


Figure 2-21 : Filtre à efficacité renforcée en mode différentiel

Contrairement à la self de mode commun, le volume d'une self différentielle est nécessairement important. En effet le courant magnétisant qui la traverse, donc l'énergie stockée sont importants. Une self différen-

tielle, même pour un faible courant crête, dépasse rarement la centaine de microhenrys. On préfère augmenter la capacité du condensateur de classe X, jusqu'à plusieurs microfarads.

L'efficacité d'un filtre en mode différentiel est proportionnelle au produit de la capacité du condensateur X par l'inductance de la self différentielle. Pour un produit imposé (nécessaire au respect de la norme) on cherche à minorer leur somme (pour un coût total minimal). La solution de ce problème classique d'optimisation est simple : il faudrait équilibrer à peu près les coûts de la self différentielle et du condensateur.

Contre le recouvrement des diodes de redressement, il est possible de placer un petit condensateur (noté C'x à la figure 2-20, de l'ordre de 100 nF) entre phases côté charge. En effet, la charge est à basse impédance quand les diodes conduisent mais elle devient à haute impédance dès qu'elles se bloquent. Ce petit condensateur limite la surtension à large bande en mode différentiel à l'instant du blocage, deux fois par période secteur.

Un filtre secteur fonctionne parfaitement en courant continu ou sous faible tension. Dans ce dernier cas, n'hésitons pas à ajouter des condensateurs externes entre phase et/ou entre phases et châssis pour améliorer son efficacité. En effet, sous faible tension, les courants sont importants et l'efficacité du filtre souvent décevante. Nous recommandons l'utilisation de condensateurs de qualité à faible résistance série, et prévus pour les températures appropriées. Il importe de câbler ces condensateurs complémentaires directement aux bornes du filtre.

Un filtre n'est pas magique, il devrait être défini selon les impédances. Les essais à tâtons ne sont pas efficaces et conduisent rarement au meilleur filtre. Les calculs théoriques sont souvent illusoires car les impédances exactes des réseaux et des charges sont mal connues. De plus, au-delà de 10 MHz environ, les équations ne rendent pas compte des couplages parasites, en particulier des couplages inductifs entre l'amont et l'aval des filtres. La topologie compte alors bien plus que la valeur des composants. Un filtre d'alimentation, même bien étudié, est toujours décevant en HF s'il est monté sur une carte.

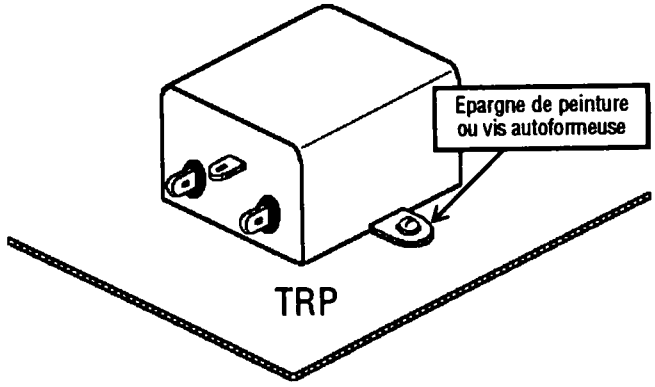
Sachant que les pires problèmes d'immunité se situent à des fréquences supérieures à 10 MHz, nous déconseillons au débutant de chercher à réaliser son propre filtre. Nous l'encourageons au contraire à choisir un filtre standard d'un bon constructeur.

Il suffit de choisir le filtre à la structure adaptée à l'impédance en mode commun de la charge et prévu pour le courant de mode différentiel. Le filtre dont l'atténuation est la plus impressionnante dans 50Ω/50Ω n'est pas toujours le meilleur !

Montage des filtres d'alimentation

L'efficacité d'un filtre d'alimentation est beaucoup plus conditionnée en HF par le soin apporté à son montage mécanique que par son schéma équivalent et même souvent que par sa qualité intrinsèque. Trois précautions élémentaires sont nécessaires pour obtenir l'efficacité optimale d'un filtre :

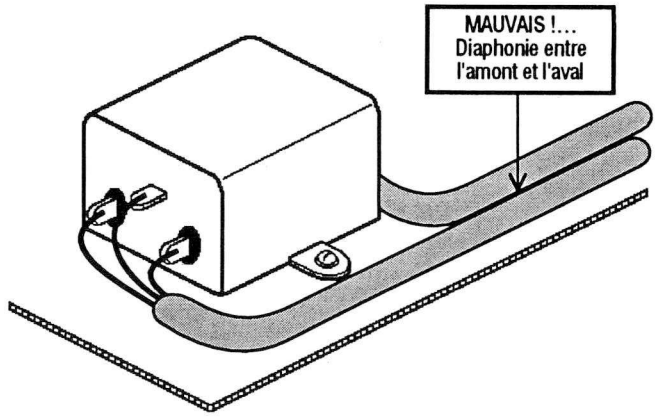
❶ Visser le filtre sur la TRP, directement tôle sur tôle, pour limiter l'impédance série. Un filtre avec condensateur à la masse écoule des courants HF au châssis. Il faut relier son enveloppe métallique directement à la TRP.



Visser directement les filtres HF sur la TRP

Figure 2-22 : L'impédance de mise à la masse peut shunter un filtre

❷ Éloigner les conducteurs amont et aval du filtre à 180° pour limiter la diaphonie de mode commun entre câbles parallèles. Quelques centimètres de longueur commune sont déjà trop en HF !



Tirer les câbles amont et aval à 180°

Figure 2-23 : La diaphonie peut shunter un filtre en HF

❸ Plaquer les câble amont et aval à plat contre la TRP pour limiter l'effet d'antenne boucle (en mode commun) entre câbles et châssis. Le mieux est de sortir du blindage au plus près du filtre, à quelques centimètres si possible. On limite ainsi le risque de shunter le filtre par rayonnement.

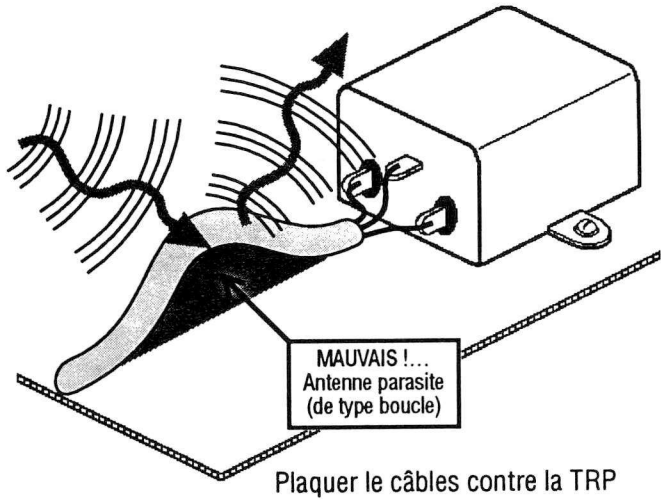


Figure 2-24 : Le rayonnement peut shunter un filtre en HF

Ces trois précautions de montage constituent le minimum nécessaire et non un idéal à atteindre. Il suffirait qu'une de ces trois règles ne soit pas respectée pour que le filtre devienne presque inopérant à partir d'une dizaine de mégahertz, c'est à dire dans la gamme des fréquences les plus critiques.

Il est efficace de blinder le câble entre son point d'entrée dans le coffret et son filtre. Ce blindage peut être réalisé par une tresse métallique connectée au châssis des deux côtés, au plus près du point d'entrée (si possible par un presse-étoupe) et au plus près du filtre par un cavalier. Un tel montage permet de respecter les règles N° 2 et 3 (diaphonie et rayonnement), même si le câble n'est pas plaqué contre la tôle ou si le point d'entrée est loin du filtre.

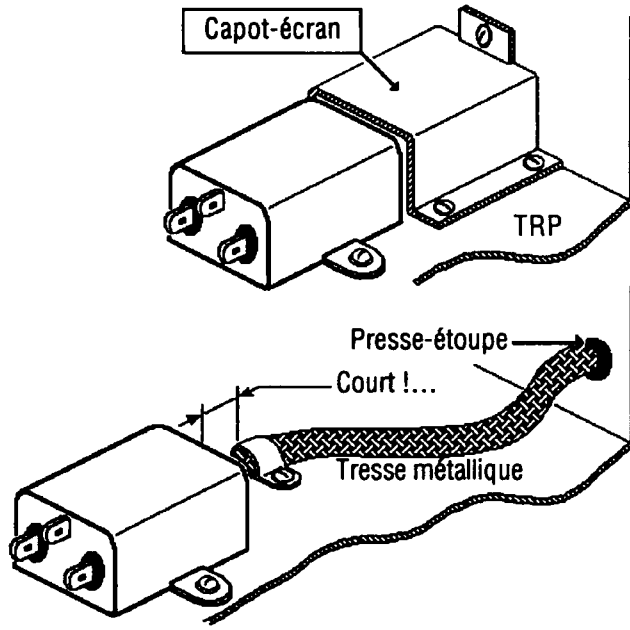


Figure 2-25 : Exemples de montages recommandés

La position idéale d'un filtre HF est un montage en traversée de TRP. Les trois conditions du bon montage sont alors satisfaites. Corollaire : aucun filtres sur circuit imprimé ou en boîtier plastique ne peut être excellent en HF. Attention, certains filtres à monter en traversée sont peu efficaces. Evitons d'installer un "filtre psychologique" dont la perte d'insertion en mode commun annoncée ne dépasse pas 30 dB à 30 MHz. Les constructeurs de filtres savent mesurer leurs produits dans les conditions d'installation optimales !

Les prises–filtres CEI (ou IEC) aussi appelées "prises Europe" peuvent être excellentes. Si le filtre est bon, il suffit d'assurer un contact périphérique entre son boîtier métallique et la TRP. Evitons les prises–filtres avec des pattes de fixation, ainsi que les filtres d'entrée avec interrupteur secteur, fusible et/ou sélecteur de tension : ils sont souvent décevants au-delà de 30 MHz.

Pour un équipement de type industriel, nous conseillons de choisir un filtre dont l'atténuation à 100 MHz en mode commun (dans 50 Ω/50 Ω) soit d'au moins 30 dB. Les courbes d'atténuation en fréquence sont fournies par les constructeurs. Parfois, chez Schaffner par exemple, le mode commun est appelé mode asymétrique. Sur site, l'atténuation en mode différentiel (ou symétrique) nous indiffère !

L'atténuation en mode commun d'un filtre à phases couplées (grâce à sa self compensée) est toujours meilleure en BF que celle en mode différentiel. Elle devient presque toujours inférieure en HF à cause des couplages parasites internes au filtre, couplages toujours plus importants en MC qu'en MD. Le "croisement" s'effectue généralement entre 100 kHz et 10 MHz.

Filtres et surtensions

Dans le domaine fréquentiel, la bande passante B d'un appareil ou d'une chaîne de mesure est définie, sauf spécification contraire, à - 3 dB. Dans le domaine temporel, le temps de montée Tm d'une impulsion, sauf spécification contraire, est mesuré de 10 à 90 % dés valeurs finales.

Relation temps/fréquence

Une relation permet de déterminer le temps de montée d'une chaîne de mesure ou d'un filtre quand on connaît sa bande passante... et réciproquement !

$$Tm = 0{,}35 / B$$

Cette relation très simple (avec Tm en seconde et B en Hertz) est exacte pour un filtre du premier ordre. Elle est précise à typiquement 20% pour tout filtre, même d'ordre élevé, c'est à dire à pente raide. Excellent, n'est-ce-pas ?

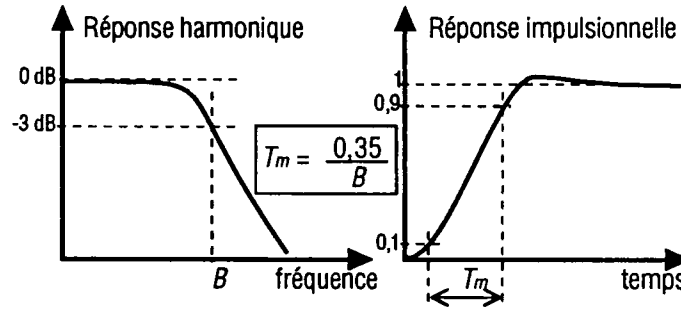


Figure 2-26 : Relation entre bande passante et temps de montée

Application : temps de montée d'un oscilloscope

Quel est le temps de montée d'un oscilloscope de 100 MHz ?

Solution :

Un oscilloscope se comporte comme un filtre passe-bas. Appliquons la conversion temps-fréquence $T_m = 0{,}35 / B$ avec B = 100 MHz :

$T_m = 0{,}35 / 10^8$ (de 10 à 90%)

T_m = 3,5 ns. Dire "B =100 MHz et T_m = 3,5 ns" serait un pléonasme.

Réciproquement, pour mesurer un temps de 1 ns (commutation d'une logique moderne) il faut utiliser une chaîne de mesure d'au moins 350 MHz. Pour ne pas entacher la mesure d'une erreur importante, il faudrait (pour une erreur ≈ 6%) choisir une bande passante trois fois supérieure, ainsi pour mesurer un front de 1 ns, il est souhaitable d'utiliser un oscilloscope de 1 GHz !

Une chaîne de mesure de temps de montée intrinsèque T_m allonge le temps de montée réel T_r à une valeur affichée T_a. Une correction permet de retrouver T_r (avec une précision satisfaisante) tant que T_a reste supérieur 1,4 T_m :

$$T_r = \sqrt{T_a^2 - T_m^2}$$

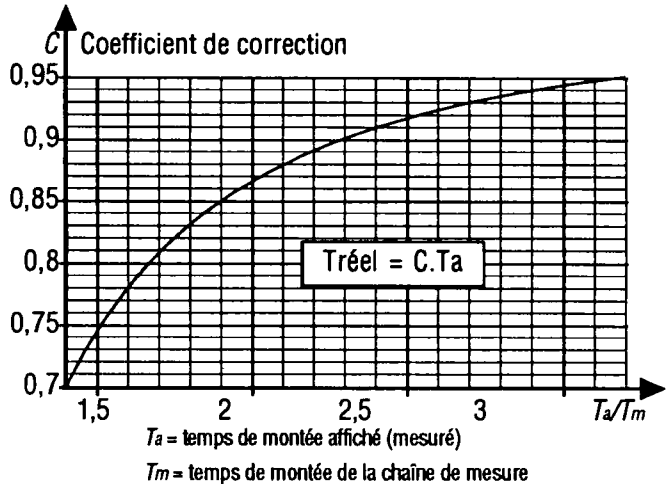


Figure 2-27 : Correction du temps de montée selon T_a/T_m

Application : temps de montée d'un signal mesuré à l'oscilloscope

Quel est le temps de montée réel d'une impulsion que l'on mesure par un oscilloscope de 100 MHz à 5,5 ns ?

Solution :
$T_m = 0,35 / B = 3,5$ ns
$T_a / T_m = 5,5 / 3,5 = 1,57$
Dans la figure figure 2-27 nous lisons un coefficient C = 0,77
D'où le temps de montée réel : $T_r = C.T_a$
$T_r \approx 4,25$ ns ; l'erreur n'était pas négligeable.

Réponse d'un filtre passe-bas à une impulsion

Les filtres ne sont pas des limiteurs de surtensions. Plus précisément, un filtre passe-bas ne réduit la crête d'une surtension que si sa durée à mi-hauteur est plus brève que le temps de montée du filtre.

Donnons un exemple pour montrer que les filtres passe-bas limitent peu les surtensions. Si nous prenons un filtre passe-bas qui coupe toutes les fréquences à partir de 10 kHz (c'est un excellent filtre d'alimentation),

son temps de montée est de 35 µs. Si on lui applique une impulsion de type foudre, c'est à dire avec une durée de 50 µs à mi-hauteur, la sortie a le temps de monter à la crête avant que le signal ne soit redescendu à mi-hauteur. La crête de l'impulsion en sortie est pratiquement la même qu'en entrée, seul le temps de montée s'est sensiblement allongé (d'environ 1 µs à 35 µs).

Retenons qu'un filtre antiparasite couche les fronts mais ne limite pas l'amplitude des impulsions longues (les impulsions énergétiques) c'est à dire dont la durée est supérieure au temps de montée du filtre.

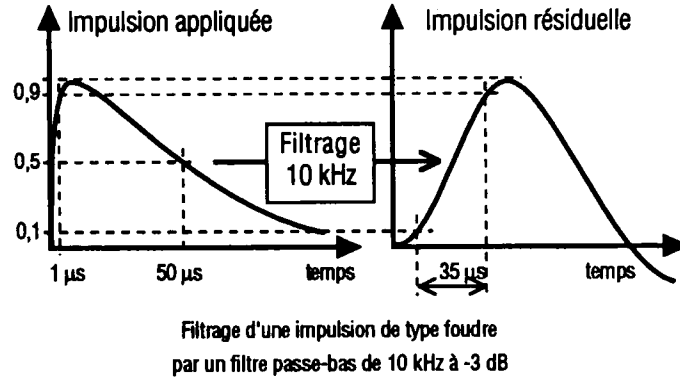


Figure 2-28 : Un filtre passe-bas couche les fronts mais ne réduit pas l'amplitude d'impulsions longues

Une erreur grave serait de calculer la résiduelle en sortie d'un filtre passe-bas en multipliant la crête de l'impulsion par son atténuation à la fréquence équivalente au temps de montée de l'impulsion. Une autre erreur grave pour un filtre à pente raide serait de multiplier la crête de la perturbation par l'atténuation du filtre à la fréquence équivalente à la durée de l'impulsion.

Pour évaluer la crête résiduelle R d'une impulsion d'amplitude A et de durée D en sortie d'un filtre passe bas de fréquence de coupure B (à —3dB), nous pouvons (à condition que D.B < 0,15) utiliser la relation approximative :

$$R \approx 3.A.D.B$$

Cette relation n'est pas d'une excellente précision puisque pour un filtre du premier ordre, il faudrait utiliser la relation R = 6,28.A.D.B alors que pour un filtre parfaitement rectangulaire il faudrait prendre R = 2.A.D.B.

Nous préférons une relation pratique beaucoup plus précise :

$$R = 2.A.D.F_{10}$$

avec :

- R : Amplitude de la résiduelle en sortie, en volts
- A : Amplitude de l'impulsion non filtrée, en volts
- D : Durée à mi-hauteur de l'impulsion non filtrée, en secondes
- F_{10} : Fréquence de coupure à —10 dB du filtre passe-bas, en hertz

La précision de cette relation est étonnante : de l'ordre de 20% pour des impulsions carrées ou en dent de scie, quel que soit le filtre passe-bas ! Elle est entachée une erreur d'environ 3 dB pour une impulsion de forme exponentielle.

Application : Limitation d'une surtension brève par filtre R-C passe-bas

Un filtre passe-bas est composé d'une résistance de 10 kΩ et d'un condensateur de 1 nF. On applique en entrée une impulsion d'une durée D de 100 ns à mi-hauteur et de 4 kV crête. Quel est le signal résiduel en sortie ?

Solution :
La fréquence de coupure à – 3 dB d'un filtre R-C est $B = 1 / 2\pi.R.C$
B = 16 kHz
Pour un filtre du premier ordre, la fréquence de coupure à —10 dB est exactement égale à trois fois la fréquence de coupure à — 3 dB :
$F_{10} = 3\ B$
$F_{10} = 48$ kHz
Appliquons la relation $R = 2.A.D.F_{10}$ (avec A = 4 kV et D = 100 ns)

$R = 2x4\,000x100x10^{-9}x48\,000$
$R = 40$ V
La relation approximative 3.A.D.B serait ici entachée de 6 dB d'erreur. Il eut été possible d'utiliser la relation R = 6,28.A.D.B mais elle ne s'applique qu'à un filtre du premier ordre. Notre calcul avec F_{10} est précis pour tout filtre dont F_{10} = 50 kHz. Retenons qu'il est impossible de réduire la résiduelle en améliorant la pente (en augmentant l'ordre) du filtre. Pour réduire l'amplitude de la résiduelle il est impératif d'abaisser la fréquence de coupure du filtre.

La durée à mi-hauteur de la résiduelle vaut D' = 0,5 / F_{10} soit ici 10 µs. Notons que si l'amplitude de la résiduelle R est 100 fois plus faible que celle de l'impulsion A, sa durée est 100 fois supérieure. La résiduelle gagne en durée ce qu'elle perd en amplitude. Cette remarque s'applique à tout filtre passe-bas qui conserve la composante continue. La résiduelle a la même surface R.D' que l'impulsion, c'est à dire A.D.

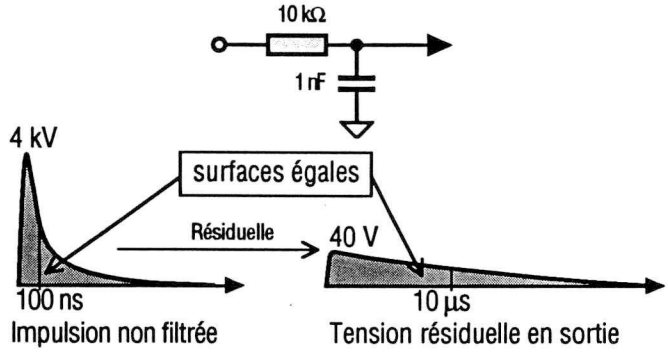


Figure 2-29 : Effets d'un filtre passe-bas sur une impulsion

La fréquence de coupure à —10 dB est plus facile et plus précise à mesurer que la fréquence de coupure à —3 dB. La relation 2.A.D.F_{10} est largement assez précise pour nos besoins en CEM, elle est simple et pratique.

Il est un cas où la connaissance de la fréquence F_{10} est inutile : lorsque l'on souhaite évaluer l'énergie cédée par une décharge électrostatique. La décharge totale d'un condensateur C libère son énergie $W = 0{,}5.C.U^2$ en chaleur.

Application : Tension d'allumage d'un initiateur

Une étoupille est soumise à la décharge d'un condensateur de 500 pF. La résistance du circuit de décharge est supposée égale à celle du filament (les autres résistances sont supposées négligeables). Sachant que l'énergie d'initiation est de 1 mJ, a partir de quelle tension Umin risque-t-on un allumage ?

Solution :
$W = 0{,}5.C.U^2$
Donc $U_{min} = \sqrt{2W/C}$
$U_{min} = 2$ kV, ce qui est une très faible tension électrostatique

Nous n'avons pas besoin de connaître la fréquence de coupure à -10 dB dans un autre cas : quand un petit condensateur c de décharge dans un de forte valeur C, toute la charge est transférée de l'un dans l'autre, donc $R = A.c/C$.

Application : Filtrage d'une décharge électrostatique par un condensateur

Une personne de 150 pF de capacité par rapport à la masse est chargée à 10 kV. Elle se décharge dans un condensateur de filtrage C = 15 nF. Quelle est la tension résiduelle aux bornes de C ?

Solution :
$R = A.c/C$
avec ici : A = 10 kV, c = 100 pF et C = 15 nF
R = 100 volts.

Attention aux impédances parasites en série avec C qui risquent en HF de laisser passer une crête sensiblement supérieure à la résiduelle théorique. Une impédance en série avec la source (une ferrite par exemple) arrange alors bien les choses.

Les câbles des convertisseurs de puissance posent un problème plus ardu que les lignes d'alimentation. Un convertisseur statique de puissance (commande pas à pas, variateur de vitesse, gradateur, etc) génère de forts courants et des tensions à fronts raides très perturbateurs en mode commun. Ils ne supporte souvent ni un filtre du commerce ni des condensateurs de filtrage de forte valeur. Un tore de ferrite en mode commun sur chaque conducteur de puissance est une solution sans risque et souvent efficace. Une self de 100 µH réduit typiquement les perturbations d'un facteur 5 au delà de 1 MHz.

Nous pouvons regretter que beaucoup d'équipements scientifiques soient conçus comme un "jeu de construction", c'est à dire composés des sous-ensembles de diverses origines, câblés sans précaution particulière. L'alimentation n'est parfois même pas protégée par un filtre secteur à 100 F ! Au moins pour cette raison, efforçons-nous de réaliser autant de fonctions que possible par du matériel classique, des micro-ordinateurs de grandes marques par exemple.

Les limiteurs de surtensions

Un filtre passe-bas est nécessaire sur l'alimentation et souhaitable sur les longues lignes de signaux. Il est insuffisant à lui seul pour assurer la survie de équipement agressé en conduction par des surtensions de fortes énergies, c'est à dire longues et de grandes amplitudes. D'autres composants doivent être ajoutés pour assurer cette fonction. On les appelle des *limiteurs de surtensions*, des "écrêteurs", des "parasurtenseurs" ou des "parasurtensions ".

Les limiteurs de surtensions sont des protections parallèles, c'est à dire installées en parallèle avec l'équipement protégé. Ils doivent être robustes car ils peuvent écouler de forts courants, éventuellement pendant de longues durées : jusqu'à quelques millisecondes.

Nous étudierons au paragraphe suivant les protections série (isolements galvaniques, selfs de mode commun et montages à haute impédance d'entrée). Une protection série, c'est à dire installée en série avec une ligne perturbée, doit être de forte impédance pour les perturbations (en mode commun, en HF) et d'impédance acceptable pour les signaux utiles (en mode différentiel, en BF).

Des combinaisons de limiteurs de surtensions, filtres et protections série composent des protections électromagnétiques filaires.

Les principales caractéristiques d'un écrêteur sont sa tension de mise en conduction, sa tension résiduelle lors d'une perturbation, son temps de réponse, son courant de fuite sous tension "normale", sa capacité parasite, sa robustesse aux perturbations énergétiques, son mode de défaillance... et son prix ! Etudions les principaux types d'écrêteurs.

Diodes à avalanche (de type "Transzorb")

Les diodes *"Transzorb"*, ou *"Transil"* chez Thomson, sont des diodes à avalanche au silicium de type Zener prévues pour écouler de fortes surcharges.

Tension de mise en conduction :	De 5,6 à 200 volts (avec une seule jonction)
Tension résiduelle :	Moins de 1,5 fois la tension de coude
Temps de réponse :	Très rapide (≈ 0,3 ns si câblé court)

Courant de fuite :	Très faible (nA) jusqu'à mi–tension de coude
Capacité parasite :	Forte (1 à 5 nF)
Robustesse :	Faible (quelques joules au maximum)
Mode de défaillance :	Court-circuit garanti, ne vieillit pas
Prix :	1 à 10 F (> 100 F pour modèles "fiabilisés")
Avantages :	Rapide et de petite taille (montage sur carte) Tension de coude bien définie, mort propre Existe en bidirectionnel (tête-bêche)
Inconvénients :	Faible énergie Capacité élevée

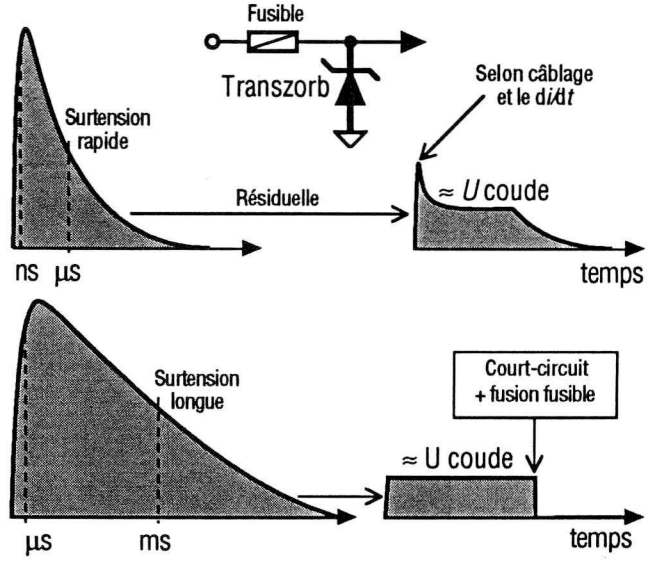


Figure 2-30 : Comportement d'une "transzorb" en impulsions

Les diodes "transzorb" sont faciles à monter sur circuit imprimé. Leur faible énergie les réserve à la protection des lignes de signaux ou pour la protection secondaire, c'est à dire en aval d'éclateurs. Des diodes à faible capacité existent mais elles sont plus coûteuses et leur temps de mise en conduction est supérieur à celui des diodes à avalanche classiques.

Les diodes Zener de signal ne conviennent pas car elles ne sont pas assez robustes et à trop forte impédance série pour limiter des surtensions, enfin leur mode de défaillance est aléatoire. Elles peuvent toutefois être utilisées en aval d'une résistance de limitation de plusieurs kilohms.

Pour la protection de signaux rapides, la capacité élevée de ces composants rend nécessaire l'ajout de diodes de redressement à faible capacité polarisées en inverse. (voir chapitre "conseils pratiques").

Application : Calcul d'une Transzorb

On souhaite utiliser une diode Transzorb de 0,5 joule pour limiter la surtension d'une impulsion de 1000 A de 20 µs de durée à mi-hauteur. Un tel composant avec une tension de coude de 15 V est-il convenable ? Même question pour une tension de 100 V.

Solution :
L'énergie absorbée par un parasurtenseur est le produit W = U.I.t
avec :
U= d.d.p. à ses bornes durant l'impulsion
I = courant crête qui le traverse
t = durée à mi-hauteur du courant
Pour U = 15 V
$W = 15 \times 1000 \times 20 \times 10^{-6}$
W = 0,3 J : c'est un peu juste mais ça va...
Avec une d.d.p. de 100 volts, l'énergie absorbée serait de 2 J et le composant meurt à coup sûr en court-circuit.
Nous voyons que seule une Transzorb basse-tension a de bonnes chances de survivre à une surtension énergétique. Les constructeurs définissent l'énergie de leurs composants en... watts ! Il faut savoir que cette puissance ne peut être appliquée que durant... 1 milliseconde ! Il faut donc diviser leur "puissance" en watt par 1000 pour obtenir leur énergie en joule. Pour passer les tests foudre en aviation, il faut des diodes de "2 kW" et de 15 volts au maximum.

Des diodes transzorb bi-directionnelles (avec diodes tête-bêche) sont disponibles. Il en est de même de diodes haute tension (jusqu'à 1000 volts) qui sont composées de plusieurs diodes en série.

Les diodes de type Transzorb sont bien adaptées à la protection des lignes signaux lorsque l'énergie des surtensions n'est pas trop importante. Elles meurent toujours en court-circuit, ce qui est un point fort pour les calculs de fiabilité. Avec un fusible en série, la protection de l'équipement est garantie.

Diodes de redressement

Les diodes de redressement sont des diodes à classiques (style 1N4004), au silicium, qui peuvent limiter les surtensions à de très faibles valeurs.

Tension de mise en conduction :	≈ 0,5 V (pour une seule jonction)
Tension résiduelle :	0,7 à 2 V
Temps de réponse :	Fonction de la diode (mais crête limitée)
Courant de fuite :	Moyen (< 0,1 µA à + 0,1 V, < 10 nA à — 10V)
Capacité parasite :	Faible (< 10 pF à 0 V, ≈ 1 pF en inverse)
Robustesse :	Faible (< 0,1 joule mais faible tension directe)
Mode de défaillance :	Inconnu (de ≈ 0 Ω à ≈ infini !)
Prix :	0,1 à 1 F (> 10 F pour modèles "fiabilisés")
Avantages :	Faible capacité, très faible coût Prévue pour montage sur carte
Inconvénients :	Faible énergie, tension de coude imposée Mode de défaillance imprévisible et bizarre !

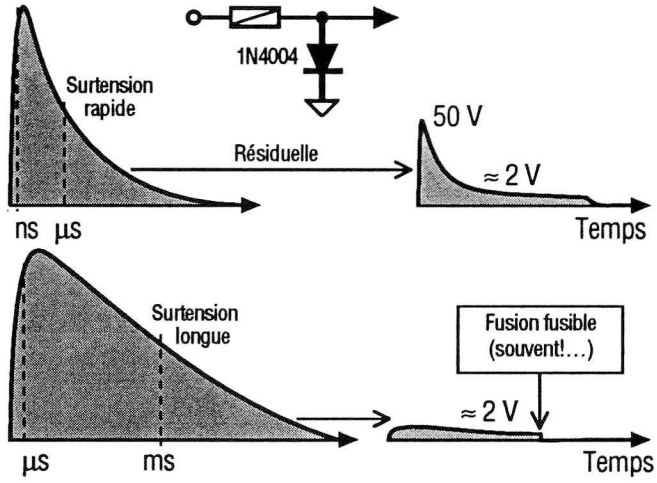


Figure 2-31 : Diode de redressement en limiteur de surtension

Les diodes de redressement peuvent être de très petite taille. Elles sont bien adaptées à la protection des entrées à bas-niveaux si l'impédance d'entrée n'est pas trop élevée. Sinon il faut utiliser une protections plus élaborée utilisant l'effet d'avalanche de la jonction base-émetteur d'un transistor. Le courant de fuite d'un JFET (entre grille et source+drain) peut être voisin de 1 pA à 25 °C.

La faible énergie de destruction des diodes de redressement doit être pondérée par leur faible tension directe. Une diode redressement de 0,1 joule avec 1,5 volt de tension directe peut supporter la même impulsion de courant qu'une transzorb de 1 joule et de 15 volts.

La capacité d'une diode de redressement est faible mais elle varie assez sensiblement avec la d.d.p. inverse, c'est l'effet "varicap". Le courant de fuite non négligeable de ces diodes (sauf à tension nulle) les interdit en pratique pour les entrées à très haute impédance.

Varistances

Une varistance s'appelle aussi VDR (en anglais : résistance variable avec la tension), ZnO (comme oxyde de zinc), MOV (en anglais : varistance à oxyde métallique) d'où leurs noms commerciaux GEMOV (General Electric), SIOV (Siemens)... L'épaisseur de la pastille définit la tension de coude, son volume détermine l'énergie maximale supportable.

Tension de mise en conduction :	10 à 1000 V
Tension résiduelle :	Près de 3 fois la tension de coude
Temps de réponse :	Très rapide (< 1 ns si montage correct)
Courant de fuite :	Moyen (< 1 µA à 0,1 Ucoude)
Capacité parasite :	Forte (1 à 10 nF selon tension et énergie)
Robustesse :	Bonne (5 à 500 joules) mais dégradation...
Mode de défaillance :	Hésite entre l'incendie et l'explosion !
Prix :	Moins de 1 F à quelques dizaines de F
Avantages :	Excellent rapport énergie/coût
	Existent en très fortes énergies
Inconvénients :	Dégradation progressive par surtensions
	Forte capacité et mort très... spectaculaire !

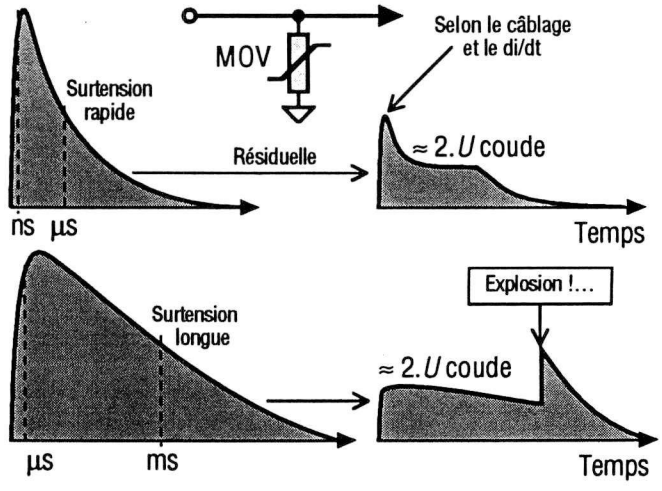


Figure 2-32 : Comportement d'une MOV en impulsions

Les MOV sont des pastilles de céramique qui ressemblent souvent à des condensateurs céramique. La résistance entre bornes chute vite à partir d'une tension de coude. Cette tension est proportionnelle à l'épaisseur de la pastille. Avec les composants modernes (et en bonne santé), un doublement de la tension entraîne une multiplication par environ un milliard du courant !

Les inconvénients d'une MOV sont assez nombreux. Tout d'abord elle vieillit en fonction du nombre d'impulsions écoulées. Elle peut résister par exemple à 1 impulsion de 100 joules ou à 100 impulsions de 30 joules (en laissant refroidir entre deux chocs !). Il faut alors la remplacer car elles meurt très salement, en prenant feu ou en explosant. Une MOV de petite taille résiste plus longtemps à de nombreux petits chocs qu'une MOV de forte énergie.

Lorsqu'une MOV vieillit, elle se comporte de plus en plus comme une résistance linéaire et son courant de fuite, sous tension nominale, peut finir par la faire brûler ! Pour réduire ce risque nous conseillons de surdimensionner la tension de la MOV en tension par rapport à celle du réseau protégé. Cette précaution a bien sûr l'inconvénient d'augmenter la tension résiduelle.

Contre les risques de projections de particules incandescentes lors de l'explosion nous conseillons d'encapuchonner chaque MOV dans un manchon en gaine thermorétractable ou dans un enrobage de vernis silicone.

Toutes les varistances ne sont pas en ZnO. On utilise des varistances à carbure de silicium pour désénergiser des bobinages moyenne tension (moteurs par exemple). Le carbure de silicium présente l'avantage sur l'oxyde de zinc d'une plus forte chaleur massique et l'inconvénient d'un coude beaucoup moins franc. En démagnétisation, ce n'est pas gênant.

Une varistance n'a guère de concurrents (hormis les coûteux R-C) pour limiter les surtensions aux bornes d'une bobine coupée par un contact sec. L'énergie à dissiper dans ce cas est faible, donc son vieillissement négligeable.

Une erreur fréquente est d'installer sur un réseau électrique une petite varistance aux bornes d'une faible charge et une grosse varistance aux bornes d'un fort consommateur. Puisque les varistances sont en parallèle sur le réseau c'est la petite qui protège la grosse en explosant sans tarder !

Pour les équipements alimentés par le secteur, les varistances constituent une excellente protection, surtout s'il existe d'autres parasurtenseurs en amont. Pour un environnement de type bureautique, une MOV d'au

moins 100 joules entre phases convient. On l'installera en différentiel en aval du filtre secteur car un filtre antiparasite du commerce est plus robuste qu'une varistance. En CEM on devrait toujours protéger le faible par le fort.

Les varistances sont des composants à coordonner avec d'autres écrêteurs (des éclateurs en particulier) pour obtenir une protection de forte énergie, sûre et durable.

Eclateurs à gaz

Ces composants se décomposent en éclateurs à air (les anciens éclateurs à cornes sur le réseau 20 kV par exemple) et en tubes à gaz. Les premiers ont tendance à être moins précis, plus lents et plus vulnérables à la pollution et aux rayonnements UV (diminution de la tension d'amorçage) que les seconds.

Tension de mise en conduction :	100 V et plus...
Tension résiduelle :	Quelques dizaines de volts
Temps de réponse :	Lent ($U_{crête} \approx 5\ U_{statique\ sur\ fort\ dU/dt}$)
Courant de fuite :	Très faible (< 1 nA avant ionisation)
Capacité parasite :	Très faible (≈ 1 pF)
Robustesse :	Très bonne (> 10 joules)
Mode de défaillance :	Souvent le court-circuit
Prix :	10 à 100 F environ pour un petit tube à gaz
Avantages :	Excellente robustesse (> 10 kA en 20 µs) Très faible capacité
Inconvénients :	Pas d'extinction sur le secteur après allumage Pas de protection en dessous de 100 volts Du retard à l'allumage !...

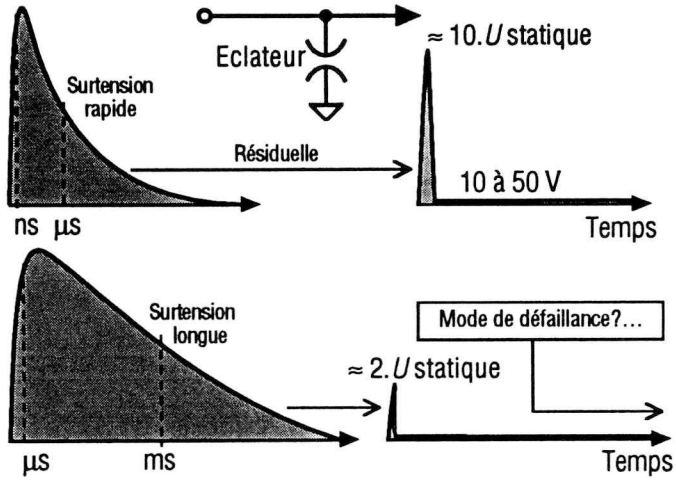


Figure 2-33 : Comportement d'un éclateur en impulsions

Les tubes à gaz ont des avantages exclusifs. Ils ont une très faible capacité, donc on peut les utiliser où l'on veut, même sur des coaxiaux d'antennes. Leur robustesse est excellente car leur tension une fois amorcés est très faible. Les bons tubes à gaz acceptent 5 kA en onde 8-20 µs.

Les inconvénients d'un tube à gaz sont nombreux. Sa tension d'amorçage dépend de la pente de la surtension : en impulsion à front raide, elle peut atteindre dix fois la tension statique (et environ deux fois sur un front lent de 1 µs). Sa tension minimale d'amorçage statique est d'environ 100 volts, donc très élevée pour beaucoup de circuits électronique. Son mode de défaillance n'est pas garanti : il meurt souvent en court-circuit mais sa tension d'amorçage peut aussi dériver. Enfin ils sont très coûteux pour des applications à large diffusion.

Un éclateur ne s'éteint qu'au passage à zéro du courant. Quand il est amorcé, il court-circuite le réseau électrique durant plusieurs millisecondes, ce qui fait disjoncter les protections contre les surintensités installées en amont. Pour éviter ce problème sur les lignes d'énergie, on ajoute un composant en série avec l'éclateur, souvent une varistance, chargée d'éteindre l'arc lorsque la surtension est passée. On réalise ainsi ce que l'on appelle un parafoudre.

Il est possible de compenser les défauts des éclateurs. Contre la pointe de tension à l'allumage, on peut ajouter une petite varistance en parallèle dont la tension de coude n'empêche pas l'éclateur de s'amorcer. Enfin il est possible de coordonner les protections. Nous traiterons de cet aspect au chapitre 4.

Les tubes à gaz radioactifs sont désormais interdits, il faut reconnaître qu'outre d'imposer des contraintes de stockage, l'intérêt de la radioactivité n'était pas évident. Compte tenu de sa tension d'allumage élevée, un éclateur est souvent insuffisant pour protéger à lui seul un fil signal.

Une ampoule au néon (telle celle d'un interrupteur lumineux) peut faire office d'éclateur. Sa tension d'allumage est de l'ordre de 60 à 90 V (soit deux fois moins qu'un éclateur à faible tension) et elle est de très faible coût. On en trouve par exemple en entrée d'autoradio pour la protection contre les charges statiques. Leurs inconvénients sont une moins grande robustesse et un temps d'amorçage encore plus long que ceux d'un éclateur. Pour les récepteurs UHF, une protection par diodes PIN (avec une capacité ≤ 1 pF) est nécessaire.

Enfin de petits éclateurs à air à souder sur circuit imprimé sont disponibles. Ils ressemblent à des condensateurs céramique fendus. Ils sont composés d'un fil de cuivre noyé dans une enveloppe réfractaire fendue par un trait de scie d'épaisseur contrôlée ! Leur tension d'amorçage est comprise entre 1 000 et 2 500 volts environ. Le principal intérêt de ces composants est leur faible coût.

Les éclateurs, compte tenu de leur exceptionnelle robustesse, composent l'élément principal des protections primaires. En aval on installera des limiteurs plus rapides qui, bien que moins robustes, ne risqueront pas d'être détruits par la résiduelle très brève, donc de faible énergie.

Thyristors, triacs et autres "éclateurs silicium"

Parmi les composants silicium de protection nous pouvons signaler les thyristors, les triacs et les composants tels les Trisil (Thomson). Il s'agit de structures de type PNPN qui, une fois amorcées par une diode Zener dans la gâchette, présentent une très faible tension résiduelle. On les appelle parfois des "éclateurs silicium".

Tension de mise en conduction :	10 à 300 V environ (1000 V possibles)
Tension résiduelle :	2 V environ après amorçage
Temps de réponse :	Très lent à s'amorcer (1 à 2 µs)
Courant de fuite :	Assez faible s'ils sont en bonne santé
Capacité parasite :	Assez forte (selon le composant ≈ 1 nF)
Robustesse :	Bonne (0,1 à plus de 10 joules)
Mode de défaillance :	Souvent le court-circuit, mais pas toujours...
Prix :	1 à 10 F environ
Avantages :	Bonne robustesse Peu coûteux Existent en bidirectionnel Extinction ≈ 100 mA pour Trisil
Inconvénients :	Du retard à l'allumage Risque d'amorçage en dU/dt (< 100 V/µs) Nécessite sur le secteur un fusible en série Assez forte capacité

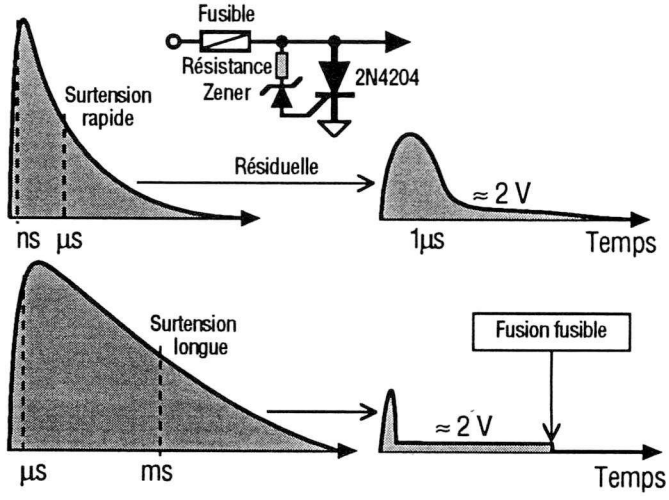


Figure 2-34 : Comportement d'un thyristor en impulsions

Un Trisil de Thomson (des composants comparables à deux ou trois pattes existent chez d'autres constructeurs) est un triac avec un Transzorb entre cathode et gâchette. Durant la première microseconde le Trisil se comporte comme un Transzorb. Le triac finit par s'amorcer et sa tension chute à 2 volts environ. Puisque la tension aux bornes est faible, la charge électrique qu'un Trisil peut écouler (le i.t) est supérieur à celui d'un Transil de taille comparable. Lorsque le courant descend sous la centaine de milliampères, le Trisil s'éteint, c'est donc un composant parfaitement adapté à la protection d'une ligne téléphonique.

Application : Calcul d'un Trisil

Un Trisil peut supporter 0,1 joules. Il est soumis à une impulsion de courant de 1000 A durant 20 µs. Résiste-t-il au choc ?

Solution :
L'énergie dissipée durant la première microseconde (avant l'amorçage) est négligeable. L'énergie absorbée est égale au produit U.I.t, soit pour une tension après allumage de 3 volts : $3 \times 1000 \times 20 \times 10^{-6} = 60$ mJ. Le composant résiste.

Un Trisil coûte moins de 2 F, par quantités. Le seul risque de destruction est une application de courant de longue durée. Pour limiter ce risque il est possible d'ajouter une petite CTP en série avec la ligne à protéger. Une CTP est une résistance à coefficient de température positif : faible résistance à froid et forte résistance à chaud. Sur une ligne téléphonique, une CTP de 10 Ω à froid ne perturbe pas le fonctionnement. Sous 230 volts, elle s'échauffe et limite le courant à 1 mA environ : elle peut résister longtemps. Après refroidissement, elle retrouve sa faible résistance. Le seul problème est qu'une CTP est une CTN qui s'ignore... Une surtension trop importante (longue et de forte amplitude) peut provoquer un emballement thermique suivi de l'explosion du composant !

Pour des protections contre de fortes énergies il est possible de réaliser des protections à base de thyristors à allumage rapide (gâchette "interdigitée"). Le di/dt à l'amorçage peut être très élevé. Parmi les petits thyristors, le 2N4204 supporte sans problème un di/dt de 5 kA/µs. Attention, les triacs sont connus pour leur sensibilité au dU/dt. Certains s'allument spontanément vers 10 V/µs, ce qui est la pente d'une perturbation ridiculement faible.

Pour la protection de réseaux d'énergie, il faudrait ajouter un fusible rapide en série avec le thyristor afin de le protéger contre le courant de suite. Seules des pastilles de très grande surface peuvent être protégées par un petit disjoncteur. Un disjoncteur à un temps d'élimination du défaut très supérieur à celui d'un fusible rapide ayant le même courant nominal.

Parmi les composants de protection série, on utilise aussi des CTN, c'est à dire des résistances à coefficient de température négatif. A froid la CTN présente une forte résistance puis en chauffant sa résistance devient très faible.

Une CTN sert à limiter le courant d'appel lors de la mise sous tension d'une alimentation avec condensateurs chimiques en tête. Elle limite le courant d'appel à typiquement moins de 1 A. En quelques dizaines de millisecondes, elle chauffe, sa résistance chute à moins de 1 Ω, et elle devient alors pratiquement "transparente". La puissance consommée par une CTN est inférieure au watt. Un seul (petit) problème : en cas d'extinction puis de nouvel allumage avant qu'elle n'ait eu le temps de refroidir, le courant d'appel n'est plus guère limité, et l'interrupteur tire une jolie étincelle !

Symétriseurs et réjection du mode commun

On appelle *réjection du mode commun* le rapport de la d.d.p. appliquée à une entrée en mode commun à la la d.d.p. apparente vue en mode différentiel (tome 1). Plus ce nombre est important, meilleure est la réjection, c'est à dire moindre est la conversion des perturbations (en MC) en signal utile (en MD).

Une liaison BF peut être symétrisée soit par un isolement galvanique, soit par une liaison différentielle, aussi appelée "balancée" ou équilibrée, c'est à dire avec un étage d'entrée symétrique. En HF, on peut améliorer la réjection du mode commun par l'utilisation d'effet réducteur (câble blindé, installation le long d'une structure de masse) ou d'une inductance couplée en mode commun.

Un isolement galvanique est assuré par l'utilisation d'un transformateur, d'un optocoupleur, d'un relais ou de leurs combinaisons : convertisseur statique ou amplificateur d'isolement.

Rôles des isolements galvaniques

La méthode ancestrale de l'isolement galvanique est sûrement efficace en BF, mais il importe d'en connaître les conditions d'emploi et les limites.

Un isolement galvanique sert à limiter le courant de mode commun en BF sur un câble par augmentation de l'impédance sa boucle de masse. Il utilise un composant à haute impédance en mode commun. Un point de vocabulaire : l'isolation est le moyen d'assurer la fonction d'isolement.

Pour une liaison de point à point, un isolement galvanique à une seule extrémité suffit. Pensons au téléphone : les signaux transmis sont BF (de 300 à 3400 Hz), à bas-niveaux (1 mV est audible), sur grande distance (plusieurs km) et cela sans effet réducteur ! Tout devrait aller très mal, pourtant ça marche grâce à un unique isolement galvanique : chez l'abonné le poste téléphonique est isolé des masses. Côté central téléphonique, une phase (la borne + de la batterie) est mise à la terre. Un isolement à une seule extrémité suffit en BF.

Un isolement galvanique peut être placé, au choix, du côté de l'émission ou du côté de la réception. A nouveau pensons au téléphone qui fonctionne de façon bidirectionnelle sur la même paire... Seule une ligne longue, avec de multiples abonnés, et non de point à point (un réseau local par exemple), peut gagner à être isolée à chaque abonné.

Pour une liaison de point à point, il serait inutile et coûteux de placer un isolement galvanique de chaque côté. Un unique optocoupleur, entre deux équipements électroniques, peut être alimenté de chaque côté sans alimentation isolée (sa diode est alimentée par l'équipement d'émission et son transistor est polarisé par l'équipement de réception). Il peut être placé au choix du côté émission ou du côté réception.

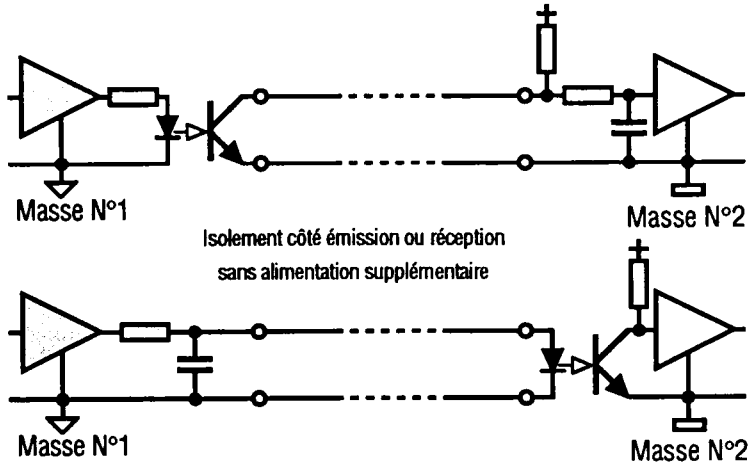


Figure 2-35 : En point à point, un seul isolant galvanique suffit

Si l'on plaçait un optocoupleur à chaque bout, une alimentation isolée devrait être dédiée à la liaison pour l'alimenter (idem pour deux relais). Une telle option ne peut être justifiée que pour respecter une norme d'immunité, en aviation par exemple, lorsqu'on préfère utiliser un isolement galvanique qu'un limiteur de surtensions. Il est évident que si une

alimentation était commune à la diode et au transistor d'un optocoupleur (ou à la bobine d'un relais et à un de ses contacts), l'isolement galvanique disparaîtrait !

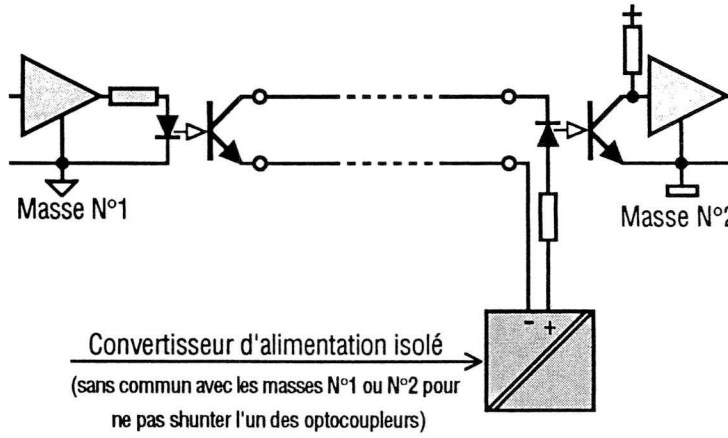
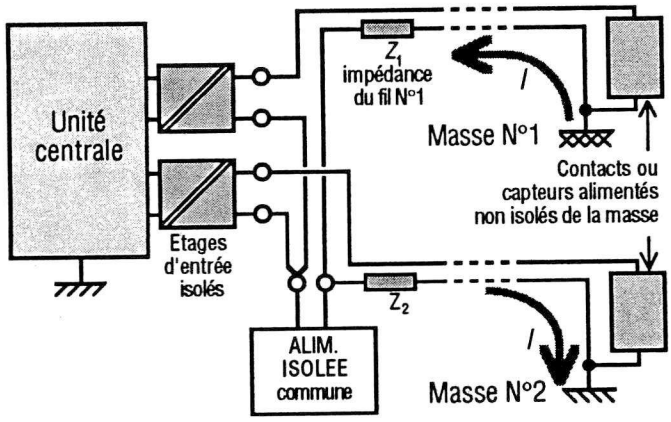


Figure 2-36 : Un isolement galvanique des deux côtés est coûteux !

On comprend pourquoi la plupart des isolements galvaniques en entrée des automates industriels sont fictifs : une même alimentation est commune à plusieurs entrées qui ne sont donc plus isolées les unes des autres. Si l'isolement est nécessaire, c'est parce que des contacts ou des capteurs ne sont pas isolés de la masse (sinon l'isolement des entrées serait inutile). Des boucles de masse sont alors créées par l'alimentation commune, et de manière générale, dès que deux circuits "isolés" ou "flottants" ont un point commun. Ce cas se présente malheureusement très fréquemment !



Des isolements ne garantissent pas toujours l'absence de boucles !...

Figure 2-37 : Boucle de masse BF par alimentation commune

La plupart des contacts étant isolés, des entrées isolées sont inutiles. Quand on connaît la consommation des optocoupleurs (d'où l'effondrement par échauffement de la fiabilité des cartes voisines) ainsi que leurs coûts et leur propre fiabilité, on préfère autant que possible des entrées non isolées !

Les capteurs analogiques et les actionneurs sont presque toujours flottants. Pour un capteur isolé de la masse, l'isolement en entrée d'électronique est inutile ! Ne mettons pas d'isolements galvaniques en cascade : faire flotter un circuit l'expose en HF au couplage carte à châssis (tome 1).

La plupart des optocoupleurs des entrées-sorties industrielles n'ont ainsi qu'un rôle psychologique. Ils rassurent l'utilisateur qui croit s'isoler... alors qu'il l'est déjà ! Le problème est que si l'isolement était réellement nécessaire, il ne serait pas effectif à cause de l'alimentation commune !

Une idée répandue prétend qu'une entrée isolée est plus tolérante qu'une entrée non isolées contre les surtensions et/ou les erreurs de branchements. C'est faux en mode différentiel et ce n'est vrai en mode commun que pour une entrée mal protégée. Il est facile, sûr et peu coûteux de protéger une entrée non isolée contre les surtensions. On devrait pro-

fiter de cette protection contre les surtensions (300 V permanents suffisent en pratique) pour filtrer à faible coût les perturbations HF. Donnons un exemple de circuit de protection :

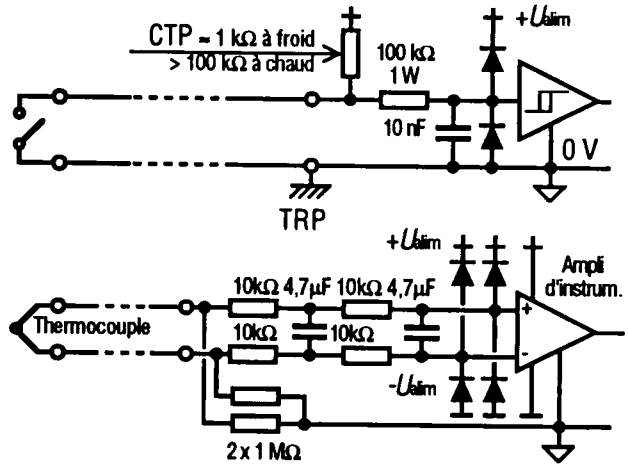


Figure 2-38 : Exemple de filtrage HF + protection d'entrée non isolée contre les erreurs de branchement

Attention, la tension permanente aux bornes d'un résisteur (!) à couche de résistance R et de puissance maximum P, doit être limitée à la fois à $\sqrt{P.R}$ et à 250 V pour P = 0,25 W, à 350 V pour P = 0,5 W, à 500 V pour P = 1 W et enfin à 750 V pour P = 2 W.

Un groupe d'entrées-sorties isolées avec alimentation commune pour lequel chaque paire n'aboutit pas à un contact ou à un capteur isolé ne devrait être connecté qu'à un seul équipement et par un seul câble. Pour limiter la surface des boucles, un conducteur commun à plusieurs entrées n'est tolérable que pour des signaux tout-ou-rien, dans un même câble et dans un seul équipement.

Composants d'isolement galvanique

Tout composant d'isolement galvanique se comporte en mode commun comme une capacité parasite, de quelques picofarads pour un optocoupleur à plusieurs centaines de picofarads pour un transformateur. Au delà de quelques mégahertz, un isolement galvanique devient non seulement inutile mais néfaste puisqu'il abaisse la première fréquence de résonance (en $\approx \lambda/4$ au lieu de $\approx \lambda/2$).

Un isolement galvanique n'est justifié que par un risque d'apparition d'une tension en mode commun et, à basses fréquences, supérieure à celle que peut accepter l'électronique. Sauf en environnement conducteur (en marine, en aéronautique ou en automobile) où l'équipotentialité des masses reste bonne quoi qu'il arrive, un isolement galvanique ne dispense pas des parasurtenseurs. Un composant d'isolation supporte rarement plus de quelques kilovolts de mode commun. N'oublions pas que la foudre génère, entre des points éloignés, des d.d.p. qui se comptent en dizaines, voire centaines de kilovolts !

En résumé, un isolement galvanique peut :

✔ ouvrir une boucle de masse en BF
✔ si l'équipotentialité est suffisante, éviter l'ajout d'un écrêteur

Un isolement galvanique ne peut pas, dans le cas général :

✔ résoudre les problèmes de mode commun HF
✔ résoudre les problèmes de mode différentiel
✔ se substituer aux limiteurs de surtensions

Les caractéristiques essentielles d'un isolement galvanique sont sa bande passante utile (ou son temps de réponse), sa *rigidité diélectrique*, sa capacité parasite, sa durée de vie et son coût. Etudions les principaux composants.

Optoélectronique

Un *optocoupleur* (et toute sa grande famille : optodarlington, optotriac, optothyristor, etc.) est un petit composant très (trop ?) largement utilisé. Les liaisons par fibres optiques seront analysées plus loin.

Bande passante :	Continu à > 1 MHz (mais alors très coûteux)
Rigidité diélectrique :	1500 V à > 5 kV avec un modèle spécial
Capacité parasite :	Très faible (≈ 1 pF)
Durée de vie :	Médiocre (selon fournisseur et température)

Coût :	3 F à plus de 30 F
Avantages :	Petit, prévu pour implantation sur carte
	Très faible capacité parasite
	Des optotriacs existent avec allumage au zéro
Inconvénients :	Lent pour certaines transmissions numériques
	Peut s'allumer en HF (avec ≈ 10 V de MC !)
	N'a pas une fiabilité légendaire !
	A alimenter des deux côtés (comme les relais)

Le principal problème CEM posé par les récepteurs optiques est la sensibilité à la détection d'enveloppe du phototransistor. Avec une d.d.p. de mode commun d'une dizaine de volts HF, des optocoupleurs standards s'allument. Pour réduire ce problème, il est efficace de placer un condensateur d'environ 100 pF en parallèle avec la résistance d'extinction entre base et émetteur du phototransistor. Si la base n'est pas sortie, découpler la sortie par un condensateur (de l'ordre de 1 nF) améliore l'immunité. Les optotriacs qui s'amorcent par dU/dt en mode différentiel peuvent être durcis par un R-C parallèle.

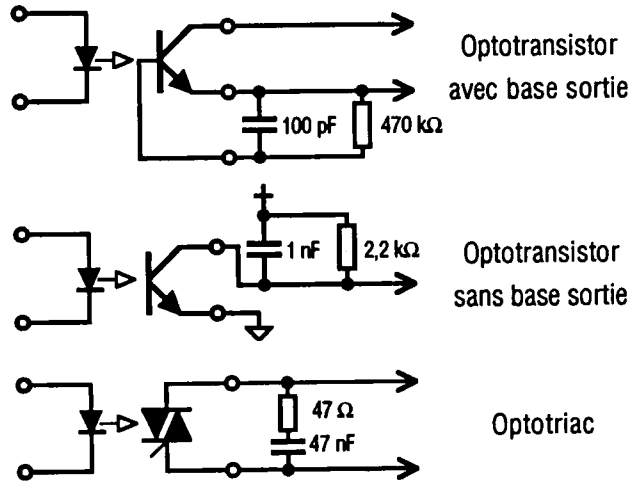


Figure 2-39 : Antiparasitage de récepteurs optiques

Les optocoupleurs bien polarisés consomment environ 20 mA chacun, soit 1 W sous 48 V. Leur résistance de diode chauffe, ce qui réduit le MTBF (temps moyen entre pannes) des cartes voisines. Rappelons une règle générale : une augmentation de température de 10°C (au delà de 50°C) réduit le MTBF d'un facteur 2.

La rigidité diélectrique d'un opto quelque chose, lorsque les règles de sécurité l'imposent, doit être vérifiée par un examen aux rayons X. Attention en particulier aux prétendues "doubles sources" qui n'ont pas obligatoirement la même structure interne. Cette remarque s'applique à tout type de composants, mais elle est particulièrement pertinente en optoélectronique.

Enfin leur propre fiabilité, malgré des progrès, reste moyenne... et très variable d'un fournisseur à l'autre. Le gain d'un optocoupleur diminue avec le temps. Nous conseillons de les polariser à la moitié du gain minimal garanti en température par le constructeur. Par exemple, un optocoupleur avec un "gain" minimal garanti de 0,5 que l'on commande par un courant de diode de 20 mA ne devrait pas commuter plus de 5 mA par son transistor. On obtient ainsi une espérance de vie... aussi longue que le permet le composant !

L'inconvénient de cette précaution est de réduire encore plus la vitesse de transmission des signaux : un optocoupleur très saturé est long à s'éteindre. Il existe des astuces pour gagner en vitesse (en particulier le montage cascode). Il est ainsi possible de gagner environ un facteur 10 en vitesse que l'on paye au prix de composants supplémentaires et d'une réduction de l'amplitude de sortie.

Il est possible de faire travailler un optocoupleur en régime linéaire à la condition de stabiliser son point de fonctionnement... et de ne pas trop compter sur la stabilité de son gain dans le temps. Méfiance donc !

En résumé, les optocoupleurs sont de petits composants bien adaptés aux transmissions de signaux tout-ou-rien ou numériques pas trop rapides... mais dont l'utilisation devrait être justifiée par un réel besoin d'isolation.

Relais et contacteurs

Un relais est un composant de puissance et de rigidité diélectrique très variables selon sa taille. Un contacteur est un gros relais capable de commuter des courants supérieurs à 10 ampères.

Temps de réponse :	Long : de quelques ms à environ 100 ms
Rigidité diélectrique :	1500 V à > 5 kV pour les gros modèles
Capacité parasite :	Assez faible (≈ 10 pF)
Durée de vie :	Moyenne (fonction du courant coupé)
Coût :	5 F à plus de 500 F pour un contacteur
Avantages :	Plusieurs contacts isolés possibles
	Bonne immunité en HF et aux surtensions
	Puissance commutée >> P de commande
Inconvénients :	Nombre de manœuvres limité
	Réponse lente, alimentation des deux côtés
	Consommation élevée (supérieure à 1 W)
	Génération de perturbations HF à la coupure

La durée de vie d'un contact sec est de l'ordre de quelques millions de manœuvres (en courant alternatif, et à condition que le courant coupé reste inférieur à sa valeur nominale). En continu, les coupures usent rapidement les contacts, et la tension par contact est limitée à quelques dizaines de volts. La coupure de courants alternatifs inductifs réduit aussi le nombre de manœuvres.

Les coupures répétées de très faibles courants peut augmenter la résistance électrique des contacts. Dans ce cas des relais spéciaux (avec glissement mécanique relatif des pastilles pour nettoyer le carbone qui migre) doivent être utilisés. Les contacts des interrupteurs de signaux présentent le même risque.

Un gros problème CEM est posé par la génération d'impulsions en rafale à fronts raides à la coupure de charges inductives non antiparasitées. Ce type de perturbations est simulé par le test CEI 1000-4-4 (ex 801-4). Les rebonds des contacts secs à la fermeture posent peu de problèmes et ne génèrent que peu de perturbations électromagnétiques : le courant est long à s'établir.

Un relais est un composant remarquablement immunisé contre les perturbations électromagnétiques HF. Ils sont très tolérants sur la qualité de leur tension de commande. Les relais craignent cependant les champs magnétiques intenses en BF, la proximité de conducteurs supportant de très forts courants par exemple. Un fort champ magnétique BF peut maintenir un relais fermé... et peut même parfois le faire coller !

Le temps de réponse d'un relais alimenté sous tension constante peut être connu à 10% près environ. Le temps de fermeture est souvent plus rapide et toujours mieux connu que sa durée de relâchement (qui dépend des composants de protection en parallèle sur sa bobine, voir tome 1).

En instrumentation, la tension de contact n'est pas négligeable pour la commutation de très faibles signaux en tension. Il existe des relais spéciaux, pour thermocouples par exemple, à très faible tension de contact (quelques microvolts).

Un petit relais de type "Europe" consomme 1 watt environ, les gros contacteurs consomment plusieurs dizaines de watts. Sachant que le courant de maintien est toujours plus faible que le courant d'appel, on peut réduire la consommation grâce à un contact auxiliaire qui insère une résistance en série avec la bobine après fermeture. La consommation des relais classiques est un handicap sérieux pour les équipements alimentés sur batteries. On leur préfère des relais bistables dans lesquels un aimant permet de ne pas consommer de courant de maintien : des impulsions brèves suffisent à le faire changer d'état.

Les relais et les contacteurs sont adaptés à la commutation de courants importants. Ils permettent de fortes tensions d'isolement (certains relais "tiennent" 25 kV). Ils conviennent aux signaux tout-ou-rien, lorsqu'un retard supérieur à 10 ms n'est pas gênant. Enfin, grâce à leurs contacts isolés, les relais permettent des reports à distance, des sécurités et des redondances délicates à assurer par d'autres composants.

Transformateurs signaux

Un transformateur est le composant de base de toute alimentation isolée. Un transformateur peut transmettre de la puissance (certains atteignent 1 GW) et adapte les tensions avec un bon rendement. Les transformateurs triphasés permettent divers couplages vectoriels (pour rééquilibrer les phases ou court-circuiter certains harmoniques). Les transformateurs d'alimentation seront étudiés au tome 4, nous n'aborderons ici que les transformateurs de signaux.

Bande passante :	Jusqu'à 3 décades avec bon transfert d'énergie
Rigidité diélectrique :	≈ 2000 V (> 50 kV pour modèles spéciaux)
Capacité parasite :	Variable (de 1 pF à > 1 nF selon le type)
Durée de vie :	Exceptionnellement longue
Coût :	5 F à... bien plus selon taille et performances

Avantages :	Tout à fait increvable (sauf en diélectrique !)
	Peut adapter les impédances
	Transmet de l'énergie avec peu de pertes
Inconvénients :	Peu d'effet de filtrage en mode différentiel
	Ne passe pas le continu (sans électronique)
	Problèmes du champ magnétique de fuite

La bande passante d'un transformateur de signal est limitée vers les fréquences basses par son inductance magnétisante et vers les fréquences hautes par ses inductances de fuite. S'il est mal conçu, ses capacités parasites et/ou son circuit magnétique n'arrangent pas les choses. Même avec un bon matériau magnétique et un bobinage maîtrisé, la bande passante utile d'un transformateur ne dépasse pas un facteur 1000, soit trois décades, sauf si on sacrifie son rendement.

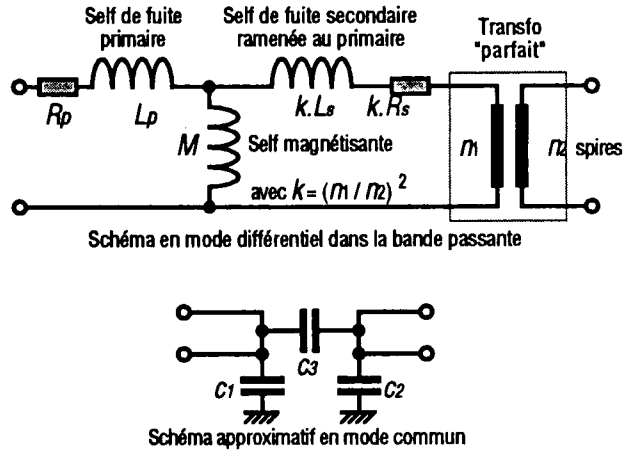


Figure 2-40 : Schémas équivalents d'un transformateur

On peut réaliser des transformateurs BF à circuit magnétique en fer (ou mumétal) pouvant passer quelques Hertz et des transformateurs HF à circuit magnétique en ferrite pouvant passer des gigahertz. On peut aussi utiliser un transformateur pour adapter impédance du circuit amont à celle de l'aval : le rapport des impédances est égal au carré du rapport des nombres de spires.

Un transformateur isole du mode commun BF mais pas le mode différentiel. Entre primaire et secondaire(s), un écran électrostatique n'est efficace en mode commun que si on le connecte au plus court à la masse mécanique. Un écran de transformateur sur carte n'est donc intéressant qu'en BF.

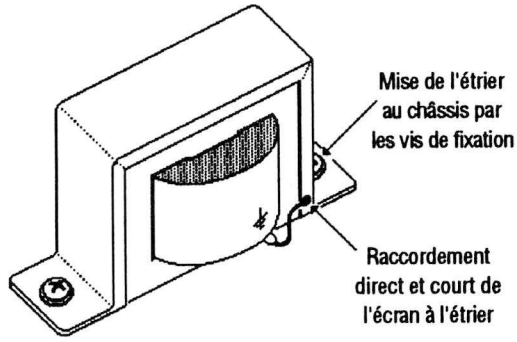


Figure 2-41 : Précautions de câblage d'un écran électrostatique

Le seul vrai problème de CEM posé par un transformateur est son champ de fuite qui le transforme en antenne de champ magnétique. N'installons pas un transformateur signal trop près d'une source intense de champ magnétique. Un blindage externe, une ceinture en cuivre soudée sur elle-même par exemple, limite cet effet parasite à la fois en émission et en immunité. Rappelons qu'il est inutile de connecter un écran magnétique à la masse.

Un transformateur a une fiabilité exceptionnellement bonne. Il est bien adapté à la transmission de signaux alternatifs. Pour transmettre du continu il faut redresser un signal alternatif (une porteuse), ce qui nécessite d'ajouter des circuits actifs.

Les transformateurs signaux ne supportent que peu de pertes, il sont mieux adaptés que les circuits optoélectroniques à l'isolement des électroniques alimentées par batteries. Ils sont bien adaptés aux interfaces téléphoniques (et à leurs variantes, le RNIS par exemple) et aux lignes numériques sans composante continue (avec codage RZ, c'est à dire avec "retour à zéro", avec une valeur moyenne nulle).

Convertisseurs continu-continu d'entrées/sorties

Un convertisseur continu-continu est un module de taille variable selon sa puissance, bien adapté à l'alimentation de circuits galvaniquement isolés. Nous ne traiterons ici que des petits convertisseurs de 1 à 10 watts pour isoler des étages d'entrées–sortie (et pas des alimentations à découpage de puissance).

Bande passante :	Continu !
Rigidité diélectrique :	1500 V à 5 kV environ
Capacité parasite :	Assez forte (≈ 30 à 300 pF selon le type)
Durée de vie :	Variable selon le modèle et le constructeur
Coût :	50 F à plus de 500 F pour "haute fiabilité"
Avantages :	Assez petit (montage possible sur carte)
	Peut fournir plusieurs tensions isolées
Inconvénients :	Génération de bruit de mode commun
	Peut rayonner du champ magnétique
	Rendement moyen en basse tension

Les convertisseurs d'alimentation de faible puissance ont une régulation sommaire. La qualité de la tension de sortie en mode différentiel (la fameuse "résiduelle") n'est pas le point critique pour alimenter des électroniques, même à bas-niveaux. Leur gros problème est la génération de courants HF en mode commun. Ces sinusoïdes amorties (souvent entre 5 et 50 MHz) se répètent à la fréquence du découpage (habituellement entre 30 kHz et 300 kHz), avec une amplitude crête typiquement comprise entre 10 et 100 mA.

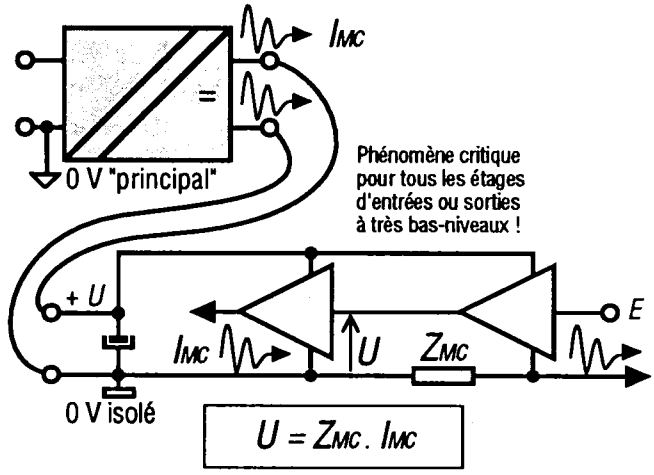


Figure 2-42 : Courant de mode commun d'un convertisseur isolé

Réduire ce type de perturbations sans augmenter la capacité primaire à secondaire nécessite une bonne maîtrise des bobinages écrans... ce qui dépend de la maîtrise du fournisseur. Filtrer les perturbations générées par des convertisseurs isolés est incompatible avec une faible capacité parasite entre amont et aval. Les selfs de mode commun qui, ailleurs, donnent de bons résultats risquent ici de résonner avec la capacité du convertisseur; elles sont en outre volumineuses.

Le rendement des petits convertisseurs est médiocre, guère supérieur à 50%, mais ceci est peu gênant pour de faibles puissances. Le champ de fuite de leur transformateur peut perturber des circuits voisins à très bas-niveaux. Leur rayonnement est généralement moins gênant que les impulsions HF générées en mode commun.

Un intérêt des petits convertisseurs est qu'ils peuvent, à partir d'une seule tension primaire, générer plusieurs tensions de sortie (+ et —12 V par exemple). La consommation en analogique étant souvent faible, ces convertisseurs évitent à l'alimentation principale de générer de multiples tensions, de plus cela permet de réduire les longueurs de câblage au minimum.

Un même convertisseur peut fournir plusieurs sorties isolées les unes des autres, pour alimenter simultanément plusieurs circuits d'interface par exemple. La médiocre régulation de la tension lors de variations de charges ne pose pas un grave problème fonctionnel. Une référence de tension stable et sans bruit est toujours facile à réaliser par un petit régulateur.

Les convertisseurs d'alimentation isolés sont utiles pour les interfaces numériques qui nécessitent un isolement galvanique. Ils permettent, en analogique, de réaliser des amplificateurs d'isolement et des amplificateurs conditionneurs à plus faible coût (sinon de plus faible volume) que ceux proposés par les sociétés spécialisées (Burr Brown, Analog Devices, etc.).

Amplificateurs d'isolement

Un amplificateurs d'isolement est un module de petite taille essentiellement composé d'un convertisseur isolé, d'un amplificateur différentiel et d'une transmission analogique par codage (modulation de fréquence, de phase ou de durée) galvaniquement isolée.

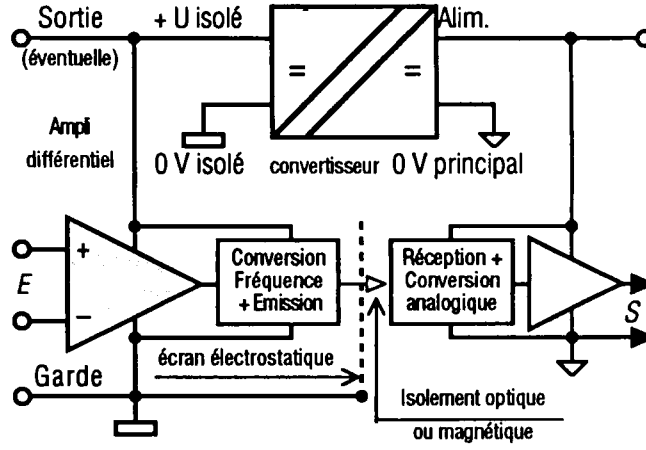


Figure 2-43 : Synoptique d'un amplificateur d'isolement

Bande passante :	Du continu à quelques dizaines de kHz
Rigidité diélectrique :	500 à 2500 V
Capacité parasite :	Faible (5 à 50 pF typiquement)
Durée de vie :	Souvent très bonne
Coût :	150 F à plus de 2000 F pour un "rapide"
Avantages :	Assez petit (montage sur carte)
	Bonne performance en continu (faible offset)
Inconvénients :	Peut rayonner du champ magnétique
	Coûteux (≈ 100 fois le prix d'un ampli op)
	Difficulté de trouver une double source

Certains amplificateurs d'isolement ont une bande passante de 1 MHz. Ils sont alors présentés sous forme de tiroirs et sont beaucoup plus coûteux que les modules pour circuit imprimé avec une bande passante de l'ordre de 10 kHz.

La fiabilité des amplificateurs d'isolement varie selon leur principe, mais elle est peut dépasser les 100 000 heures à 50 °C. Comme on s'y attend, ceux utilisant un transformateur pour transmettre le signal analogique sont plus fiables (et consomment plutôt moins) que ceux utilisant un optocoupleur.

Comme pour tout circuit d'entrée à bas-niveau, un filtrage en entrée par filtre passif passe-bas est nécessaire. Nous suggérons d'ajouter au moins une cellule R-C en mode différentiel (nous conseillons un double R-C symétrique en cascade pour un thermocouple).

Certains amplificateurs d'isolement utilisent un transformateur dont le champ de fuite à la fréquence du découpage est important. Si le bruit dans les boucles des circuits voisins est excessif, il convient de blinder l'amplificateur, par exemple avec une ceinture de cuivre soudée sur elle-même. La société Burr Brown commercialise des petits blindages en mumétal pour certains de ses amplificateurs d'isolement.

Le principal frein à l'utilisation des amplificateurs d'isolement est leur coût, plus de trois fois supérieur à celui d'un amplificateur d'instrumentation. Pour les mesures affectées d'une tension de mode commun inférieure à 250 V, il existe des amplificateurs différentiels à haute impédance d'entrée qui, sans apporter un isolement galvanique véritable (avec un diviseur résistif à haute impédance en entrée), se comportent en pratique de la même manière et sont d'un coût très inférieur.

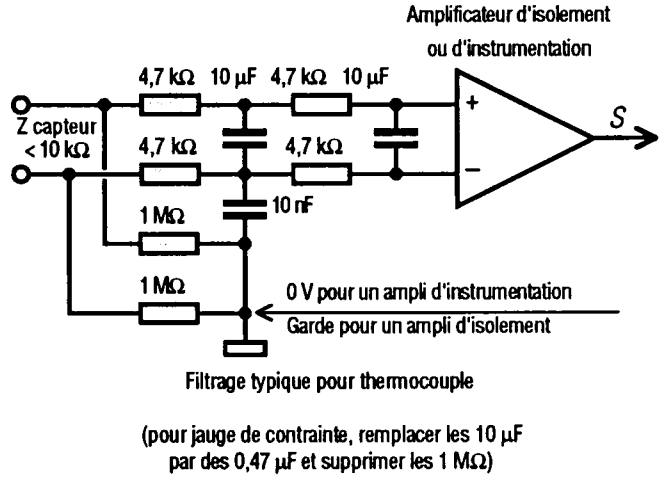


Figure 2-44 : Exemple de filtrage d'entrée de très bas niveau

Les amplificateur d'isolement sont utilisables en réception de signaux analogiques à très basse fréquence (ils sont surtout utiles pour les signaux à très bas-niveaux), et à condition que la tension de mode commun BF ne dépasse pas 1 kilovolt environ.

Fibres optiques

Les fibres optiques isolantes suppriment tous les problèmes de boucles de masse. Elles sont indifférentes à l'équipotentialité entre leurs extrémités, sont insensibles aux champs électromagnétiques et dispensent des limiteurs.

Bande passante :	1 Mb/s à plus de 1 Gb/s (en monomode)
Rigidité diélectrique :	Illimitée
Capacité parasite :	Nulle entre extrémités
Durée de vie :	Assez bonne (selon l'émetteur)
Coût d'une liaison :	150 F en plastique à plus de 10 000 F à grand débit
Avantages :	Aucun problème de CEM sur la fibre
	Rigidité diélectrique imbattable
	Fibre fine, légère, résistante, flexible

Inconvénients : Coûteux (bien plus qu'une paire)
Fiabilité de l'émetteur encore décevante
Manque de multisources (connectique)
Technologie encore en évolution

Un des problèmes des fibres optiques est le vieillissement des émetteurs. Le MTBF d'une diode d'émission dépasse difficilement 100 000 heures. Pour les liaisons critiques, il est souhaitable de doubler la liaison. Nous préconisons un contrôle annuel du bilan optique, en effet la puissance émise décroît progressivement dans le temps. Une maintenance préventive est donc possible.

Certaines fibres sont durcies mécaniquement par un dépôt métallique en surface. Il faut alors ajouter quelques mètres de fibre "normale" (isolante) à chaque extrémité pour conserver l'isolement galvanique.

La connectique pose également problèmes : elle est encore assez mal normalisée, avec de nombreux standards de fait, les constructeurs garantissant l'incompatibilité de leurs produits vis à vis de la concurrence ! Enfin, même la plus économique des fibres plastiques, avec ses composants d'extrémités, reste sensiblement plus coûteuse qu'un câble blindé (bidirectionnel) avec connecteurs sub-D ou mini-DIN. Le cuivre et l'étain ont encore de belles années !

Le seul véritable problème de CEM des liaisons optoélectroniques est l'étonnante sensibilité de leurs récepteurs optiques au couplage capacitif.

Application : sensibilité d'un récepteur optique

Une diode de réception optique en limite de portée délivre un courant de 1 µA. On souhaite conserver un fonctionnement correct lorsque la carte est soumise à une d.d.p. impulsive (couplage carte à châssis) de 10 V en 5 ns. Quelle est la capacité maximale tolérable entre la diode et la masse ?

Solution :
Le courant parasite dans un condensateur vaut : $i = C \cdot dU / dt$.
Pour que le courant reste inférieur à 1 µA pour un dU/dt de 10 V/ 5 ns, la capacité ne doit pas excéder $C_{max} = i \cdot dt / dU$
$C_{max} = 10^{-6} \cdot 5.10^{-9}/10 = 0{,}0005$ pF !...
Il est inutile de préciser qu'une capacité si faible ne peut être obtenue que par un blindage soigné de la diode de réception et de son amplificateur. Un écran électrostatique est toujours placé dans les composants de réception.

N'oublions pas qu'un parasite industriel "normal" est souvent supérieur à 100 V/ns, soit une centaine de fois plus perturbateur que l'hypothèse de notre exemple !... Il est donc nécessaire de surblinder les récepteurs optiques par un écran électrique référencé à son 0 V afin de réduire le couplage carte à châssis.

Les fibres optiques ont des performances extrêmement variables. Une fibre plastique permet de transmettre à 100 m un débit de l'ordre de 1 Mb/s. Les fibres multimodes à gradient d'indice (50/125 ou 62,5/125, les diamètres en µm respectivement du cœur et de la gaine) ont supplanté les fibres à saut d'indice. Elles permettent de transmettre à 3 km plus de 30 Mb/s. Enfin une fibre monomode (avec un cœur d'environ 5 microns) permet de transmettre jusqu'à 100 km sans répéteur un débit voisin de 1000 Mb/s. Sa perte avoisine 0,25 dB/km et la dispersion chromatique des diodes laser d'émission et des fibres (qui limite le débit) s'est beaucoup améliorée ces dernières années.

La fibre plastique est très bon marché et sa mise en œuvre est simple : leurs connecteurs se montent au couteau et au papier de verre ! La connectique pour fibre multimodes nécessite déjà un petit appareillage, du soin et un peu d'entraînement. La connectique pour fibre silice monomode doit être ajustée à mieux de 1 micron près ! Elle coûte environ 500 F et nécessite un joli tour de main pour caler l'excentrique.

Les machines à souder ont révolutionné la pose des fibres monomode. Il est incomparablement meilleur de souder les fibres monomode que d'ajouter un connecteur. Une machines à souder peut effectuer une centaine soudures en ne perdant qu'un facteur deux sur la puissance transmise (la perte moyenne est de l'ordre de 0,03 dB par soudure !). Ces machines ont imposé la fibres monomode pour les liaisons point à point à grand débit, en télécommunications en particulier. La pose des câbles coaxiaux avec un répéteur tous les deux kilomètres est abandonnée en France depuis les années 1980.

Les fibres optiques ne rayonnent pas la moindre émanation du signal qu'elles transmettent. Elles sont donc utilisées en anticompromission, quand les informations transmises doivent rester confidentielles. Elles peuvent en outre pénétrer dans une enceinte blindée sans filtre et sans dégrader son efficacité de blindage. Il suffit de la faire passer à travers un petit tube conducteur soudé au blindage (appelé une "cheminée" ou un "guide d'onde en dessous de sa fréquence de coupure") long de cinq à dix fois son diamètre.

Les fibres optiques se justifient pour des liaisons point à point à grand débit ainsi que pour transmettre des signaux numériques entre bâtiments avec des terres différentes. Toutes les liaisons informatique et vidéo entre bâtiments devraient être isolées par fibre optique. Enfin leur parfaite isolation est précieuse en environnement dangereux et/ou explosif (en aviation, dans les mines, les silos, etc.).

Entrées symétriques

Un étage différentiel d'entrée peut rejeter les perturbations de mode commun de façon efficace. La réjection du MC d'une paire est limitée par la dissymétrie de la paire, par le déséquilibre des impédances d'extrémité et par la réjection intrinsèque de l'étage d'entrée. Un étage de sortie analogique peut être asymétrique si l'étage d'entrée auquel il transmet le signal est bien symétrique. En numérique les émetteurs de ligne sont préférables aux drivers asymétriques : ils réduisent l'émission rayonnée et améliorent l'immunité de la liaison.

Pour un récepteur symétrique, ce n'est pas la capacité parasite qui limite ses performances mais sa réjection du mode commun : le CMRR en anglais. De même, la notion de tension maximale d'isolement (la rigidité diélectrique) est remplacée par celle de tension maximale sans dégradation significative de la réjection de mode commun. Les autres performances importantes (bande passante, durée de vie, coût) sont les mêmes que celles d'un isolement galvanique.

Amplificateurs différentiels (ou d'instrumentation)

Les amplificateurs d'instrumentation sont des composants performants :

Bande passante :	Du continu à 1 MHz (variable selon le gain)
Tension de mode commun :	± 5 V typ. (± 300 V pour certains modèles)
Réjection du MC (CMRR) :	≈ 120 dB jusqu'à 100 Hz, ≈ 80 dB à 100 kHz
Durée de vie :	Excellente (composant intégré)
Coût :	30 F à 150 F
Avantages :	Petit composant prévu pour montage sur carte Faible offset, faible bruit Très fort produit gain.bande Excellente fiabilité
Inconvénients :	Ne supporte typiquement que 10 V en MC Coûteux (≈ 10 fois le prix d'un ampli op) Double source difficile à trouver

Aucun amplificateur opérationnel ne peut atteindre les performances en CMRR d'un amplificateur d'instrumentation. Ce dernier bénéficie d'un étage d'entrée symétrique, avec des résistances très soigneusement appariées et à très faible dérive différentielle en température, c'est ce qui conditionne sa forte réjection du MC.

A condition d'accepter un réglage (et même deux pour obtenir un bon CMRR en HF), trois amplificateurs opérationnels permettent de réaliser un amplificateur d'instrumentation de qualité honorable. Sachant qu'on n'atteint pas des sommets, quel que soit le soin des réglages, est-ce une bonne économie ?

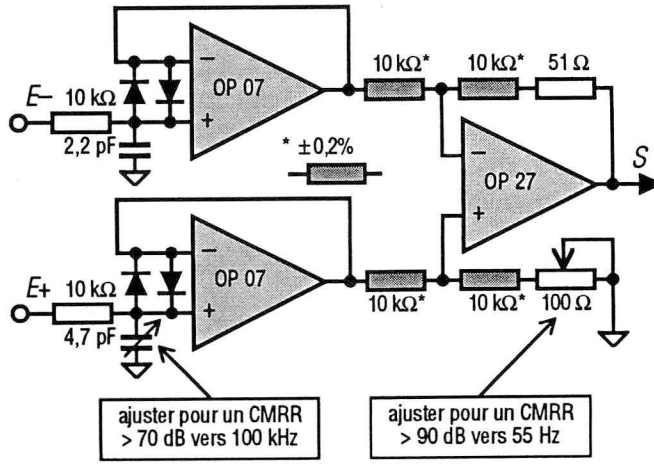


Figure 2-45 : Réalisation d'un "ampli d'instrum." par trois amplis op.

L'excellente symétrie d'un amplificateur d'instrumentation est due à un ajustement laser des résistances de gain internes. Elle décroît avec la fréquence à cause des inévitables dissymétries (sans oublier celle de la paire). A partir de 100 kHz, même avec une paire de faible longueur, on ne peut guère espérer une réjection du MC meilleure qu'un facteur 1000 (60 dB), et souvent moins.

En HF, disons à partir de 1 MHz pour une paire de quelques dizaines de mètres, la dissymétrie de la paire devient prépondérante et limite typiquement la réjection aux alentours d'un facteur 10. Seuls des câbles extrudés et torsadés avec précision permettent de garantir une réjection HF d'un facteur 30. Encore faut-il conserver des longueurs bien égales aux deux conducteurs. Le CMRR est amélioré en HF par l'ajout d'une inductance de mode commun.

Pour une ligne symétrique à forte réjection du mode commun, l'utilisation d'un connecteur filtrant est déconseillée car la tolérance sur ses capacités est médiocre, elle provoque une dissymétrie la liaison. Il en est de même des filtres installés sur les cartes dont les composants doivent être à très faibles tolérances, voire appariés. Attention aussi aux inévitables différences de capacité des écrêteurs (varistances ou transzorb en particulier) qui peuvent introduire une forte dissymétrie sur une ligne bien équilibrée. Ce problème est surtout critique pour les lignes à impédance de source élevée ou lorsque des écrêteurs à forte capacité sont installés en aval d'une résistances de limitation.

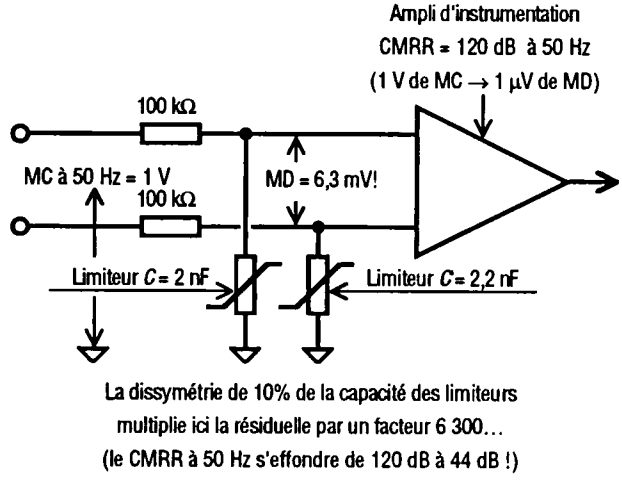


Figure 2-46 : Ruine du CMRR par dissymétrie de capacité

Evitons les mesures analogiques BF asymétriques (en câble coaxial par exemple), travaillons de préférence en paire blindée (voir chapitre suivant). Pour toutes les liaisons analogiques BF sans isolement galvanique, il faudrait utiliser en réception un amplificateur différentiel. Ce principe est bien adapté aux environnements raisonnablement équipotentiels en BF, c'est à dire lorsque les câbles de mesure restent dans le bâtiment. L'isolement galvanique d'une liaison analogique BF n'est réellement justifié que pour des appareils de mesures installés dans un autre bâtiment que celui des capteurs. Encore convient-il de s'assurer que les inévitables surtensions ne risquent pas d'excéder sa rigidité diélectrique.

Émetteurs/récepteurs de ligne

Les émetteurs/récepteurs de ligne sont de merveilleux petits composants qui rejettent efficacement et à toutes les fréquences les perturbations de mode commun, jusqu'au moins 10 volts crête.

Bande passante :	Du continu à 30 Mb/s environ
Tension de mode commun :	Typiquement ± 15 V
Réjection du MC (CMRR) :	Erreur ≈ 100 mV pour 10 V de MC
Durée de vie :	Excellente (composant intégré)
Coût :	3 à 30 F selon gamme (militaires plus chers)
Avantages :	Petit composant prévu pour montage sur carte
	Peu de dégradation d'immunité en HF
	Une seule alimentation (5 V) suffit
	Très bonne fiabilité
Inconvénients :	Ne supporte guère plus de 10 V en MC

Les émetteurs de ligne ont deux sorties complémentaires : l'une est à 5 V quand l'autre est à 0 V. Bien qu'étant alimentés en monotension, ils émettent des signaux complémentés. Un émetteur limite le rayonnement de la paire par la conversion de MD en MC. Enfin lorsqu'un émetteur de ligne (liaison RS 485 par exemple) est inhibé, ses sorties peuvent atteindre sans problème ± 10 V.

Les récepteurs de ligne acceptent tous ± 15 V de mode commun avec une erreur en mode différentiel inférieure à 300 mV. Ainsi les pertes dans la paire balancée de type RS 422 ou mieux RS 485 sont bien moins gênantes que pour une paire asymétrique de type RS 232. Il est ainsi possible, à débit égal, de transmettre le signal à plus grande distance. La tension de mode

commun entre équipements installés dans un même bâtiment dépasse rarement un volt en BF. Une liaison numérique différentielle avec émetteurs / récepteurs de ligne suffit à garantir la bonne transmission des signaux. En HF, un blindage raccordé aux masses des deux côtés apporte une protection remarquable. Les réseaux locaux micro-informatiques en paires différentielles blindées (SCSI, Token ring, Apple Talk...) fonctionnent bien malgré un câblage souvent mal maîtrisé.

Inductances en mode commun

Une self de mode commun est composée d'un tore de ferrite (plus ou moins bobiné) placé en série sur un câble. La self signal de mode commun la plus courante est bobinée "2 fils en main" mais certains modèles bobinés "4 fils en main", voire plus, sont désormais disponibles.

Bande passante :	Du continu à... presque l'infini !
Tension de mode commun :	Peu en BF, beaucoup en HF (> 1 kV crête)
Réjection du MC (CMRR) :	Faible en BF, typiquement 5 en HF
Durée de vie :	≈ illimitée (comme un transformateur !)
Coût :	2 à 20 F selon le modèle
Avantages :	Petit composant, peu coûteux, existe en DIL
	Excellente fiabilité
	Dégrade moins les signaux qu'un filtre
	Efficace même sans référence de potentiel
	Facile à ajouter en correction
Inconvénients :	Inefficace en BF ainsi qu'en mode différentiel
	Efficacité HF inférieure à celle d'un bon filtre

Un tore de ferrite en mode commun fonctionne par augmentation de l'impédance de la boucle de masse. Il n'agit pratiquement qu'aux fréquences élevées. L'inductance de ces tores couvre une plage considérable : du µH pour un tore ajouté sur un câble (un seul passage) à quelques dizaines de mH (tore à fort µr, avec une centaine de spires) pour filtre secteur ou ligne téléphonique.

Si la liaison est à faible impédance en mode commun et si l'inductance est au moins égale à 1 mH, un effet réducteur sensible peut apparaître dès les basses fréquences. Si au contraire l'impédance ajoutée est inférieure à 100 µH, seules les perturbations HF, disons supérieures à 10 MHz, seront amorties.

Pour un tore utilisé en BF, il convient de choisir une ferrite à fort μr, disons avec une perméabilité magnétique initiale comprise entre 5 000 et 10 000. Pour amortir les résonances des câbles en HF nous préconisons un μr initial compris entre 500 et 1000 pour maximiser les pertes de la ferrite dans la bande VHF.

En HF on améliore beaucoup l'effet réducteur d'une ferrite sur un câble en plaquant ce dernier sur plusieurs dizaines de centimètres (en amont et en aval de la ferrite) contre une structure conductrice de masse, sur une goulotte métallique par exemple. On bénéficie alors, de 30 à 300 MHz, d'un effet réducteur d'une dizaine typiquement. Une telle efficacité peut être jugée modeste, mais l'expérience montre qu'en correction, elle suffit souvent.

Puisqu'une ferrite ne dégrade pratiquement pas les signaux transmis en MD, il est toujours possible à l'installateur d'ajouter sans crainte fonctionnelle des tores de ferrite sur les câbles soumis à des perturbations HF. Cet ajout peut s'effectuer en service sans déconnecter les câbles. Des demi-tores avec coquille de maintien en plastique sont disponibles chez plusieurs constructeurs (Fair-Rite et Kitagawa entre autres). Leur matériau est adapté à l'amortissement des courants HF.

Outre leur "transparence" aux les signaux utiles (contrairement aux filtres) les ferrites présentent d'autres avantages importants : elles n'exigent pas de TRP, elles ne limitent pas la rigidité diélectrique d'un isolement galvanique, ne coûtent pas cher, peuvent être installées rapidement, par du personnel peu outillé et assez faiblement qualifié, sont relativement efficaces dans la gamme critique des ondes métriques et... ne tombent jamais en panne ! Que demander de plus ?

Certaines ferrites rouillent ! Elles deviennent brunâtres, laissent de l'oxyde sur les doigts, bref, finissent par avoir mauvaise mine ! C'est par chance un phénomène de surface qui ne réduit pas leur efficacité en volume. Les ferrites ajoutées sur les câbles ne craignent guère que les chocs : une ferrite casse comme de la céramique... c'en est !

Que la ferrite soit à fort μ (manganèse zinc), à faible μ (nickel zinc) ou à forte résistivité (magnésium zinc), la température de curie à partir de laquelle le μ s'effondre est toujours supérieure à 100 °C, donc satisfaisante pour les usages courants.

Conclusions sur les protections en conduction

On ne peut garantir le bon fonctionnement d'une électronique qu'en traitant les inévitables perturbations collectées en mode commun par ses câbles. Il n'existe aucun composant qui puisse, à lui seul, résoudre tous les problèmes de conduction, il est donc nécessaire de coordonner les protections.

Les filtres sont efficaces en HF. Il convient de choisir leur structure en fonction de l'impédance des circuits et pas seulement en fonction de leur courbe d'atténuation d'insertion dans le catalogue.

Les isolements galvaniques sont satisfaisants en BF mais inefficaces en HF. Une haute rigidité diélectrique, disons plus de 1 kV, interdit l'emploi d'un connecteur blindé "normal" (d'un coût acceptable) ou d'un connecteur filtrant. Sans l'une de ces deux solutions, il est difficile de résister aux impulsions HF. Forte rigidité diélectrique BF ou bonne immunité HF, il faut choisir !

La solution raisonnable pour trancher ce nœud gordien est d'utiliser un isolement à faible rigidité diélectrique (de 500 à 1000 V) avec des écrêteurs pour limiter la résiduelle à cette valeur. Un filtrage HF ou un blindage en complément suffit alors pour que la CEM soit garantie à toutes les fréquences.

Ne multiplions pas les isolements galvaniques en cascade. Les entrées-sorties d'automate sont presque toujours galvaniquement isolées par le capteur ou l'actionneur (contact, bobine, etc). Choisissons donc des cartes non isolées : elles sont moins coûteuses, plus fiables et souvent meilleures en HF.

Les ferrites sont intéressantes en mode commun mais leur efficacité assez limitée les rend principalement intéressantes pour les corrections sur site ou éventuellement les mises au point finales.

Les filtres HF et les connecteurs filtrants ont besoin pour fonctionner en mode commun d'une tôle de référence de potentiel : la TRP. Nous allons voir (chapitre suivant) que ce point reste la clé de l'efficacité en HF de la dernière méthode de protection qu'il nous reste à étudier : les câbles blindés et coaxiaux.

3

CABLES BLINDÉS ET COAXIAUX

L'écran d'un câble *coaxial* sert à la fois de retour pour le signal utile et de protection contre les perturbations extérieures. L'écran d'une paire ou d'un toron blindé ne sert que de protection, le retour signal s'effectuant par un conducteur intérieur protégé par l'écran. Les *câbles blindés* sont donc à priori meilleurs contre les perturbations électromagnétiques que les câbles coaxiaux.

Un câble *triaxial* est à mi-chemin entre le coaxial et le câble blindé. C'est un câble coaxial surblindé par un écran externe isolé. Un câble triaxial se comporte en mode commun comme une paire blindée (par l'écran externe) mais bénéficie en mode différentiel des faibles pertes HF du coaxial interne.

Compte tenu de leur grande efficacité quand ils sont bien employés, les câbles blindés et coaxiaux sont largement utilisés en informatique, en industrie et en instrumentation, surtout pour transmettre des signaux rapides, numériques ou à bas-niveaux.

Il est également possible de blinder les câbles de puissance pour en limiter le pouvoir perturbateur. Pour limiter les perturbations de mode commun générées par les convertisseurs statiques (variateurs de vitesse par exemple), un câble blindé est au moins aussi efficace, souvent moins coûteux et toujours moins risqué à mettre en œuvre qu'un filtre.

Pourquoi les câbles blindés en environnement l'industriel sont-ils souvent décevant ? La réponse tient en grande partie dans la mauvaise compréhension de leur mode de fonctionnement. En empêchant les courants parasites de circuler sur l'écran, on en annule l'effet de blindage. Pourtant, lorsqu'ils sont bien utilisés, l'efficacité des câbles blindés est incontestable. En BF, leur symétrie permet de s'affranchir des problèmes de ronflette. Les câbles blindés protègent correctement les signaux du champ électrique BF ainsi que de la diaphonie capacitive.

Le point clé des écrans de câbles en HF (disons, selon notre convention, au-delà du mégahertz) est la maîtrise de leur raccordement... Voyons où, pourquoi, à quoi et enfin comment raccorder les câbles blindés et coaxiaux.

De quel côté raccorder les câbles blindés ?

Cette question est l'une des plus importante... et des plus controversées. Nous allons y répondre clairement après avoir exposé les mérites et limites de chaque méthode.

Aucun raccordement

Connecter un écran de câble nulle part est certainement commode... mais n'a guère d'intérêt ! Le seul effet favorable que l'on peut attendre d'un écran non relié est la réduction de la diaphonie capacitive en mode différentiel entre paires. Le même effet est obtenu si l'écran est raccordé à une masse.

La réduction de la diaphonie est intéressante entre signaux analogiques alternatifs de grande précision transmis dans le même câble (entre les paires d'un synchro-résolveur par exemple). Un écran limite la diaphonie capacitive en mode différentiel avec les paires voisines, même s'il n'est pas raccordé et/ou s'il est de mauvaise qualité (en mylar aluminié par exemple).

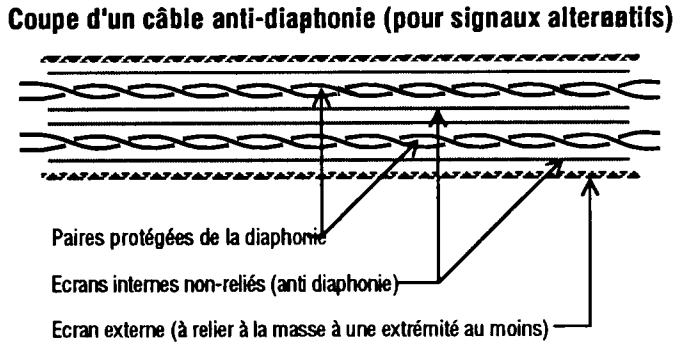


Figure 3.1 : Un écran non relié ne peut réduire que la diaphonie capacitive en mode différentiel

Un câble avec écrans anti–diaphonie non raccordés n'est efficace que pour des signaux à assez haute impédance. En effet les écrans sont pratiquement transparents en champ magnétique, il sont donc inefficaces contre la diaphonie inductive. La diaphonie capacitive est rarement gênante en mode différentiel.

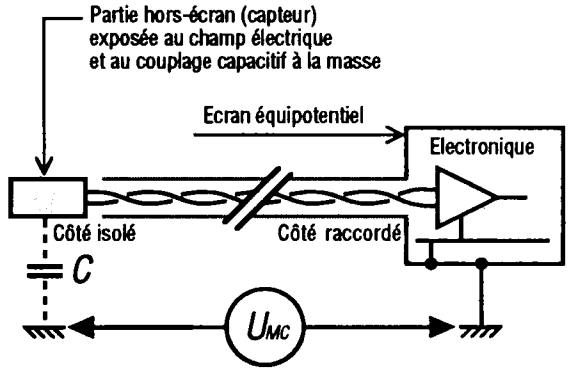
Il est toujours favorable de raccorder les écrans anti–diaphonie internes à la masse de l'étage d'entrée (au moins par leur *drain*). Un écran ainsi raccordé protège alors les signaux de la diaphonie capacitive BF en mode commun.

Contre les perturbations externes (donc en mode commun), un écran non raccordé est parfaitement inefficace. Tout câble signal devrait être protégé par un écran raccordé au moins à une extrémité. Pour donner une image, un écran non relié est à peu près aussi utile en CEM que l'est en plomberie un tuyau ouvert aux deux bouts !...

Raccordement à une seule extrémité

Connecter l'écran d'un seul côté ne peut servir qu'à protéger une liaison isolée ou symétrique contre le champ électrique BF. Ce rôle est important pour les lignes à haute impédance. Si une liaison asymétrique n'est pas isolée, c'est à dire si son 0 V est raccordé à la masse mécanique des deux côtés (ce qui est défavorable en BF), l'écran externe du câble devrait être relié des deux côtés afin de réduire la d.d.p. entre les masses (par maillage des masses en BF). De plus cela protège en mode commun les conducteurs actifs (par effet réducteur en HF). Il est ridicule d'isoler l'écran si une boucle de masse est fermée par un fil signal !

Un raccordement d'un seul côté interdit la circulation de courants BF sur l'écran. Cela évite d'induire une ronflette par induction magnétique en mode différentiel dans la paire. Un raccordement unilatéral est inefficace en HF pour protéger du champ électrique extérieur à l'écran. Attention, du côté isolé, des surtensions de fortes amplitudes peuvent apparaître entre l'écran et la masse.



Pour réduire le courant parasite: limiter, du côté isolé,
la capacité parasite entre la partie hors-écran et la masse

Figure 3-2 : Attention en HF au raccordement en un seul bout !

A la fréquence où le câble résonne ($L \approx \lambda/4$) l'agression par couplage capacitif sur la partie hors–blindage peut devenir sévère. Même à une fréquence aussi faible que 50 Hz, le couplage capacitif peut être gênant pour un capteur à bas-niveau et à haute impédance (pour une cellule pick-up par exemple). Pour résoudre ce problème il est souhaitable d'améliorer l'équipotentialité des masses (en HI-FI un fil devrait relier la masse de la platine à celle de l'ampli).

Rappelons que toute canalisation conductrice doit être mise à la terre en entrée de chaque bâtiment. Il serait illégal de ne raccorder que d'un seul côté l'écran extérieur d'un câble (c'est une masse accessible) lorsque le câble est tiré entre deux bâtiments avec terres séparées (un problème du coaxial Ethernet).

Un écran raccordé d'un seul côté ressemble à un tuyau bouché à un bout : il protège du vent (en continu) mais pas des sons (en alternatif) et quand il résonne, ça fait du bruit !... En soufflant dans le capuchon d'un stylo on peut entendre ce qu'est un résonateur (acoustique) peu amorti.

Raccordement bilatéral

Le raccordement bilatéral de l'écran d'un câble réduit efficacement les perturbations les plus sévères : celles en mode commun HF. Même à la fréquence de résonance du câble, c'est à dire dans ce cas quand la longueur du câble égale une demi-longueur d'onde, l'efficacité de son écran (son effet réducteur) reste excellent. Enfin quand les deux côtés d'un écran sont reliés aux masses aucune surtension importante ne peut apparaître où que ce soit.

En HF, c'est à dire au-delà de 1 MHz, l'effet réducteur d'une simple tresse est excellent puisqu'il est supérieur à un facteur 300. En BF, en dessous de 1 kHz environ, aucun effet réducteur n'est possible c'est à dire que la tension de mode commun d'un coaxial s'ajoute entièrement au signal utile en mode différentiel.

L'effet réducteur d'un coaxial se met en équation de la même façon que pour une paire bifilaire (tome 2). La différence entre une paire et un coaxial tient dans les ordres de grandeur de l'inductance mutuelle et de l'inductance fuite avec le conducteur de retour. Ces selfs linéiques sont respectivement de l'ordre de 1 µH/m et 1 nH/m pour un coaxial au lieu de 0,8 µH/m et 0,25 µH/m pour une paire. La self de fuite d'une simple tresse est au moins 100 fois plus faible que celle d'une paire. L'effet réducteur en HF d'une tresse est environ 100 fois meilleur que celui du fil de retour d'une paire.

L'*impédance de transfert* d'un écran est l'impédance linéique composée de sa résistance linéique plus sa réactance de fuite (mais pas de sa mutuelle), elle s'exprime en ohm par mètre. Plus l'impédance de transfert est petite, meilleur est l'écran. L'impédance de transfert multipliée par la longueur du câble donne l'impédance qui couple le courant sur l'écran au signal transmis.

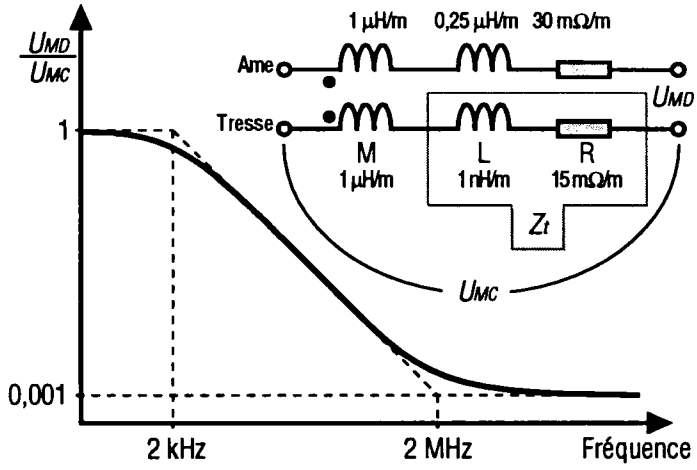


Figure 3.3 : Effet réducteur d'un coaxial simple tresse (RG 58)

Les câbles coaxiaux à *haute immunité* sont ceux dont la self de fuite est presque nulle en HF et dont la résistance linéique diminue en fréquence grâce à l'effet de peau. Un câble blindé est dit conventionnellement à haute immunité lorsque l'impédance de transfert de son écran est inférieure à 1 mΩ/m de 1 à 10 MHz.

Application : effet réducteur d'un câble coaxial

Un câble coaxial simple tresse long de 3 mètres supporte un courant de tresse de 10 mA à 10 MHz. Quelle est la tension parasite ajoutée au signal transmis ? Même question pour un câble double tresse.

Solution :
A la figure 3.4 nous lisons à la fréquence de 10 MHz une impédance de transfert Z_t = 80 mΩ/m pour une simple tresse (type RG 58 ou KX 15).
L'impédance de couplage vaut $Z = L.Z_t$
Z = 0,24 Ω
La tension induite ajoutée au signal utile vaut : U = Z.I
U = 2,4 mV
Aux fréquences élevées, pour le calcul de l'impédance de couplage, il convient de limiter la longueur du câble à 0,7 fois la longueur d'onde

(dans le pire cas, en supposant que l'isolant du coaxial est en polyéthylène ou en PTFE). Puisque, en HF, Z_t augmente comme la fréquence, c'est à dire en $1/\lambda$, l'impédance de couplage maximale $Z_{max} = 0{,}7.\lambda.Z_t$ est indépendante de la fréquence.
Ici, si le câble était très long, l'impédance de couplage vaudrait :
$Z_{max} = 0{,}7x30x0{,}08 = 1{,}7\ \Omega$
$U_{max} = Zmax.I$
$U_{max} = 17$ mV
Avec un câble double tresse, l'impédance de transfert est environ 100 fois plus basse qu'une simple tresse, donc $U \approx 25\ \mu V$ et $U_{max} \approx 0{,}2$ mV.

Si l'on remplace le coaxial par une *paire symétrique*, on obtient l'effet réducteur de la liaison en multipliant l'effet réducteur de l'écran par le rapport de réjection de mode commun de la paire. La réjection du mode commun d'une paire est limitée en BF par la symétrie de son étage d'entrée et en HF par les inévitables dissymétries de la paire elle-même. La symétrie d'une paire diminue avec la fréquence tandis que l'effet réducteur de son écran s'améliore. On peut donc obtenir une excellente protection sur toute la gamme des fréquences : par une liaison en paire bifilaire symétrique (aussi appelée équilibrée) en BF et par l'effet réducteur de son écran en HF.

Le seul inconvénient du raccordement bilatéral d'un écran est qu'aux fréquences basses une d.d.p.entre ses extrémités ou un champ magnétique dans la boucle de masse (c'est à dire une perturbation de mode commun) lance un courant sur l'écran. Ce courant génère un champ magnétique pas tout à fait nul dans l'écran. Ce champ interne induit par dissymétrie de la paire une petite d.d.p. en mode différentiel (la ronflette bien connue), ceci est ennuyeux pour une liaison en tension à bas-niveau.

En résumé, un raccordement d'un écran de câble blindé à la masse à une seule extrémité protège en BF la liaison contre le champ électrique et contre la diaphonie avec les câbles voisins. Il faut toutefois veiller à protéger la partie exposée (hors de l'écran), côté non raccordé, contre le couplage capacitif (par champ électrique). Un raccordement bilatéral, au contraire, offre un excellent effet réducteur en HF mais risque de polluer légèrement les signaux bas niveaux en BF en mode différentiel. Chaque mode de raccordement présente donc à la fois des avantages et des inconvénients. Analysons les critères qui nous permettrons de choisir le bon raccordement.

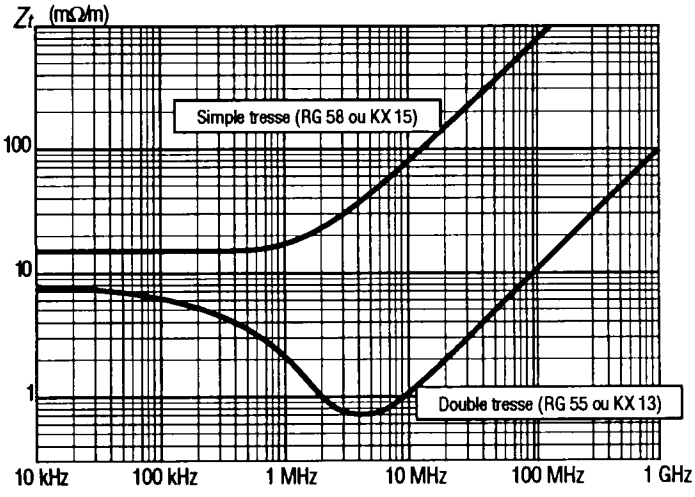


Figure 3.4 : Impédance de transfert de deux coaxiaux courants

La règle est simple...

Raccorder les écrans des câbles blindés d'un seul côté n'est souhaitable que si les cinq critères suivants sont simultanément respectés :

❶ Des signaux doivent être transmis à basse fréquence, disons lorsque la fréquence minimale à transmettre est inférieure à quelques kilohertz.

❷ Les signaux à transmettre sont à bas niveau, disons lorsque le bruit tolérable en BF sur une paire blindée est inférieur à quelques millivolts en environnement normal (industrie, tertiaire...) et à quelques volts sur un coaxial.

❸ Il peut exister en BF une tension de mode commun entre extrémités du câble supérieure au bruit tolérable multipliée par la symétrie de la liaison.

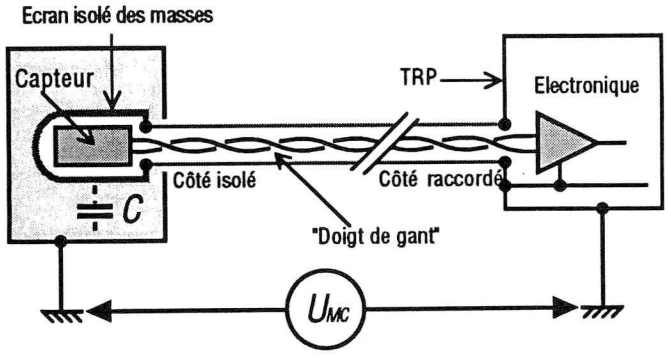
❹ La transmission du signal s'effectue en tension (et non en courant).

❺ L'écran que l'on souhaite raccorder est celui immédiatement autour des conducteurs de signaux (ce n'est pas un *surblindage* isolé).

Si ces cinq conditions sont remplies, il faut raccorder l'écran d'un seul côté. En effet raccorder un écran d'une paire à deux masses non équipotentielles lance un courant sur cet écran. Ce courant génère un champ magnétique qui induit une petite tension en mode différentiel (à cause de la dissymétrie de l'écran et de sa paire). C'est gênant si de petits signaux sont transmis en tension sans que l'on puisse rejeter les basses fréquences (si les signaux sont eux-mêmes BF). Dans tout autre cas, il faudrait raccorder l'écran aux masses aux deux bouts.

Les cas où les cinq conditions sont simultanément remplies sont assez rares pour que l'on puisse les lister. Il s'agit essentiellement des capteurs analogiques bas-niveaux tels que les microphones, têtes de lecture, capteurs d'accélération, jauges de contrainte, thermocouples, sondes Pt 100, sondes pH ainsi que quelques autres capteurs spéciaux tels que les synchro–résolveurs, capteurs de proximité, et autres détecteurs sensibles (de gaz, à effet Hall, de particules, etc). Deux cas doivent alors être distingués, selon que le capteur est blindé ou non.

Si le capteur est blindé par un écran isolé des masses, alors tout va bien ! Il suffit de raccorder l'écran du câble à la masse côté électronique et côté capteur à son blindage isolé. Ceci enferme les signaux dans un "doigt de gant" conducteur. Un courant BF ne peut pas circuler sur cette enveloppe puisqu'elle n'est raccordée que d'un côté. Le capteur, ses fils et son électronique sont ainsi à l'abri des champs extérieurs dans une enveloppe équipotentielle. Le capteur peut alors sans problème être sensible, de grande taille et même travailler à fréquence élevée. Le seul risque de perturbation serait une exposition du capteur à un fort champ magnétique BF (champ que nous savons difficile à blinder).

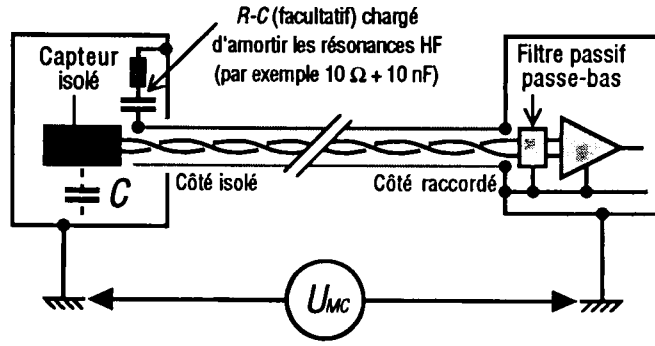


Raccorder l'écran du câble à la masse du châssis de l'électronique et à l'écran électrostatique du capteur

Figure 3.5 : Le cas favorable du capteur blindé par un écran isolé

Si le capteur n'est pas blindé, la partie hors écran est exposée aux champs. Elle devrait être de très petite taille, disons de l'ordre de quelques centimètres. A quoi servirait-il de blinder un câble d'où sortirait une "antenne" ? Même de petite taille et avec une faible capacité par rapport à la masse, le capteur collecte d'inévitables courants HF. Il importe de rejeter ces courants par un filtre passif passe-bas placé en entrée d'électronique. Il est possible d'amortir les résonances HF du câble entre son extrémité flottante et la masse du châssis par un circuit R-C série. Ce circuit à forte impédance en BF n'est efficace qu'en HF (avec R typiquement compris entre 5 et 50 Ω et C entre 1 et 100 nF).

Si un capteur non blindé contient un circuit actif, on peut craindre que sa *détection d'enveloppe* transforme le courant HF collecté en un signal BF qui s'ajoutera au signal utile. Un filtre passe-bas en entrée d'électronique serait alors inefficace : l'erreur est générée dans le capteur. Les capteurs actifs devraient être, sinon blindés par un écran "électrostatique", du moins soigneusement implantés sur un petit circuit aux pistes bien tracées.



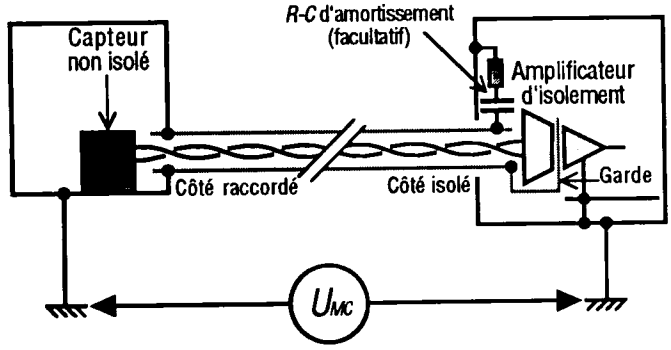
Raccorder l'écran du câble à la masse du châssis électronique, limiter la capacité entre le capteuret la masse, réduire U_{MC} (par effet réducteur)

Figure 3.6 : Le cas fréquent du capteur non blindé

Le cas le plus difficile est celui du capteur non isolé de la masse. Ce cas rare se présente parfois, par exemple quand un thermocouple fonctionne à plus de 800 °C (tous les isolants deviennent conducteurs à haute température, quand ils rougissent) ou quand une jauge de contrainte est mal isolée de la masse.

Lorsque le capteur est relié à une masse, il convient de rejeter la tension de mode commun BF par un étage d'entrée à haute réjection du mode commun. Entre équipements proches ou si le réseau de masse est raisonnablement maillé, même au voisinage d'équipements avec un fort champ magnétique de fuite BF (moteurs, transformateurs...), un amplificateur d'instrumentation suffit. Pour des liaisons longues, un isolement galvanique peut devenir nécessaire.

En laboratoire, le meilleur mode de raccordement est de relier l'écran du câble à la masse très près du capteur et de l'isoler du côté électronique où il est souhaitable de placer un R-C d'amortissement (≈10 Ω + 10 nF) entre l'écran et le châssis. Si une garde est disponible, il est souhaitable d'y raccorder l'écran.

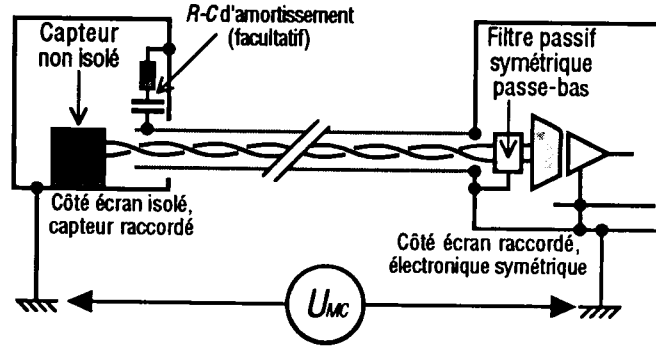


Cas difficile du capteur à la masse (en labo) : relier l'écran du câble à la masse près du capteur, l'isoler côté électronique (ou le relier à l'éventuelle garde).

Figure 3.7 : Le cas du capteur non isolé : raccordement optimal

Ce raccordement optimal n'est sûr que si seuls des opérateurs informés interviennent sur le câblage, c'est à dire en pratique dans un laboratoire. Ce raccordement serait dangereux en industrie où divers dépanneurs interviennent sur les équipements. En effet la plupart des écrans de câbles sont raccordés en entrée de baie à la masse du châssis; il est donc à craindre qu'un opérateur ne tarde pas à "corriger l'erreur" d'une tresse non reliée au châssis. Ce risque est important surtout si aucun R-C ne rend apparente la maîtrise du raccordement.

Quitte à perdre un peu en efficacité, nous conseillons alors pour plus de sûreté de raccorder l'écran du câble à la masse côté électronique (c'est à dire comme tous les autres câbles) et de l'isoler de la masse côté capteur. Un filtre passif passe-bas symétrique est alors nécessaire côté électronique. Il est bon, côté capteur, d'installer un R-C d'amortissement entre l'écran et le châssis.



Le cas difficile du capteur non isolé (en industrie):
relier l'écran du câble au châssis côté électronique
comme tous les autres câbles ; l'isoler côté capteur.

Figure 3.8 : Le cas du capteur non isolé : raccordement industriel

Que l'écran des câbles soit raccordé ou non à la masse des deux côtés, il est toujours favorable d'améliorer l'équipotentialité de l'installation. Ceci peut être réalisé par le maillage des masses ou mieux encore, avec effet réducteur, par un câble de masse tiré contre le câble blindé ou par un support conducteur (goulotte, dalle marine...) raccordé de façon systématique aux masses voisines.

Conséquences de la règle de raccordement

Reprenons point par point chacune des cinq conditions pour en discuter les conséquences.

❶ Si la gamme des fréquences à transmettre ne recouvre pas celle de la fréquence du réseau et de ses premiers harmoniques (disons jusque vers 1 kHz), un filtre passe-haut en entrée d'électronique peut rejeter les bruits BF collectés par le câble. Il est alors souhaitable de connecter l'écran des deux côtés. Si seuls des signaux à hautes fréquences sont à transmettre, il est possible d'utiliser un câble coaxial qui supporte beaucoup moins de pertes qu'une paire de diamètre comparable. C'est le cas des descentes d'antennes par exemple où, malgré les faibles niveaux transmis, la mise à la masse bilatérale du coaxial est souhaitable.

❷ Si les signaux à transmettre tolèrent un niveau de bruit suffisant en BF (disons supérieur à 1 mV en environnement habituel), la circulation d'un courant sur l'écran n'est pas gênante. Un site dont les masses sont maillées reste équipotentiel à mieux de 1 volt près en BF. Une paire bifilaire symétrique, même de grande longueur, rejette le mode commun BF de plus d'un facteur 1000. On en conclut que si le bruit acceptable est de l'ordre du millivolt il est possible (et souhaitable en HF) de connecter l'écran à la masse des deux côtés.

Une paire téléphonique blindée frôle ces deux premiers critères : la bande passante téléphonique commence à 300 Hz et 1 mV est juste audible. Nous conseillons pourtant de raccorder l'écran d'une paire téléphoniques des deux côtés car, même sur un site mal équipotentiel, aucun bruit n'est audible et la protection du tronçon blindé est fortement améliorée en HF. Le raccordement bilatéral est impératif en RNIS (Réseau Numérique à Intégration de Services).

Corollaire de ce critère, toute liaison numérique "normale", c'est à dire blindée et avec un bruit tolérable de l'ordre du volt, doit être reliée à la masse des deux côtés. C'est le cas des liaisons série (V 24) ou parallèle (IEEE 488), à bas débit (300 bauds) ou à fort débit (10 Mo/s), synchrone ou asynchrone, en bande de base ou avec porteuse, symétrique (RS 485) ou asymétrique (RS 232). Seul Ethernet en coaxial (CEI 802.3) pose un problème dont nous reparlerons.

Tout câble blindé de puissance ou à haute tension devrait toujours être raccordé à la masse à chaque extrémité. La même règle devrait s'appliquer aux signaux de contrôle-commande : contacteurs, actionneurs, lectures tout-ou-rien, chaînes de sécurité, lecture de contacts, etc. Un écran protège efficacement des perturbations HF (tant émises que collectées) quand il est relié à la masse mécanique des deux côtés.

❸ Même si le signal à transmettre est BF et bas-niveau, il est possible de raccorder l'écran des deux côtés si des perturbations en mode commun BF sont faibles. Dès qu'un câble sort du coffret on peut craindre que sa boucle de masse intercepte du champ magnétique ou qu'une d.d.p. apparaisse entre les masses. Dans certains, cas aucun de ces deux couplages n'est à craindre, par exemple entre des modules montés sur une platine métallique. Certains analyseurs de spectre ont un niveau de bruit BF inférieur à 1 µV avec des modules interconnectés par des câbles coaxiaux (plus défavorables en BF que des paires symétriques). Ces coaxiaux sont

pourtant raccordés sans problème à la masse des deux côtés car l'équipotentialité de leur châssis le permet. Ici encore, le raccordement bilatéral de l'écran protège parfaitement les circuits en HF.

❹ Une liaison analogique 4-20 mA blindée devrait toujours être mise à la masse des deux côtés. Une circulation d'un courant BF sur la tresse induit une petite tension en mode différentiel mais cette tension n'est pas gênante puisque l'information est transmise en courant. On dit souvent qu'une liaison en courant est insensible aux parasites. C'est théoriquement faux car un champ électrique peut injecter un courant perturbateur et polluer le signal mais un écran connecté aux deux bouts protège parfaitement du champ électrique... quant au champ magnétique, il ne perturbe pas le courant transmis. Il est bien plus facile de transmettre un courant de 1 nanoampère qu'une tension de 1 microvolt.

Attention cependant aux capteurs éloignés à haute impédance : la capacité du câble (50 à 100 pF/m) est vue par l'électronique en parallèle avec le capteur. Un capteur bas-niveau à très haute impédance chargé par un câble long ne doit pas être considéré comme une source de courant parfaite. Par exemple, un coaxial de 300 m a une capacité de 30 nF, soit 100 kΩ à 50 Hz; il transforme, quel que soit l'impédance du capteur, une tension de 1 V en un courant parasite de 10 µA. Une mise à la masse bilatérale peut donc dans ce cas provoquer de la "ronflette".

❺ Un surblindage isolé des écrans internes d'un câble devrait toujours être raccordé aux deux extrémités. Le champ magnétique à l'intérieur d'un surblindage est presque nul, il ne risque pas d'induire une ronflette significative en mode différentiel si les écrans des paires internes sont isolés. Un effet réducteur n'apparaît que si les courants peuvent circuler librement dans le sens des câbles. Il est toujours favorable de relier un surblindage à la masse des deux côtés, c'est vrai même en BF car il participe (quelque peu) au maillage des masses.

Parmi les surblindages nous pouvons distinguer les tresses externes, les *armures* de câbles (d'efficacité médiocre en CEM mais à raccorder malgré tout des deux côtés) et les structures de masse voisines des câbles. Les goulottes sont très efficaces si elles sont métalliques et soigneusement reliées de bout en bout.

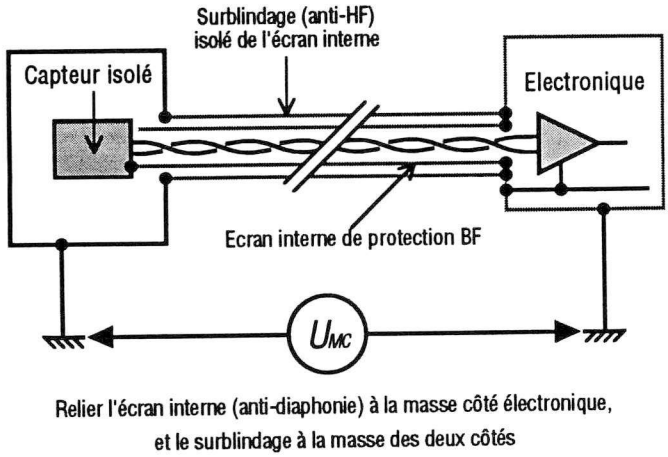


Figure 3.9 : Un surblindage est favorable à toutes fréquences

Le risque de raccorder un écran des deux côtés est d'y faire circuler un courant BF. Ce courant est gênant sur un câble petits signaux BF dissymétrique (en coaxial vidéo par exemple). Il est facile de réduire le courant BF sur l'écran d'un câble en le doublant par un conducteur de masse : 35 mm^2 de cuivre a une résistance 30 fois inférieure à celle d'une tresse type RG 58. Si cela ne suffit pas à réduire le bruit BF à un niveau acceptable, il faut utiliser le montage triaxial (efficace, mais de mise en œuvre malaisée). Le coaxial interne n'est raccordé qu'en un point à la masse; un surblindage externe, isolé du coaxial interne, sert de protection efficace en HF s'il est raccordé aux masses aux deux extrémités.

Un montage triaxial permet de durcir efficacement Ethernet : son débit impose un coaxial mais le bruit BF ne doit dépasser 300 mV crête sinon une collision est aussitôt détectée ! Il est donc souvent impossible (en environnement habituel, avec quelques volts de d.d.p. BF) de relier l'écran Ethernet à la masse en plusieurs points. Un surblindage mis à la masse de chaque coupleur met le coaxial interne (relié à la masse en un seul point) à l'abri des perturbations HF.

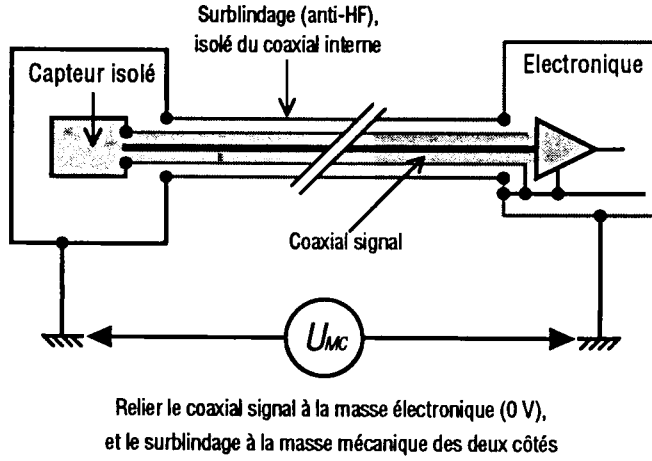


Figure 3.10 : Le montage triaxial protège de toutes les fréquences

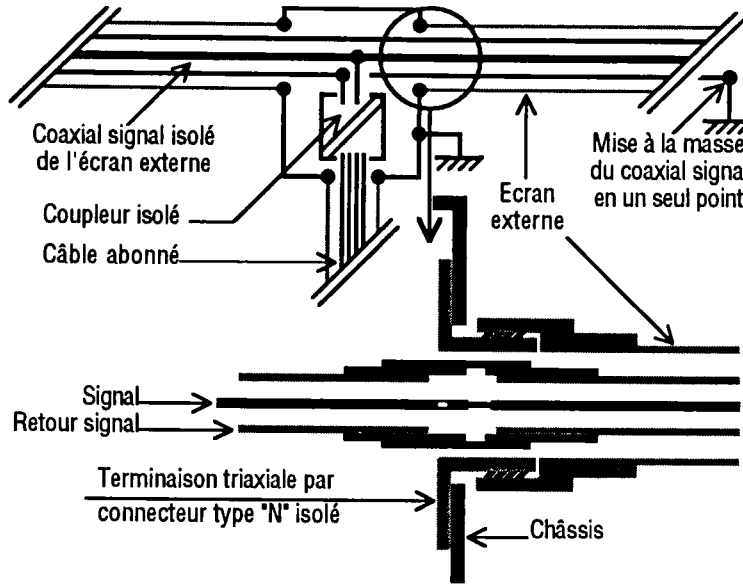


Figure 3.11 : Surblindage triaxial d'un réseau de type Ethernet

A quelle masse se raccorder ?

Rappelons les deux règles de base de la CEM : un circuit électronique doit être protégé à la fois des courants de mode commun (surtout en HF) et des variations rapides de potentiel par rapport à son environnement. Ces deux règles suffisent à choisir les bons raccordements des câbles blindés et coaxiaux.

La première règle suggère de raccorder directement le 0 V à la masse du châssis alors que la seconde recommande de raccorder l'écran des câbles à la masse du châssis, plus précisément à sa tôle de référence de potentiel (TRP). Pour les paires blindées, ces deux règles ne ne posent pas de problème. Pour les câbles coaxiaux, le rôle de l'écran est à la fois de servir de retour pour le signal (à raccorder au 0 V) et de protection HF (à raccorder au châssis).

En numérique ou en radio, relier le 0 V au châssis est favorable, mais en analogique à bas-niveau ce raccordement crée une boucle de masse au cœur de l'équipement. Cette boucle risque d'intercepter un champ magnétique donc de collecter une petite tension parasite. On est alors tenté de ne pas raccorder l'écran du coaxial à la masse du châssis (en utilisant une BNC isolée par exemple)... mais alors l'immunité HF est compromise. Pour transmettre des signaux à bas-niveaux sans hautes fréquences, il ne faudrait pas utiliser de câble coaxial. La seule exception est l'astuce de l'écran piloté dont l'immunité HF est bien souvent exécrable (voir chapitre 4).

Lorsqu'un câble coaxial est malgré tout utilisé en BF, une compromis assez satisfaisant en HF est d'ajouter un condensateur (une dizaine de nanofarads par exemple) câblé très court entre l'écran et le châssis conducteur, dès l'entrée dans le coffret. Il est en outre impératif que le capteur soit isolé de la masse pour ne pas lancer de courant sur l'écran. On peut enfin améliorer l'immunité HF (moins bonne avec un condensateur entre écran et chassis que par une reprise de masse sur 360°) en ajoutant une ferrite autour du câble pour amortir les courants HF de mode comun.

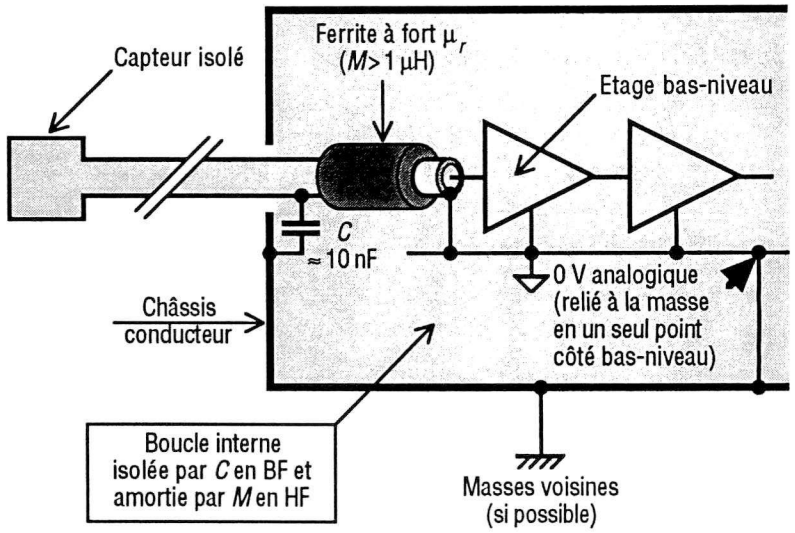


Figure 3-12 : Bonne mise en œuvre d'un coaxial BF à bas-niveau

Choix du câble blindé

Quel type de câble choisir, coaxial ou paire blindée ? Avec quel écran, une tresse ou un feuillard aluminié ? Avec une double tresse ou en triaxial ? Répondons selon la nature des signaux à transmettre.

Pour transmettre un signal à basse fréquence ou à haute fréquence mais à courte distance, une paire différentiel est la meilleure solution. Pour un signal HF transmis à grande distance, un câble coaxial devient nécessaire. Dans ce dernier cas, si on doit en outre transmettre des fréquences basses, un câble triaxial est la meilleure solution. Ces conseils sont faciles à justifier.

Câble coaxial ou paire blindée ?

Un écran de câble est une poubelle contre les perturbations de mode commun, il ne faudrait pas l'utiliser comme retour pour un signal BF. Evitons donc de transmettre des signaux BF par des câbles coaxiaux, préférons des paires bifilaires blindées bien symétrique (avec étage d'entrée différentiel à forte réjection du MC ou avec isolement galvanique). La symétrie d'une paire lui permet de rejeter avec efficacité les perturbations BF tandis que l'écran masque celles en HF. Les signaux sont ainsi protégés à toutes les fréquences.

L'effet réducteur d'un câble coaxial en BF est nul (égal à un) : la d.d.p. de mode commun entre les extrémités de l'écran s'ajoute directement à la tension du signal. Si un câble coaxial est utilisé en BF, il faut interdire la circulation de courants BF sur son écran, donc ne le raccorder à la masse mécanique qu'à une extrémité... mais alors son immunité en HF devient difficile à garantir.

Pour une paire bifilaire au contraire, l'effet réducteur en BF est très bon si la paire et l'électronique de réception sont bien symétriques. Même avec un câble long on peut tabler aux fréquences basses sur un effet réducteur supérieur à un facteur 1000, il peut couramment dépasser un facteur 10 000. L'effet réducteur d'une tresse en HF bien mise en œuvre (comparable pour une paire blindée et pour un câble coaxial), vaut typiquement un facteur 300 à 1000.

L'utilisation de câbles coaxiaux en Hi-Fi ne se justifie que par leur faible coût. Elle n'est possible que parce que les câbles sont courts et les équipements galvaniquement isolés (flottants). Pour limiter la ronflette nous conseillons en Hi-Fi d'utiliser des câbles dont la résistance de l'écran ne

dépasse pas 1 Ω (et si possible 0,1 Ω) car ils sont parcourus à 50 Hz par les petits courants capacitifs de primaire à secondaire des transformateurs. Les professionnels de la sonorisation travaillent bien entendu en paires bifilaires blindées avec des étages d'entrée bien symétriques (à très grande réjection du MC).

Le seul avantage d'un câble coaxial est sa plus faible perte sur le signal transmis en HF que celle d'une paire bifilaire de diamètre équivalent. Un câble coaxial ne devrait être utilisé que pour transmettre des signaux sans composante BF et il devrait être à la fois connecté à la masse mécanique en traversée de TRP et à la référence de potentiel de la carte. Il ne faudrait jamais utiliser un câble coaxial sur une entrée symétrique car le coaxial déséquilibrerait la liaison.

Pour le cas difficile d'une liaison longue avec à la fois avec des hautes et des basses fréquences à transmettre (présence de bruit BF en mode commun et trop d'atténuation HF pour une paire), un triaxial est la meilleure solution. L'écran externe doit être raccordé aux masses mécaniques des deux côtés et le coaxial interne ne doit être relié à la masse qu'à une seule extrémité.

Écrans en feuillard

L'armure d'un câble armé (souvent un feuillard d'acier) n'est pas une protection électromagnétique mais une simple protection mécanique contre les risques d'écrasement et... de grignotage par les rongeurs ! L'effet réducteur d'une armure de câble est très faible. Sa mise à la masse bilatérale est souhaitable. Sa mise à la terre en entrée de bâtiment est impérative pour la protection des personnes.

L'écran CEM le plus simple, le moins coûteux donc le plus utilisé, est un feuillard plastique (généralement du mylar) métallisé par aluminiage avec un drain conducteur longitudinal. L'effet réducteur d'un tel écran est médiocre. Il ne dépasse guère une dizaine en HF.

L'effet réducteur HF d'un écran aluminié est meilleur lorsque l'écran n'est pas enroulé en spirale mais refermé avec recouvrement dans l'axe du câble : un solénoïde n'est pas un blindage ! Le problème des écrans refermés en long est qu'ils sont mécaniquement peu résistants à la flexion du câble. Si une fente transversale (par la déchirure de l'écran) empêche le courant de circuler dans l'axe du câble, son effet réducteur en HF s'effondre.

Dans tous les cas, même lorsque le feuillard peut offrir un effet réducteur significatif, la connectique est très difficile à mettre en œuvre. L'utilisation du drain ou d'un fil de reprise pour assurer la reprise de masse limite fortement l'effet réducteur d'un écran en HF (jusqu'à presque l'annuler, voir plus bas).

Le drain présente un autre inconvénient : il rend la densité du courant de mode commun dissymétrique par rapport à l'axe de la paire. La conversion de ce courant en tension parasite en mode différentiel par induction magnétique est nettement supérieur pour un feuillard avec drain que pour une tresse.

Simples tresses

Un écran tressé est sans doute une des meilleures solutions industrielle pour se protéger des perturbations HF. L'effet réducteur d'une tresse est bonne : typiquement entre 300 et 1000 au-delà de 1 MHz. Sa résistance mécanique est bien meilleure que celle d'un feuillard. Le seul problème d'un écran, pour une tresse comme pour un feuillard, est que sa rigidité diélectrique (son isolation galvanique) est inévitablement limitée par sa connectique. Une protection efficace contre les perturbations HF ou une forte rigidité diélectrique, il faut choisir !

Obtenir à la fois une bonne protection en HF par un câble blindé et aux surtensions BF est possible à condition d'installer un écrêteur entre chaque conducteur et la masse mécanique. Ainsi la connectique n'a plus à supporter que la tension résiduelle du limiteur. Un connecteur de type sub-D classique amorce si l'impulsion résiduelle entre un de ses conducteurs et la masse dépasse 1 kV crête environ. Il est facile d'installer des limiteurs avec une résiduelle inférieure à cette tension.

Le lecteur intéressé par des compléments d'information sur l'impédance de transfert peut se reporter à l'ouvrage "Compatibilité électromagnétique" par Degauque et Hamelin (Dunod). Retenons simplement qu'il n'y a pas de relation directe entre le recouvrement optique et l'impédance de transfert d'une tresse.

Une tresse est intéressante à plusieurs titres. Son effet réducteur est plus qu'honorable en HF si la connectique est bien mise en œuvre, et il se maintient dans le temps. Un câble blindé par tresse est mécaniquement souple et robuste. Les connecteurs industriels de type sub-D ou mini-

DIN sont bien plus simples à raccorder à une tresse qu'à un fragile feuillard. De nombreux types de câbles blindés ou surblindés par tresse sont tenus en stock chez les distributeurs.

Si une tresse est doublée d'un feuillard conducteur, son effet réducteur est encore amélioré en HF. Ce feuillard, si possible en contact électrique avec l'intérieur de la tresse, réduit sa self de fuite car il limite la diffusion du champ par les ouvertures de la tresse. Un feuillard couplé à une tresse est efficace même pour de médiocres tresses : l'effet réducteur continue de s'améliorer au-delà de 1 MHz au lieu de "saturer" pour une simple tresse.

Câbles à haute immunité

Le plus modeste des câbles à haute immunité est celui à double tresses qui, à partir de 10 MHz, est environ 100 fois meilleur qu'une simple tresse. Contrairement à un triaxial, les deux tresses en contact l'une avec l'autre sont utilisées comme une seule.

Des câbles encore plus efficaces en HF sont disponibles. Le "câble jaune" Ethernet avec deux tresses et deux feuillards intercalés est si bon qu'au-delà de 30 MHz c'est la qualité de sa connectique que l'on mesure ! Un câble à écran de cuivre homogène (Gedelex) est proposé par Alcatel Câbles. Il serait stupide d'utiliser un câble à haute immunité si la connectique n'est pas de qualité comparable. Pour la même raison, les dérivations le long des faisceaux de câbles (raccords en Y) sont d'autant plus difficiles à réaliser que l'immunité de la liaison est importante.

Aucun écran, même à haute immunité, n'est miraculeux en BF. Sa seule qualité électrique est une faible résistance linéique, elle est rarement inférieure à 1 mΩ/m en continu, soit une section de cuivre d'environ 20 mm^2. Une telle performance n'est qu'une dizaine de fois supérieure à celle d'une simple tresse. Aucun câble coaxial, même avec un excellent écran, ne peut transmettre sans bruit de faibles niveaux de tension en basses fréquences s'il supporte un courant BF sur son écran.

L'effet réducteur en tension d'un écran, même à très haute immunité, ne devient supérieur à 1 qu'au-delà de 100 Hz. Pour obtenir un effet réducteur dès 50 Hz, il faudrait un écran dont la résistance linéique soit inférieure à sa réactance linéique, soit environ 300 μΩ/m (≈ 1μH/m). Les tuyaux de plomberie (en cuivre ou en acier) sont excellents : leur effet

réducteur augmente à partir d'une centaine de hertz environ... et il tend vers l'infini en HF si les reprises de masse aux extrémités sont soudées sur 360° aux TRP !

Câbles spéciaux...

Les câbliers proposent d'extraordinaires câbles spéciaux... souvent aussi coûteux que difficiles à mettre en œuvre pour en obtenir l'efficacité théorique !

Un type de câble déjà signalé est le triaxial. Rappelons que ce câble n'est justifié que pour transmettre un signal HF, sans altérer ses composantes BF, tout en restant protégé en HF par la tresse externe. Un câble triaxial peut donc être comparé à une paire blindée... dont la paire serait un coaxial. L'écran externe d'un câble surblindé ou d'un triaxial) doit toujours être connecté aux masses des deux côtés, il est même souhaitable de le raccorder si possible en des points intermédiaires, au niveau d'un coffret métallique de dérivation par exemple.

Il est toujours préférable de transmettre un signal HF sans composante BF, par exemple en modulant une porteuse. Une perte de niveau, même importante, est bien plus facile à compenser pour un signal à bande étroite qu'en bande de base (les pertes augmentent comme la racine de la fréquence). Une alternative de plus en plus économique pour une liaison à grande distance est l'utilisation d'une fibre optique.

Des câbles de regroupement surblindés sont utilisés en industrie... pour réduire les coûts d'installation ! En effet, un câble coûte typiquement 10 fois moins cher que sa pose. Plutôt que de poser plusieurs paires blindées, il est plus économique de poser un seul câble contenant les paires isolées surblindées. Le surblindage (au moins une tresse si possible) dont le coût est alors négligeable doit être connecté aux masses des deux côtés. On peut alors ne raccorder que d'un côté l'écran des paires internes sans craindre les perturbations HF. Un écran interne ne sert pratiquement qu'à limiter la diaphonie entre signaux.

Des câbles de regroupement composés de coaxiaux surblindés sont utiles en HF. Les connecteurs avec contacts coaxiaux internes sont coûteux et de mise en œuvre délicate. De tels connecteurs ne sont pratiquement disponibles qu'en gamme militaire, ils sont fabriqués sur demande. Une alternative souvent acceptable est de passer les signaux internes par les broches non coaxiales d'un connecteur blindé standard. On bénéficie de

la faible perte des coaxiaux internes et de la protection HF de l'écran externe. Seul un problème de diaphonie entre coaxiaux voisins est à craindre au cœur même du connecteur.

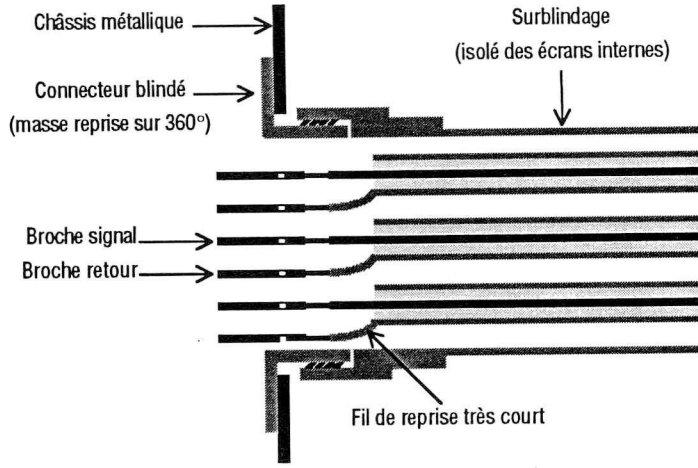


Figure 3-13 : Utilisation d'un connecteur blindé standard pour un câble de regroupement de coaxiaux surblindés.

Un type de câble spécial est le câble à pertes magnétiques. Autour du conducteur (signal ou écran) un manchon de "compound" absorbant est extrudé. Ce compound est composé d'un isolant en PVC ou PTFE chargé à haute densité (90% en volume) par de la poudre de ferrite à gros grains et à fortes pertes. Un courant HF sur le conducteur génère un champ magnétique qui excite les grains de ferrite. Ils le dégradent en chaleur. L'intérêt d'un amortissement réparti par rapport à un filtre localisé est qu'il ne peut pas y avoir de résonance : la perte d'insertion est monotone en fréquence. La société française Musorb (à Clichy) propose de tels câbles.

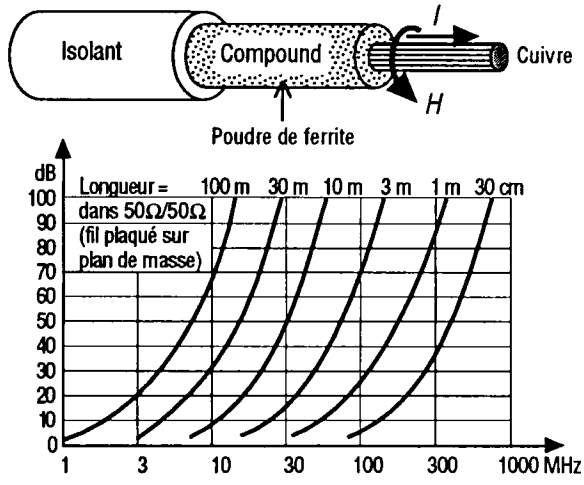


Figure 3-14 : Perte d'insertion d'un fil "Musorb" de petit diamètre

L'effet de filtre passe-bas des câbles absorbants n'est pas gênant en MD pour de courtes longueurs ou pour des signaux lents, il est même intéressant pour le filtrage en HF des signaux BF.

Un câble à perte magnétique est essentiellement efficace sur des circuits à basse impédance (qui génèrent un fort champ H). Par exemple un manchon absorbant entre les deux tresses concentriques d'un câble blindé améliore (réduit) son impédance de transfert. L'amortissement est d'autant meilleur que le champ magnétique est plus intense, donc que le diamètre intérieur du manchon absorbant est plus faible. Malheureusement l'efficacité d'un fil absorbant classique sans filtrage au châssis exposé aux champs ne devient très bonne qu'aux hyperfréquences : ce sont les derniers décimètres peu amortis qui collectent.

Un type de câble spécial à absorption magnétique est efficace en champ. Il s'agit d'une paire signal (ou d'une quarte) enroulée en spirale sur un manchon de compound absorbant. Ce "solénoïde amorti", breveté par la société Lead, fonctionne d'autant mieux que les conducteurs sont plus fins et que le nombre de spires par mètre est plus grand. Outre un coût comparable à celui d'une paire blindée, ce produit permet la réjection

des perturbations de mode commun sans reprise de masse. Cette solution, nettement plus efficace qu'un tore de ferrite, est séduisante pour les circuits en coffret isolant.

Les cordons secteur absorbants amortis par un compound magnétique donnent d'assez bons résultats en mode commun filaire (mais ce n'est pas un gros problème). Ces cordons sont inefficaces en vrai mode commun, ce qui est la vraie difficulté ! Nous considérons que les cordons secteur filtrants, blindés ou non, amortis ou non par un compound magnétique, ne sont qu'une solution de dépannage. Ils sont un ultime recours lorsque l'on n'a pas prévu, à la conception d'un coffret métallique, le volume suffisant pour installer un filtre secteur "normal".

Comment raccorder les câbles blindés

Tous les écrans externes et les surblindages qui ne jouent qu'un rôle de protection (et pas de retour signal) devraient être reliés directement à la TRP des équipements, même si la référence de potentiel électronique est connectée à la masse du châssis. Seuls les coaxiaux utilisés en BF doivent avoir leur écran raccordé au 0 V des cartes et non à la TRP... et alors attention à l'immunité HF si la carte n'est pas très bien implantée et filtrée !

N'oublions pas qu'un écran est, comme tout conducteurs, une antenne efficace en HF et qu'un courant circulant dans un 0 V perturbe facilement les circuits, alors que le même courant écoulé sur la TRP n'a pas d'effet néfaste.

Connections fixes

Une connexion de masse entre l'écran d'un câble blindé et la TRP d'un équipement sert à écouler le courant (en mode commun) supporté par l'écran du câble à masse afin de protéger les conducteurs et les circuits électroniques.

Beaucoup de reprises de masse fixes (la plupart sommes nous tentés de prétendre) en industrie sont décevantes en HF. La raison est l'impédance de la liaison entre l'écran du câble et la masse. La connexion à la masse est souvent effectuée par un conducteur filaire que nous appellerons "*queue de cochon*" (pigtail en anglais). Dans ce cas, l'effet réducteur HF de l'écran s'effondre.

La raison est simple à expliquer. L'impédance de transfert d'une simple tresse à partir de quelques mégahertz correspond à 1 nH/m environ. Un conducteur filaire, même de courte longueur, raccordant l'écran à la TRP a son impédance qui s'ajoute directement à l'impédance de transfert de l'écran. Très rapidement, l'inductance de la queue de cochon excède celle de l'écran, et ce n'est plus la qualité de l'écran qui importe mais l'impédance du fil de reprise. Prenons l'exemple d'un câble de 3 m terminé par une queue de cochon de 15 cm.

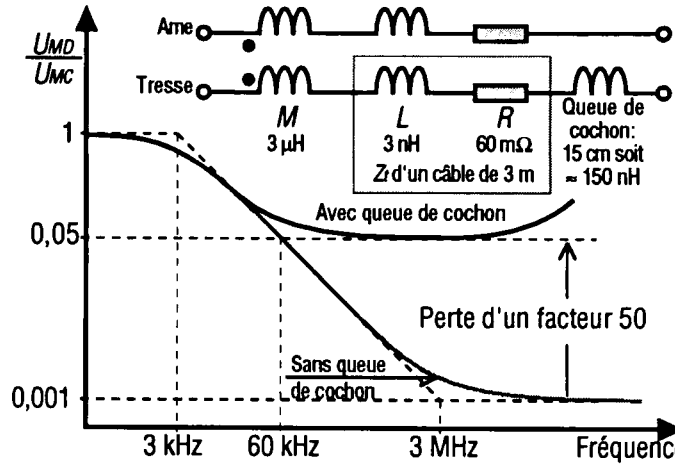


Figure 3-15 : L'effet désastreux d'un fil de reprise en BF...

Dans cet exemple, l'impédance de la queue de cochon limite l'effet réducteur d'une simple tresse de 3 m vers 60 kHz (au lieu de 3 MHz environ). A partir de 3 MHz, la différence d'effet réducteur entre une reprise de masse périphérique et une queue de cochon (d'une longueur égale à 5% du câble) est voisine d'un facteur 50... et elle augmente encore aux fréquences plus élevées !

Aux fréquences élevées, lorsque la longueur du câble devient supérieure à une 0,7 λ (pour les isolants habituels), la tension induite sur le signal transmis par le courant sur l'écran "sature" alors que celle de la queue de cochon continue d'augmenter. A partir de la fréquence pour laquelle la longueur de la queue de cochon égale λ / 30 (vers 70 MHz dans notre exemple), l'effet réducteur de l'écran disparaît presque totalement !

Pour évaluer l'effet réducteur d'un câble blindé par une simple tresse de longueur L avec reprise par queue de cochon de longueur q, il suffit de retenir le plus petit résultat de L/q et la valeur lue dans la figure 3-16.

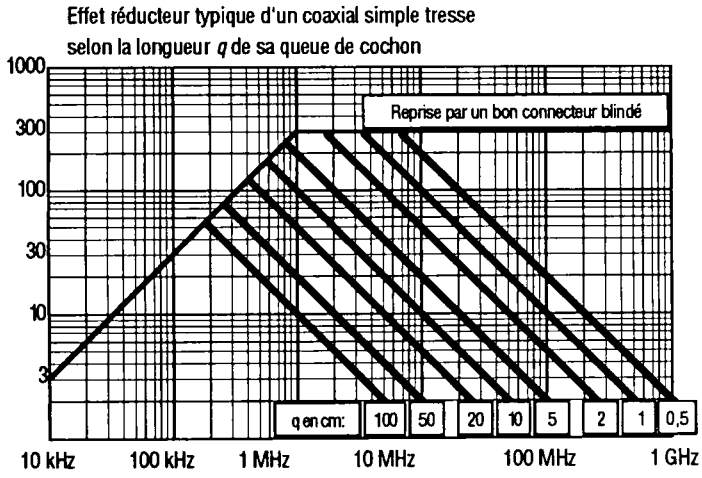


Figure 3-16 : L'effet catastrophique d'un fil de reprise en HF !

Application : Effet d'un fil de reprise sur l'effet réducteur d'une tresse

Quel est l'effet réducteur d'un câble blindé de longueur L = 10 m dont la tresse est terminé par une queue de cochon de q = 20 cm ?

Solution :
Avec q = 20 cm, la figure 3-16 nous indique que l'effet réducteur d'un câble long est maximale à 400 kHz où il vaut un facteur 130 environ. Mais par ailleurs l'effet réducteur maximal ne peut pas dépasser L/q, soit ici un facteur 50. Cette limitation est atteinte dès 150 kHz.
Enfin aux fréquences élevées, (toujours en figure 3-16) l'effet réducteur décroît comme la fréquence jusque vers 50 MHz où il disparaît.
L'effet réducteur vaut donc 1 jusqu'à 3 kHz, s'améliore linéairement avec la fréquence jusqu'à atteindre un facteur 50 Vers 150 kHz, reste constant jusque 1 MHz et enfin décroît avec la fréquence jusque vers 50 MHz. Notre câble est alors 300 fois moins efficace que par reprise sans queue de cochon !

Si nous nous souvenons que la gamme des fréquences les plus critiques est celle où les câbles résonnent, c'est à dire dans la bande des ondes métriques (de 30 à 300 MHz), nous comprenons que la seule bonne méthode pour relier un écran à la TRP soit d'assurer un contact périphérique, sans fil ni fente.

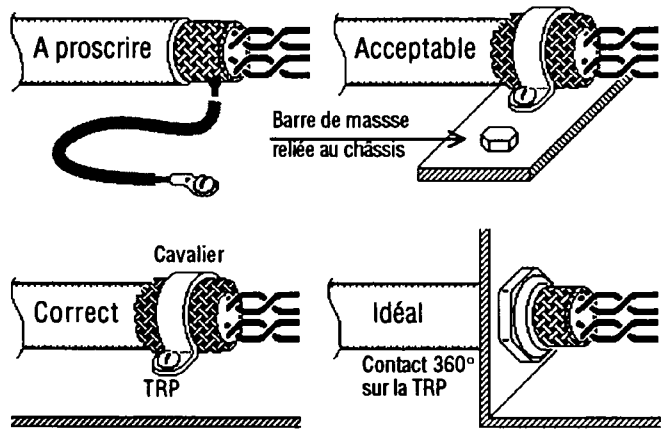


Figure 3-17 : Le raccordement d'un écran est critique en HF !

Une queue de cochon, aussi courte soit elle, ruine l'effet réducteur d'une tresse en HF... sans parler de double tresse (environ 100 fois meilleure en HF) ni d'écran à haute immunité. Une reprise sur une barre de masse, souvent disponible en bas de baie, est acceptable si cette même barre est large, courte et surtout sert de TRP pour tous les câbles blindés de la baie.

Une reprise de masse à 180° est correcte car l'impédance de contact à la TRP est très faible. Cette solution n'est cependant pas parfaite car la partie sale peut encore rayonner (en champ magnétique) sur la partie propre. Il importe de plaquer le câble en amont et en aval du contact contre la tôle. Un cavalier a le mérite d'être facile à installer en fonctionnement, sans débrancher le câble.

La seule bonne reprise de masse est de permettre d'écouler le courant de l'écran de façon périphérique en traversée de TRP, sans impédance et sans rayonnement entre l'amont et l'aval. Le distributeur Radialex (à Villeurbanne) tient en stock des presse-étoupe efficaces assurant l'étanchéité et la reprise de blindage sur 360°. Pour éviter la corrosion après décapage de la peinture, une bonne solution est d'enduire la partie oxydable de graisse neutre.

L'effet catastrophique des queues de cochon explique en grande partie la difficulté à imposer un raccordement bilatéral des écrans de câbles numériques. Les installateurs ont essayé de raccorder des deux côtés... comme d'habitude, c'est à dire avec des fils de reprise d'au moins 10 centimètres. L'effet réducteur en HF est alors pratiquement nul tandis qu'un bruit d'induction BF peut polluer les signaux transmis à bas-niveaux. La conclusion naturelle est qu'un écran de câble ne doit être connecté que d'un seul côté ! Il est fréquent en CEM qu'une erreur de mise en œuvre fausse le jugement. Nous devons reconnaître que l'effet catastrophique d'une queue de cochon en HF est peu intuitif.

Connecteurs blindés

Un *connecteur blindé* permet une reprise de masse amovible entre l'écran d'un câble blindé et la TRP d'un équipement. Son rôle est d'écouler le courant supporté par l'écran à la masse avec le minimum d'impédance série.

Un bon connecteur blindé doit assurer une reprise entre écran et TRP à faible résistance et sans fente orthogonale au passage du courant. Ces fentes se comportent comme des inductances de fuite, donc finalement comme de petites queues de cochon : une fente de 1 cm a une self d'environ 1 nH.

Tout connecteur blindé présente au moins quatre risques de fentes :

- ✔ La reprise entre l'écran du câble et sa coquille conductrice
- ✔ La reprise entre la coquille et la "partie noble" (mobile) du connecteur
- ✔ Le contact entre les parties mobile et fixe du connecteur
- ✔ Enfin le contact sur 360° entre l'embase fixe du connecteur et la TRP

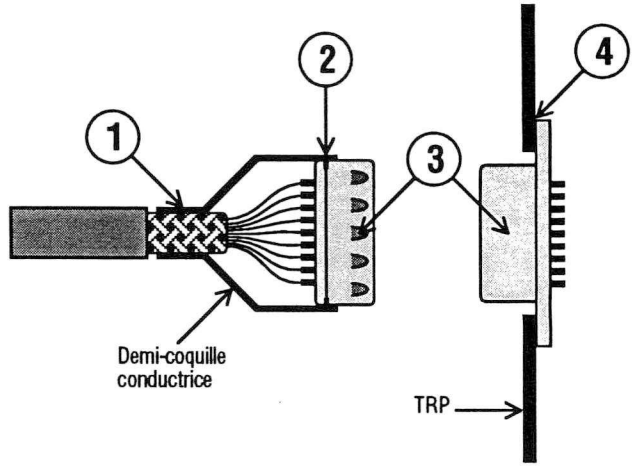


Figure 3-18 : Les quatre contacts critiques d'un connecteur blindé

La reprise entre l'écran et la coquille du connecteur est souvent le point le plus critique puisque c'est l'endroit de plus faible périmètre. Pour un courant donné, plus le périmètre du conducteur est faible, plus le champ magnétique est intense. Un câble supportant un courant de mode commun est une fournaise en champ H ! Une virole métallique sertie permet une excellente reprise... si elle ne reprend pas l'écran par son seul drain ! Le raccordement de l'écran à la coquille du connecteur blindé est le point clé des câbles préfabriqués (ou sous-traités) : c'est une cause majeure, fréquente et invisible (à l'œil) de dérive de la CEM.

Les connecteurs à coquilles en matière isolante devraient être interdits pour toute liaison blindée : une coquille plastique impose une reprise par queue de cochon. Les connecteurs en micro-informatiques semblent isolants mais ils sont blindés puis surmoulés pour des raisons de tenue mécanique et d'esthétique. On trouve des connecteurs sub-D économiques et performants (AMP par exemple) blindés par deux demi-coquilles métalliques. Il est malheureusement impossible d'évaluer de visu, sans le "charcuter", la qualité d'un connecteur surmoulé.

Les coquilles en plastique métallisé sont acceptables mais le plus souvent la reprise de masse s'effectue par un cavalier (sur 180°) et non sur 360° par un pincement entre les demi-coquilles. La fente ainsi créée se comporte comme une self de fuite de l'ordre de 1 nH (comme une queue de cochon d'environ 1 mm).

Le second point à surveiller est le contact entre la coquille conductrice et l'embase mobile. Même si le contact s'effectue avec un léger jeu, la dilution du champ magnétique par l'augmentation du périmètre, plus l'effet de chicane, réduisent la fuite à une valeur généralement inférieure à celle des autres fentes.

La répartition des broches des liaisons RS 232 est un pousse au crime ! La broche N° 1 est officiellement le châssis mécanique. Il est désormais évident que cette broche ne doit pas servir pour le raccordement d'une tresse dont elle ruinerait l'efficacité. D'ailleurs dans les PS 2, cette broche n'est plus raccordée.

Le troisième point important est le contact entre les deux parties fixe et mobile qui doit être assuré par plusieurs contacts périphériques. Les doigts des connecteurs sub-D permettent un effet réducteur supérieur à un facteur 1000 à 100 MHz. Evitons les connecteurs jaunes (bichromatés) dont le contact électrique est aléatoire; préférons les embases brillantes (étamées).

Pour les connecteurs à haute immunité, une rangée de doigts ressorts en cuivre béryllium est un minimum. Plus le connecteur est gros, plus il dilue le champ magnétique et meilleur il peut être. L'impédance de transfert d'un bon connecteur blindé est une résistance pure : 10 µΩ de résistance de contact pour les meilleurs (très, très coûteux) mais 10 mΩ suffisent aux simples tresses.

Enfin la fixation de la partie fixe du connecteur à la TRP est souvent un point faible : elle doit être réalisée sans fente. Les joints conducteurs ne sont pas recommandés car ils réduisent l'effet de chicane. Nous conseillons d'utiliser une lamelle ressort avec contacts périphériques : l'effort de pression est raisonnable et la qualité du contact excellente... si l'épargne de peinture est complétée par un nickelage ou d'un étamage. Si la soudure périphérique est la solution la plus efficace, un contact électrique à la TRP de part et d'autre de l'embase et l'effet de chicane suffisent à une efficacité "normale" (jusqu'à 50 dB à 100 MHz).

Les deux connecteurs industriels que nous conseillons sont les sub-D (en 9, 15, 25 ou 39 points ou à haute densité) et les mini-DIN. La plupart des gros connecteurs industriels ainsi que la majorité des connecteurs militaires (vert olive) ne permettent pas une reprise de masse périphérique. Utiliser toutes les broches libres, en périphérie d'un gros connecteur, pour relier l'écran du câble la masse peut être considéré comme un pis-aller.

Les connecteurs blindés pour montage mural ou sur plinthe permettent rarement une reprise de masse périphérique. La masse ne peut souvent être reprise que par une broche de masse. Ainsi les embases des connecteurs blindés de type RJ et même Token Ring version blindée (évidemment la bonne) dégradent en HF l'effet réducteur de l'écran des câbles.

Le même constat, sinon encore plus dramatique, doit être fait sur la mise en œuvre des baies de brassage des réseaux locaux. Dans le meilleur des cas, une épingle de reprise de masse, longue de plusieurs centimètres, permet la connexion de l'écran des câbles (souvent de mauvais feuillards avec drain, ce qui est une protection équilibrée !...) à la masse mécanique du répartiteur. Dans le pire des cas, les drains dépassant de leur écran de plus de 10 centimètres sont raccordées à un boulon de coloration vert-et-jaune, voire pas raccordés du tout !

En conclusion...

Le blindage des câbles est probablement la solution industrielle la plus satisfaisante pour résoudre le problème fondamental des perturbations HF en mode commun sur les câbles (le principal gagne-pain des spécialistes en CEM !). Un câble blindé ne vaut pas mieux en HF que sa connectique ni que le soin de sa mise en œuvre. Attention en particulier à l'équipotentialité des TRP.

Hormis pour de faibles signaux BF transmis à distance, les écrans des câbles blindés doivent être reliés à la masse mécanique aux deux extrémités. Un feuillard avec un drain dissymétrise le courant d'écran, donc crée plus de ronfle en mode différentiel qu'une tresse en cas de raccordement bilatéral. Les feuillards devraient être réservés aux écrans internes protégés en HF par un surblindage. Les coaxiaux devraient être réservés à la transmission des signaux HF sans composante BF.

Un écran de câble blindé est toujours médiocrement efficace en BF (sauf contre le champ E). Installer un câbles à haute immunité pour résoudre un problème BF serait un contresens. Un écran devient excellent en HF (avec effet réducteur supérieur à un facteur 300) s'il est composé d'au moins une tresse. Une tresse bien mise en œuvre constitue un écran suffisant pour la majorité des installations industrielles et tertiaires.

Il est très facile de ruiner l'efficacité d'un écran en HF ! Une petite queue de cochon de 10 cm annule l'effet réducteur d'une tresse si bonne soit elle au-delà de 100 MHz, ce qui correspond pour une simple tresse à une perte d'un facteur 300 environ !

Si l'on relie un écran externe à la masse par une queue de cochon, on risque de polluer en BF (par induction magnétique) les signaux transmis sans gagner grand chose en HF... de là l'idée (évidemment fausse) selon laquelle un raccordement à une seule extrémité est la meilleure solution. Hormis pour les reprises des écrans internes (anti–diaphonie) dans un câble surblindé, il ne faudrait jamais utiliser de queue de cochon.

Il y a encore beaucoup d'installations à corriger !...

4

CONSEILS PRATIQUES

Ce chapitre s'adresse aux installateurs qui souhaitent recevoir quelques conseils pratiques de corrections sur site. Nous verrons en particulier comment améliorer l'installation d'un équipement, de ses câbles et définir une protection raisonnable contre les surtensions. Le plus important sur site est de se concentrer sur les principales erreurs d'installation, elles sont souvent assez nombreuses et ni trop pénibles ni trop coûteuses à corriger.

Comment améliorer un blindage

Si un bon blindage n'est jamais facile à améliorer sur site, il est toujours rapide à dégrader ! Quand un constructeur a réalisé un blindage avec des contacts par vis, il faut s'assurer après un remontage qu'aucune vis ne manque. Il est souhaitable de n'ouvrir un coffret blindé qu'en cas de réelle nécessité. Chaque intervenant sur un équipement blindé devrait être sensibilisé à l'importance du bon remontage des divers contacts et des connecteurs blindés.

Un coffret blindé, surtout avec forte efficacité de blindage, est difficile à modifier. Toutefois son installation peut souvent être corrigée, par exemple par l'amélioration d'effets réducteurs. Les conseils donnés ci-dessous sont avant tout des précautions de mise en œuvre.

Une première précaution, efficace lorsque la source des champs est connue et proche, est d'éloigner les équipements victimes. Une certitude en rayonnement est qu'un éloignement réduit l'amplitude des champs ! A distance, disons typiquement à plus de 5 mètres d'une machine ISM (torche à plasma ou d'une machine à souder HF par exemple), le champ résiduel devient souvent acceptable pour permettre le bon fonctionnement des électroniques normalement conçues. Attention, il convient d'éloigner les équipements mais aussi et surtout l'ensemble de leurs câbles. Ce dernier point est souvent le plus difficile à respecter. Les câbles d'interconnexion sont, lorsqu'ils ne bénéficient pas d'effets réducteurs, des antennes plus efficaces que les circuits à l'intérieur des coffrets.

Une seconde précaution est de corriger les reprises de masse des écrans de câbles blindés. Avant toute chose, il importe de définir quelle est la TRP de chaque coffret. Un cavalier par câble blindé peut shunter sa queue de cochon que l'on peut alors laisser en place. La pellicule transparente de mylar qui entoure parfois la tresse des câbles blindés doit bien entendu être ôtée. Une variante pour surblinder un câble est d'utiliser les chemins de câbles. La condition de cet effet réducteur est de visser directement, tôle sur tôle, avec contact électrique, la goulotte à la tôle de la baie... et de vérifier de bout en bout la bonne continuité électrique de la goulotte.

Une troisième précaution est de veiller à éloigner les câbles des fuites et fentes des blindages. Il est excellent de plaquer un câble contre une tôle de masse... non fendue ! Veiller surtout à la bonne équipotentialité au voisinage de sa TRP. On peut utiliser du "Scotch" cuivre (3 M) pour boucher des fentes.

Une quatrième précaution, intéressante jusque 30 MHz environ, est d'améliorer l'équipotentialité des châssis avec les masses voisines : raccordement des châssis aux tubes métalliques, vissage tôle sur tôle des châssis mitoyens, maillage des structures de masse, etc. Ajouter un "transient plate" sous la baie, ou la raccorder au plus court et par plusieurs contacts à la masse d'un faux-plancher est efficace jusqu'à la fréquence de 100 MHz environ.

Après le montage d'une cabine blindée de grande taille, un moyen simple pour détecter ses fuites est de l'éclairer de l'extérieur, de s'enfermer à l'intérieur et de repérer à l'œil les points lumineux. Les mauvaises jonctions, souvent aux angles des panneaux, sont ainsi rapidement mises en évidence. Pour une enceinte performante, un contrôle aux antennes reste toutefois nécessaire.

Enfin, lorsque l'on utilise un coffret blindé de grande efficacité, disons de plus de 50 ou 60 dB, il convient d'assurer un contrôle périodique : un écran ne s'améliore jamais dans le temps ! La cause la plus fréquente des fuites est une déformation mécanique ou une augmentation de la résistance des contacts. Le principal point à surveiller est le bon état des joints conducteurs qui vieillissent, se polluent et se dégradent et ses doigts ressorts qui cassent et s'oxydent. Un contrôle annuel représente, selon nous, une périodicité raisonnable.

Ajout et validation d'une protection en conduction

Ajouter une protection sur une ligne électrique est parfois nécessaire, souvent plus efficace et toujours plus simple que d'améliorer un blindage. Un écrêteur contre les surtensions fortes et de longues durées (plusieurs dizaines de microsecondes) et un filtre sont nécessaires sur l'alimentation des équipements.

Dans quels cas l'ajout d'écrêteurs est-il nécessaire ? Lorsque le risque d'apparition de fortes surtensions existe. Pour les lignes de signaux, il s'agit essentiellement des lignes qui sortent du bâtiment (même galvaniquement isolées), ainsi que celles, dans un même bâtiment, avec de grandes surfaces de boucles de masse sans effet réducteur. Attention en particulier aux réseaux locaux installés loins des câbles d'alimentation, avec des câbles mal blindés ou mal reliés.

La question de l'optimisation des écrêteurs est l'un sujet délicat. Les constructeurs de protections sont souvent avares d'informations sur les performances énergétiques de leurs protections. L'idée maîtresse est d'installer en tête une protection lente mais robuste, à base d'éclateurs, puis une protection secondaire rapide et à faible tension résiduelle. La référence de potentiel d'un écrêteur en mode commun devrait être la masse mécanique des circuits à protéger.

Il n'y a pratiquement que par un couplage galvanique (entre deux terres par exemple) que l'on collecte des impulsions longues donc énergétiques : le couplage par impédance commune est le seul couplage non nul en continu. Par effet d'antenne ou par diaphonie, le couplage en BF est très faible. Les perturbations collectées par champs peuvent être de fortes amplitudes mais elles durent peu de temps, guère plus de quelques microsecondes typiquement. Un écrêteur de faible énergie mais rapide (Transzorb) peut alors convenir.

Un rappel enfin : dans tous les cas, une protection parallèle doit toujours être reliée à la masse locale, si possible maillée, et pas uniquement à la terre. N'oublions pas que tout conducteur long de 1 mètre, si gros soit il, présente une impédance de plusieurs ohms à 1 mégahertz...

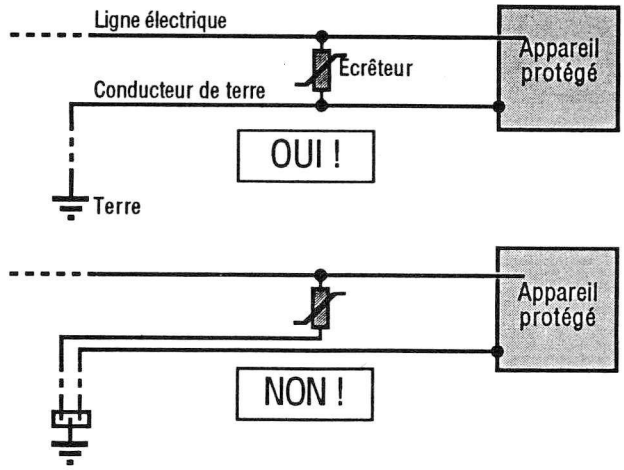


Figure 4-1 : Relier tout écrêteur à la masse, pas à la terre !

Protection des lignes de signaux

Avant toute chose, il ne devrait y avoir qu'une seule terre par bâtiment. Ce point est un impératif fonctionnel, de sécurité des personnes... et de bon sens : équipotentialité !

Pour la protection des lignes externes d'un bâtiment, des lignes téléphoniques en particulier, nous recommandons l'installation d'un éclateur triode qui court-circuite pratiquement simultanément les deux fils à la masse. Utiliser deux éclateurs séparés provoquerait une dangereuse impulsion de mode différentiel à cause de leur différence de retard à l'amorçage.

Même si l'amorçage d'un éclateur est tardif, il est toujours très brutal : la mise en avalanche ne dure que quelques nanosecondes. Son di/dt rayonne un champ magnétique localement très perturbateur. Si le courant n'est pas limité par une self en série avec la ligne, nous conseillons d'éloigner les éclateurs des équipements sensibles. Un bon emplacement pour d'une protection téléphonique est dans un coffret mural, juste à côté du tableau de distribution électrique, avec leurs masses raccordées au plus court.

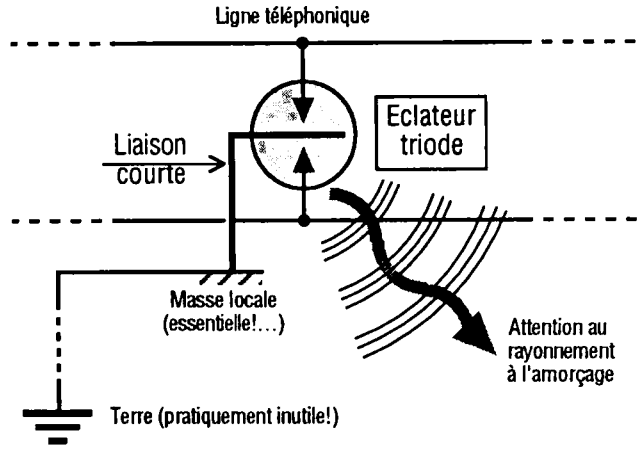


Figure 4-2 : Protection d'une ligne téléphonique par éclateur

Contre la crête de tension résiduelle d'un éclateur, si l'équipement y est sensible, il est simple d'ajouter une petite inductance (plusieurs dizaines de microhenrys) puis une transzorb câblée très court à la masse de l'équipement. C'est un cas simple de coordination des protections.

Les liaisons numériques locales, c'est à dire ne sortant pas du bâtiment, n'ont habituellement pas besoin d'être isolées. Nous conseillons de travailler en paire différentielle blindée, par exemple par liaison de type RS 485 ou Token Ring (version blindée). Il suffit d'assurer entre les masses des équipements une équipotentialité BF ne dépassant pas quelques volts, ce qui est facilement garanti par les conducteurs PE et un éventuel (et souhaitable) maillage des masses.

Réduire la capacité parasite d'un limiteur de surtensions est nécessaire dans deux cas : pour permettre la transmission de signaux rapides (en numérique à grand débit, vidéo...) ou pour ne pas ruiner le taux de réjection du mode commun d'une liaison symétrique. Rappelons que ce dernier point est critique sur ligne haute impédance. La méthode la plus simple est de masquer la capacité du limiteur (varistance ou Transzorb) par une diode à faible capacité et rapide à la mise en conduction (dite "fast turn-on"). Cette diode normalement bloquée ne devient conductrice que lors d'une surtension.

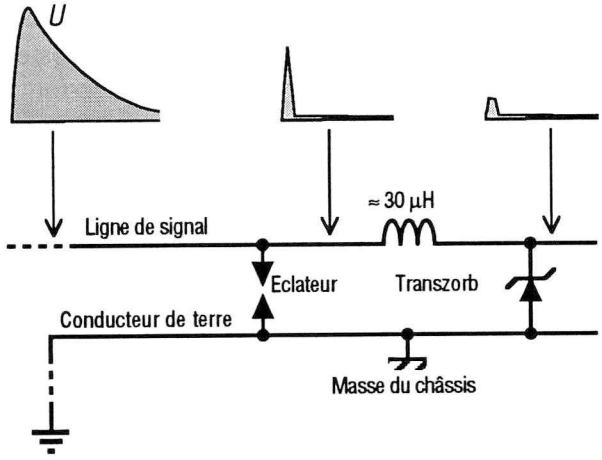


Figure 4-3 : Coordination des protections pour ligne signal

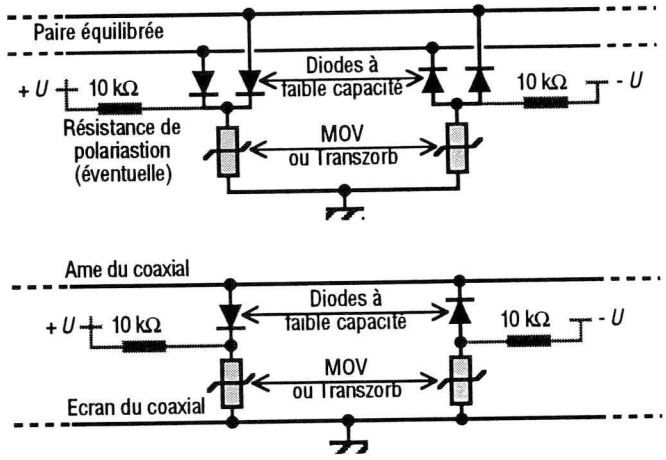


Figure 4-4 : Réduction de la capacité parasite d'écrêteurs

Protection des lignes d'alimentation

Un équipement électrotechnique : moteur, transformateur, bobine... est suffisamment protégé par les écrêteurs du poste MT/BT. Des parafoudres sur le réseau MT constituent une protection primaire convenable. Ils remplacent avantageusement les anciens éclateurs à cornes qui court-circuitaient le réseau après allumage, ce qui générait un creux de tension à chaque amorçage.

L'alimentation d'un équipement électronique devrait être protégée au moins par un filtre (bien installé !) suivi d'un écrêteur. Une varistance d'une centaine de joules encapuchonnée dans un manchon de gaine thermorétractable convient. Le rôle de ce limiteur est de réduire les surtensions résiduelles des parafoudres primaires ainsi que les impulsions énergétiques générées en BT (par la fusion d'un fusible à fil, l'enclenchement de gros condensateurs...).

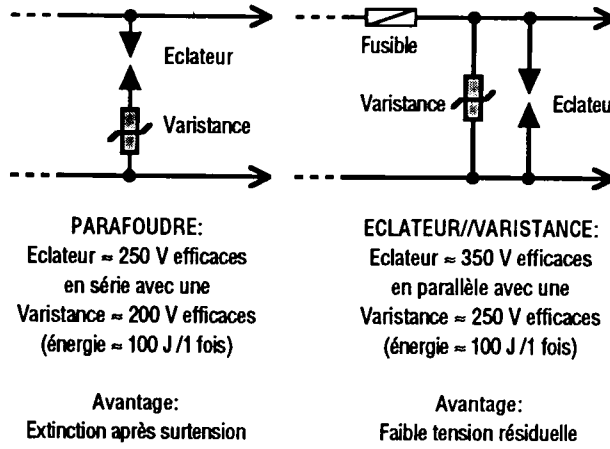


Figure 4-5 : Deux écrêteurs robustes pour réseau 230 V

Si une varistance est directement installée sur le réseau, il convient de la surdimensionner en tension (de 300 à 400 V efficaces) ainsi qu'en énergie. Si on la choisit de tension juste suffisante (250 volts), il est possible de la protéger des chocs énergétiques par un éclateur en parallèle, plus un fusible série. Pour réaliser un parafoudre 230 V, nous conseillons de câbler en série un éclateur de 250 volts efficaces et une varistance de 150 à 200 volts efficaces et d'une énergie d'au moins 100 joules. Le rôle de la varistance est d'éteindre l'arc après la surtension.

Les boucles de masse

Les courants de mode commun des boucles de masse sont le principal problème de CEM. Ces courants se referment sur les câbles secteur par le conducteur de protection. Un choc de foudre proche, par exemple, peut induire par champ magnétique une tension de l'ordre de 100 volts crête par mètre carré de boucle. Une self de terre permet de limiter, à tension de boucle donnée, la circulation du courant de vrai mode commun. Une self de terre est particulièrement efficace pour les équipements de table, c'est à dire non directement référencés à un réseau équipotentiel de masse.

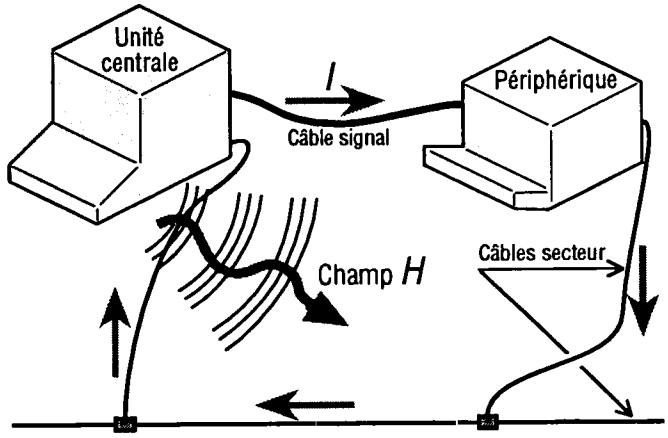


Figure 4-6 : Le problème classique de la boucle de masse

Lorsque l'interconnexion entre équipements est assurée par des câbles blindés, aucun problème de diaphonie n'est à craindre. Il est souhaitable de tirer les câbles d'interconnexion au voisinage des cordons d'alimentation. Un routage des câbles dans les même plinthes est favorable à la réduction des surfaces de boucles. Quand les fils d'alimentation passent dans la plinthe, évitons de tirer les câbles de réseaux locaux dans le faux-plafond !

Lorsque l'on ajoute un périphérique à un système, il est souhaitable de tirer en même temps le cordon d'alimentation et le câble signal, au voisinage l'un de l'autre. Pour mettre en évidence un problème de boucle de masse, il est souvent possible d'allonger le câble d'interconnexion et de l'installer de façon provisoire au voisinage des fils secteur. Les boucles de masse ont souvent de fortes surfaces entre des équipements interconnectés sur plusieurs étages.

Il n'est pas commode à ajouter une self de terre à un équipement après son installation. Pour les équipements sensibles, il est facile d'ajouter un enrouleur secteur à leur cordon d'alimentation : un enrouleur se comporte comme une self de terre. Il suffit simplement de surveiller son échauffement. L'inductance d'un câble secteur de 30 m enroulé atteint environ 400 µH, la valeur d'une self de terre classique.

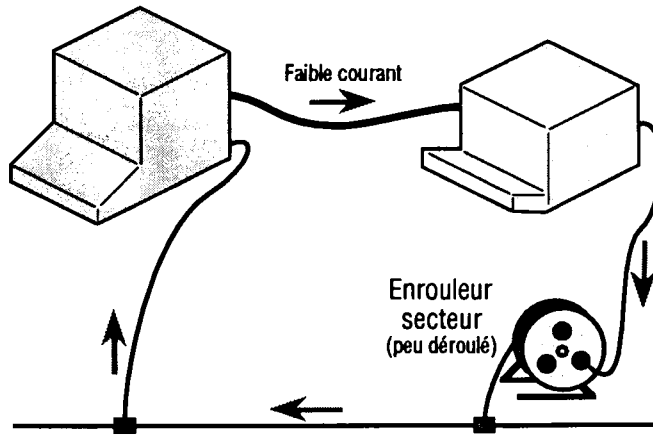


Figure 4-7 : Un enrouleur se comporte comme une self de terre

Pour la même raison, il est souhaitable de laisser les longueurs excédentaires des câbles signaux lovées sur elles-mêmes : l'impédance des boucles de masse s'en trouve augmentée. Une alternative efficace en HF est l'ajout de tores de ferrite autour des câbles sensibles. Si les selfs de terre et les tores de ferrite sont intéressants pour limiter les courants sur un conducteur de protection en environnement isolant, ils sont moins utiles en environnement équipotentiel.

Il ne faut jamais ajouter de self en série avec un strap de masse. Une self de terre est réservée au conducteur vert-et-jaune (qui ne contribue pas à l'équipotentialité HF du site) pour réduire les courants de vrai mode commun. Il ne faut pas ajouter d'impédance en série avec les conducteurs contribuant à l'équipotentialité du site !

Un transformateur d'isolement est souvent décevant en vrai mode commun HF, quel que soit le nombre et la qualité de ses écrans. En effet, s'il est posé sur un isolant, le courant supporté par le câble amont en ressort par le câble aval. En revanche, si ce même transformateur est vissé sur un "transient plate", une bonne part de ce courant peut se refermer par capacité aux fers à béton. Un simple transformateur d'isolement sans écran peut ainsi réduire les courants HF de vrai mode commun d'un facteur 3 à 5 (de 10 à 15 dB). Une telle efficacité, sans être exceptionnelle, est souvent suffisante en pratique.

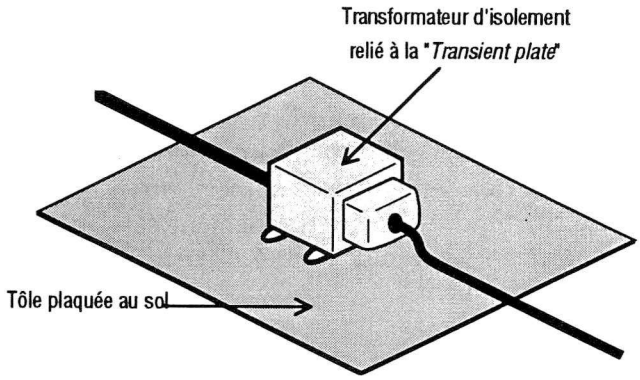


Figure 4-8 : "Transient plate" pour transformateur d'isolement

Validation d'une protection

Deux tests sont nécessaires pour valider une protection (filtre et/ou écrêteur) contre les perturbations électromagnétiques : l'un pour contrôler sa robustesse aux surtensions énergétiques, l'autre pour vérifier son efficacité HF, c'est à dire le soin avec lequel elle est installée.

Le test énergétique que nous recommandons est celui proposé par la CEI sous la référence 1000-4-5. Il consiste en une injection d'une impulsion de type foudre qui simule, par sa forte énergie, la plupart des surtensions longues. Ce test peut être effectué sur les lignes d'alimentation et aussi, avec moins de courant, sur les lignes de signaux. Attention, ce test peut fragiliser certains composants, des condensateurs et des varistances en particulier. Il est donc admis, après le test, de remplacer les composants fatigués. Ce test ne devrait être effectué qu'une seule fois par type d'équipement : il y a peu de dispersion, pour des composants donnés, d'une protection à l'autre.

Le test HF que nous préconisons pour valider la bonne installation d'une protection est normalisé par la CEI sous la référence 1000-4-4 (ex 801-4). Nous l'avons déjà exposé dans ses grandes lignes au chapitre 4 du tome 2. Il permet en particulier d'identifier, câble par câble, les problèmes de mise à la masse des filtres, de diaphonie ou de rayonnement de l'amont sur l'aval. Ce test devrait être repris à chaque modification de l'installation. Nous conseillons de l'effectuer en maintenance préventive après chaque modification significative de l'installation, et au moins une fois par an.

Le niveau minimal acceptable en environnement "normal" du test 1000-4-4 est le niveau 3, soit 2 kV sur l'alimentation et 1 kV sur les câbles d'entrées-sorties. En environnement industriel habituel, c'est à dire en présence de contacteurs et avec des câbles installés sans soin particulier, il est souhaitable de tenir le niveau 4, soit une amplitude double du niveau 3. Passer ce test avec succès donne une bonne confiance dans le bon fonctionnement des équipements. Réciproquement, il serait illusoire d'attendre un fonctionnement sans problèmes d'équipements ne supportant pas le test 1000-4-4 au niveau correspondant à leur classe d'environnement.

Quelques conseils pratiques pour câbles blindés...

Pour un capteur alimenté, une caméra vidéo par exemple, il est souhaitable que le câble d'alimentation (avec son éventuel conducteur de protection) soit tiré contre le câble signal pour réduire la surface de la boucle de masse. Si l'écran d'un câble coaxial est connecté des deux côtés, il est parfois possible d'éviter l'emploi d'un triaxial par l'ajout d'un conducteur de masse (pour réduire les d.d.p. en BF). L'ajout d'un amplificateur de signal à l'émission et éventuellement d'un atténuateur à la réception est une solution à envisager.

De manière générale, il est souhaitable d'installer l'amplificateur le plus près possible du capteur afin de limiter la longueur des câbles supportant un faible signal. Des amplificateurs d'isolement dits "de sécurité intrinsèque" peuvent être installés partout, même s'ils sont prévus pour les environnements explosifs. Leur rôle est d'assurer une isolation galvanique, ce qui est utile pour des capteurs non isolées ou des entrées non symétriques. Ces amplificateurs sont aussi utiles pour transmettre les signaux à grande distance entre bâtiments. Nous préconisons d'utiliser autant que possible les transmissions par boucles de courant, de type 4-20 mA par exemple.

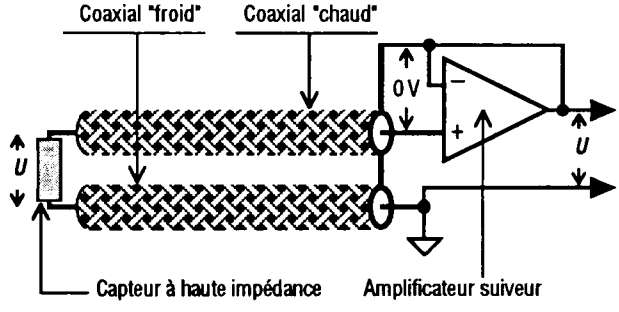
La qualité des câbles d'interconnexion avec un équipement électronique ou informatique devrait être conforme à celle préconisée par le constructeur. Hormis les câbles explicitement prévus sans blindage (câbles filtrés par exemple) tous les câbles d'interconnexion, et leurs connecteurs, devraient être blindés. C'est le plus souvent la mise en œuvre des connecteurs qui limite en HF l'effet réducteur des écrans de câbles.

Les câbles du commerce préfabriqués blindés pour micro-informatique sont généralement acceptables. En cas de doute, le test d'immunité CEI 801-4 au niveau 2 en environnement calme et niveau 3 en environnement standard doit être supporté sans défaillance. Ce même test devrait être effectué pour tout câble blindé sous-traité, lors de sa qualification puis par prélèvements. L'idéal serait de mesurer l'impédance de transfert d'un câble grâce à un petit montage de test (avec un générateur d'horloge, une pince HF et un analyseur de spectre par exemple).

L'écran du câble est une protection électromagnétique qui ne doit pas servir de conducteur de retour, même pour un retour d'alimentation. Par exemple, si un capteur 2 fils est remplacé par un capteur 3 fils, il faut résister à la tentation de réutiliser la paire blindée avec l'écran comme troisième fil !

Le surblindage d'un câble est toujours possible du point de vue CEM. Le plus simple est d'ajouter un écran externe en tricot. A condition de bien tirer sur ce tricot afin d'assurer un contact à faible résistance entre les mailles, la qualité de ce surblindage en HF est pratiquement comparable à celui d'une simple tresse. Très pratique pour une correction sur site, il nous faut signaler que le vieillissement d'un tricot dans le temps est parfois notable, à cause de l'augmentation de la résistance des contacts entre les mailles. L'emploi de gaines de type "Zippertubing" est possible, il est toutefois plus coûteux que le tricot.

Un surblindage est une bonne solution pour améliorer l'immunité des câbles blindés à *écran piloté* (en anglais "driven shield") utilisés pour certains capteurs. Un écran piloté est une astuce qui réduit le temps de charge de la capacité des câbles par les capteurs à haute impédance (pH–mètre par exemple). L'écran intercepte les champs électriques BF et écoule ces courants parasites (faibles en BF) vers un amplificateur qui est chargé de maintenir le coaxial "chaud" à tension nulle entre âme et tresse. C'est ainsi l'amplificateur et non le capteur qui fournit le courant pour charger la capacité du câble. Malheureusement l'immunité d'un écran piloté sans surblindage est souvent très mauvaise en HF.



L'amplificateur accepte les petits courants parasites BF collectés par les écrans (mais il est inefficace en HF...)

Figure 4-9 : Principe des écrans pilotés ("driven shields")

Lorsqu'un câble est surblindé en HF, les écrans internes ne servent plus que de protection contre la diaphonie. Ces écrans peuvent être reliés comme on veut dans le connecteur (même par queues de cochon, mais c'est le seul cas !...).

En transmission numérique, les "faisceaux aléatoires", c'est à dire sans positionnement défini des fils les uns par rapport aux autres, ne sont acceptables que pour des débits inférieurs à 100 kbit/s environ, et pour des longueurs assez faibles, disons guère plus de 10 mètres (liaisons RS 232 standard par exemple).

Dès que le débit de la transmission dépasse 100 kbits/seconde, nous conseillons d'utiliser des câbles en nappe blindés. Les modèles en exécution ronde (cylindrique et non plate) sont préférables car ils admettent les connecteurs blindés classiques. Les connecteurs blindés pour câbles plats blindés sont coûteux, mécaniquement fragiles, et n'existent qu'en connectique sub-D.

Si une transmission numérique est effectuée sur un câble en nappe en symétrique (avec émetteur/récepteur de ligne), les signaux complémentaires doivent être placés côte à côte. Si la liaison est asymétrique, un conducteur sur deux devrait alternativement être connecté au 0 V à chaque extrémité.

Pour les liaisons numériques dépassant 3 Mbit/s en mode asymétrique, un blindage unitaire par ligne devient souhaitable. Chaque écran interne devrait être connecté à la masse à chaque extrémité dans les coquilles de connecteurs par une queue de cochon aussi courte que possible.

Les câbles de contrôle-commande blindés devraient bénéficier d'une mise de leur écran à la masse à chaque extrémité. L'utilisation des connecteurs sub-D limite la rigidité diélectrique aux environs de 500 V. Cette tension est suffisante en environnement industriel classique ainsi qu'en informatique, c'est à dire tant que le câble reste dans un même bâtiment.

Attention enfin aux dérivations des câbles blindés (boîtes de raccordement, Y, etc) qui ruinent facilement la topologie fermée d'un bon écran : une fente orthogonale au passage du courant est catastrophique en HF. La continuité des écrans est le problème majeur des réseaux locaux précâblés : au niveau des répartiteurs et des baies de brassage, rien n'est prévu pour assurer la continuité périphérique des écrans de câbles. Notons que token ring en version blindée, avec son excellente connectique Twinax, est remarquablement immunisé ...tant que l'on n'utilise pas de connecteur mural !

Enfin, s'il est impératif de reprendre un écran par son drain, pour ne pas déchirer le fragile feuillard aluminié par exemple, limitons la longueur de la queue de cochon à 2 ou 3 millimètres. L'effet réducteur HF de l'écran peut alors rester supérieur à une dizaine, ce qui s'avère souvent suffisant.

Florilège de quelques idées reçues en CEM

Plutôt que de rechercher la perfection en CEM, nous conseillons avant toute chose de corriger les erreurs les plus grossières. Pour cela, il suffit d'avoir les idées claires sur les principaux points clés en CEM. Nous avons tenté de recenser les confusions et les erreurs les plus fréquentes sur les blindages, les filtres, les écrêteurs, les isolements galvaniques et les câbles blindés.

Un corrigé est proposé après chaque affirmation erronée. Pour éviter toute ambiguïté, les affirmations erronées commencent par la lettre A, elles sont immédiatement suivies de leur correction précédée de la lettre C.

A **Les blindages doivent être raccordés à une bonne terre.**

C Tout blindage fonctionne par équipotentialité, il n'a pas besoin d'être raccordé un potentiel particulier pour fonctionner. Il lui suffit d'être à la fois enveloppant et équipotentiel de bout en bout. C'est tout... et déjà pas si facile !

A **En champ lointain, à plus de $\lambda/2\pi$, les champs décroissent en 1/R.**

C Une confusion fréquente entre champ lointain et onde plane. Pour que la décroissance du champ soit en 1/R, il faut être dans la zone de Fresnel, à plus de $2.D^2/\lambda$ de la source, avec D = diamètre de l'antenne d'émission.

A **Un blindage de 30 dB à 100 MHz tolère des fentes de 3 centimètres.**

C Ce type de recette n'est pas vérifié en pratique : tout dépend de la densité du courant de surface coupée par la fente et de son couplage avec les circuits. Cette règle est insuffisante au voisinage des connecteurs ; elle est au contraire trop sévère pour une porte éloignée des câbles et des cartes.

A **Un matériau à fort μ blinde mieux qu'un matériau non magnétique.**

C Pas toujours : pour de faibles épaisseurs en BF un écran ne fonctionne que par réflexion. Par ailleurs, les matériaux à fort μ en champ forts risquent de saturer. Dans ces deux cas, mieux vaudrait un matériau très bon conducteur.

A **Les connecteurs blindés doivent avoir un joint conducteur.**

C Les petits joints conducteurs pour connecteurs font souvent plus de mal que de bien car ils réduisent l'effet de chicane. Mieux vaut un contact direct de l'embase du connecteur à la TRP. Des ressorts plats sont généralement préférables aux joints.

A **L'atténuation d'un filtre est égale à sa fonction de transfert.**

C Non, même pas dans 50 Ω/ 50 Ω ! La fonction de transfert d'un filtre est sa tension en sortie par rapport à celle en entrée. Son atténuation (ou perte d'insertion) est la tension en présence du filtre par rapport à celle sans filtre. Seule cette dernière notion nous intéresse.

A **Un filtre à pente raide limite l'amplitude des impulsions parasites.**

C Pour qu'un filtre limite l'amplitude d'impulsions, il faut que ces dernières soient très brèves, par rapport à l'inverse de la fréquence de coupure du filtre (à —10 dB) soit très basse. Sa pente de coupure est indifférente.

A **Un filtre est efficace si, dans le catalogue, son efficacité est forte.**

C Erreur classique : ce n'est vrai que dans 50 Ω/ 50 Ω. Pour les impédances réelles, il faut surtout surveiller son schéma pour éviter les résonances.

A **Un fusible protège des surtensions.**

C Un fusible protège tout au plus des surintensités, pas des surtensions. C'est même le contraire : quand un fusible à fil fond, il génère une surtension !

A **Un écrêteur fait office de disjoncteur (lu dans une revue technique !).**

C Un disjoncteur est une protection série contre les surintensités qui agit en ouvrant le circuit en défaut. Un écrêteur est le dual du disjoncteur : c'est une protection parallèle qui agit en écoulant le courant d'une surtension.

A **Les diodes Transzorb ont un temps de réaction de 10^{-12} seconde !**

C Non ! Une diode transzorb a une self d'environ 10 nH, donc réagit en quelques dixièmes de nanosecondes... si elle est câblée au plus court.

A **Une varistance a un temps de réaction bien plus long qu'un Transzorb**

C Encore une idée reçue : si elle est câblée très court, elle réagit aussi vite qu'un Transzorb.

A **En liaison point à point, il faut un isolement galvanique du côté émission (variante : il faut un isolement galvanique du côté réception, ou encore pire : il faut un isolement galvanique des deux côtés).**

C En liaison point à point, il suffit d'un seul isolement galvanique, placé où l'on veut dans la boucle de masse. Pensons au téléphone...

A **Un isolement galvanique est une alternative aux écrêteurs.**

C Ce n'est vrai qu'en environnement équipotentiel (aviation, marine...). Pour une ligne externe (paire téléphonie, ligne d'énergie...), un isolement galvanique ne réduit pas les risques d'amorçages lors de fortes surtensions.

A **Un isolement galvanique protège de toutes les perturbations conduites.**

C Un isolement galvanique ne réduit l'effet que des perturbations de mode commun, en BF, et d'amplitudes inférieures à sa rigidité diélectrique. Il est inefficace, voire néfaste en HF ainsi qu'en mode différentiel.

A **Une liaison par fibre optique a une parfaite immunité aux parasites.**

C C'est vrai pour la fibre, mais tous les récepteurs optiques sont très sensibles au champ électrique

A **Avec un optocoupleur, il n'y a plus de problème de boucle de masse.**

C Un optocoupleur peut s'allumer par des perturbations de mode commun HF, il doit en outre être alimenté par sa propre alimentation isolée pour ne pas recréer une boucle par alimentation commune.

A **Si un blindage est mauvais, il faut utiliser de bons filtres.**

C Un filtre ne vaut pas mieux que l'équipotentialité de la TRP.

A **Il faut compenser les défauts de blindage par de bons câbles blindés.**

C Le meilleur câble blindé ne vaut pas mieux que sa reprise de masse au châssis. Pour un boîtier isolant, des câbles blindés sont à peu près inutiles.

A **Il faut relier les limiteurs de surtension à la terre**

C Erreur fréquente de vocabulaire : il faut relier les écrêteurs à la masse.

A **L'écran d'un câble blindé doit être raccordé à la terre**

C Encore une erreur de vocabulaire : l'écran d'un câble blindé doit être raccordé à la masse. Que la masse soit ou non reliée à la terre est indifférent au fonctionnement des électroniques.

A **Il ne faut pas raccorder un écran à la masse des deux côtés, sinon ça fait une boucle de masse.**

C Pour les signaux numériques ou de puissance, il faudrait raccorder les écran des câbles à la masse de façon bilatérale. Il y a toujours autant de boucles de masse que de câbles, et ce sont des antennes efficaces en HF. Si on empêche les courants de circuler librement sur les écrans, leur efficacité devient nulle.

A **Un écran de câble blindé doit être raccordé au 0 V.**

C Un écran de câble blindé entre équipements devrait être raccordé au châssis, lui même équipotentiel par rapport au 0 V principal de l'équipement.

A **Une queue de cochon est une antenne, il faut la placer hors blindage.**

C Non, le rayonnement d'une queue de cochon n'est critique que si elle est au très proche des circuits. Même placée à l'extérieur d'un blindage, son impédance est en série avec l'impédance de transfert de l'écran qu'elle ruine en HF.

A **Quand la connectique d'un câble blindé est médiocre, il suffit de choisir un meilleur écran (un câble à haute immunité).**

C Un câble à haute immunité se justifie quand on souhaite un grand effet réducteur en HF. La connectique doit alors être nécessairement à faible impédance de transfert.

A **Pour être protégé à toutes fréquences par un câble à double écran, il faut relier l'écran interne à la masse d'un côté et l'écran externe de l'autre.**

C Surtout pas ! Cela coûte cher et ne protège pas du tout en HF ! Il faut toujours relier un surblindage à la masse des deux côtés.

A **Un fil de reprise d'à peine 10 centimètres ne peut pas ruiner l'efficacité de l'écran d'un câble blindé long de 50 mètres...**

C En HF, malheureusement si !

5

INDEX ET LEXIQUE

Absorption : Dégradation en chaleur d'une perturbation électromagnétique dans un écran électromagnétique ou un filtre. Le phénomène d'absorption, contrairement à celui de la réflexion, amortit d'éventuelles résonances.

Antenne fouet : Antenne composée d'un brin conducteur orthogonal à un plan de masse. Elle est d'usage courant (autoradios par exemple) et facile à mettre en équation.

Armure (de câble) : Protection mécanique externe d'un câble. Un feuillard n'est pas un écran électromagnétique.

Atténuation d'écran : Aussi appelée efficacité de blindage, c'est l'amplitude du champ résiduel en présence d'un écran par rapport au champ sans écran. C'est un nombre sans dimension, habituellement exprimé en décibels (dB).

Basses fréquences (BF) : Dans ce manuel, nous qualifions de BF la gamme des fréquences inférieures à 1 MHz environ.

Blindage (électromagnétique) : Voir écran (on ne vous renverra pas ici !).

Câble blindé : Câble composé d'au moins deux conducteurs recouverts d'un écran conducteur servant de protection contre les perturbations électromagnétiques.

Cage de Faraday : Autre nom (usuel) d'une chambre blindée.

Capacité (notée C) : Un condensateur est traversé par un courant égal au produit de sa capacité par la variation de la d.d.p. à ses bornes exprimée en volts par seconde. C se mesure en farads (F).

Chambre blindée : Enceinte conductrice qui isole en champs l'intérieur de l'extérieur. Si ses résonances sont bien amorties, on dit qu'elle est "anéchoïque".

Champ électrique (noté E) : Vecteur lié à la d.d.p. entre deux conducteurs, il s'exprime en en volt par mètre. L'effet principal d'un champ E variable est d'induire un courant sur les conducteurs exposés à ce champ.

Champ lointain : En espace libre, à plus de $\lambda/2\pi$ entre l'antenne d'émission et le point de mesure, les champs E et H sont localement couplés : E = 377 H ; on est alors en champ lointain. Par convention, son amplitude est chiffrée par sa seule composante E. Attention à ne pas confondre champ lointain et onde plane.

Champ magnétique (noté H) : Vecteur lié à la circulation d'un courant dans un circuit électrique, il s'exprime en ampère par mètre. L'effet principal d'un champ H variable est d'induire une tension dans des boucles des circuits.

Champs proches : Quand la distance entre l'antenne d'émission et le point de mesure est inférieure à $\lambda/2\pi$, le rapport E / H dépend de la nature de la source. On est alors en champ proche. Si E > 377.H, le champ est dit à haute impédance (ou "électrique") et dans le cas contraire, à basse impédance (ou "magnétique").

CMRR : En anglais "rapport de réjection de mode commun" (voir l'expression)

Coaxial : Câble composé uniquement d'une âme et d'un écran enveloppant. Un câble coaxial a moins de pertes en HF qu'une paire blindée de même diamètre. La dissymétrie d'un coaxial ne permet pas une liaison à grand CMRR en BF.

Compatibilité électromagnétique (CEM) : Aptitude d'un appareil ou d'un système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique et sans générer lui même des perturbations électromagnétiques intolérables pour quoi que ce soit dans cet environnement. La CEM recouvre donc la compatibilité électrique.

Conducteur de protection (symbole PE) : Conducteur destiné à relier les masses pour garantir la sécurité des personnes contre les chocs électriques.

Conductivité : Inverse de la résistivité !... Notée s, elle s'exprime en Siemens par mètre. La conductivité du cuivre est voisine de 60.10^6 Si/m.

Conductivité relative : Conductivité d'un matériau par rapport à celle du cuivre. Notée σr, c'est une valeur sans dimension. (pour du cuivre, $\sigma r = 1$)

Connecteur blindé : Connecteur garantissant un contact périphérique à faible impédance entre l'écran d'un câble et la tôle de référence de potentiel d'un équipement.

Couplage : Mode de transmission d'une perturbation électromagnétique de la source à un circuit victime. Il n'y a que six types de couplages élémentaires : par impédance commune, par couplage capacitif, par diaphonie inductive, par diaphonie capacitive, par champ (magnétique) à boucle et par champ (électrique) à fil. Divers couplages élémentaires peuvent agir en série et/ou en parallèle.

Décibel : Façon très pratique de comparer une grandeur X à une référence X_0. Un décibel est sans dimension. En amplitude : $X_{dB} = 20.\lg(X/X_0)$.

Défaut : Dysfonctionnement en CEM provoqué par une perturbation électromagnétique. En CEM, ce mot n'est pas synonyme de défaut d'isolation.

Détection d'enveloppe : Mécanisme non linéaire de toute jonction de semi-conducteurs qui transforme un signal HF hors-bande en un signal continu modulé par l'enveloppe de la HF. La détection d'enveloppe est surtout gênante pour les étages d'entrée à bas-niveaux.

Drain : Fil qui double un écran en feuillard et en permet la reprise... Beurk !

Écran électromagnétique : Enveloppe conductrice servant à isoler l'intérieur de l'extérieur en champs électromagnétiques. Un écran sert surtout de référence de potentiel aux filtres d'entrée-sortie, aux câbles blindés et aux écrêteurs.

Écran électrostatique : Enveloppe conductrice servant à intercepter le champ électrique, donc à réduire un courant capacitif. Un écran électrostatique doit être raccordé à une référence de potentiel.

Écran piloté : Transmission d'un signal à haute impédance par deux coaxiaux dont les écrans, servant d'écrans électrostatiques, sont maintenus au potentiel du fil signal par un amplificateur qui masque ainsi au capteur la capacité du câble coaxial.

Effet de chicane : Pincement du champ magnétique entre deux surfaces conductrices parallèles très proches. Cet effet réduit l'impédance de la fente et le champ rayonné par la fuite. Il agit sans contact électrique donc il ne vieillit pas.

Effet déflecteur : "Aspiration" des lignes de champ magnétique continu par les matériaux à fort μr.

Effet d'ombre : Derrière une structure conductrice de grande taille par rapport à la longueur d'onde, les champs électromagnétiques sont atténués. Néfaste en réception radio, l'effet d'ombre permet de se protéger contre les champs lointains.

Effet pelliculaire (ou effet de peau) : Un courant HF ne circule qu'en surface de conducteur et non dans son épaisseur, c'est l'effet pelliculaire.

Effet réducteur : Réduction des perturbations HF par la proximité du conducteur victime avec la masse. L'effet réducteur est le rapport de l'amplitude de la perturbation collectée par un câble non blindé ou loin des masses à celle collectée par le même câble blindé ou installé contre un conducteur de masse.

Efficacité de blindage : C'est pour un écran la perte d'insertion pour une impédance de champ incident et une antenne de mesure définies. C'est le produit de la perte par réflexion et de la perte par absorption, donc leur somme en décibels.

Efficacité de filtrage : C'est pour un filtre la perte d'insertion pour des impédances amont et aval définies. L'efficacité des filtres du commerce est définie dans des circuits de 50 Ω / 50 Ω.

Épaisseur de peau : Profondeur de pénétration des lignes de courant dans un conducteur. Notée δ, elle diminue en $\sqrt{F}$ (Pour du cuivre à 50 Hz : $\delta < 1$ cm !).

Facteur de forme : C'est, pour un filtre passe-bande, le rapport de la bande passante à — 60 dB à la bande passante à -3 dB. Plus un filtre est sélectif, plus son facteur de forme est faible.

Filtre (antiparasite) : Réseau transmettant les signaux en conduction dans un domaine de fréquences, et s'opposant à leur passage dans le cas contraire.

Filtre à absorption : Filtre limitant les courants de vrai mode commun. Un filtre à absorption est surtout utile en environnement isolant.

Filtre réjecteur (ou **coupe-bande) :** Filtre chargé d'atténuer les signaux dans une gamme de fréquence donnée, sans altérer de façon sensible le signal utile.

Flux d'induction (magnétique) : Produit de l'induction magnétique B par la surface totale coupée en mètres carrés. Le flux s'exprime en weber (Wb). Une variation de flux de 1 Wb par seconde dans une boucle y induit une tension de 1 volt.

Fonction de transfert : Pour un filtre c'est l'amplitude en entrée par rapport à l'amplitude en sortie. Attention, à ne pas confondre avec la perte d'insertion !

Hautes fréquences (HF) : Par convention nous appellerons HF un signal dont les fréquences significatives s'étendent au delà de 1 MHz environ.

Haute immunité (câble à) : Câble blindé à faible impédance de transfert (c'est à dire par convention inférieure à 1 mΩ/m entre 1 et 10 MHz environ).

Immunité (électromagnétique) : Aptitude d'un appareil ou d'un système à fonctionner sans dégradation en présence d'une perturbation EM.

Impédance (électrique) : Rapport de l'amplitude complexe d'une tension à celle d'un courant. L'impédance d'un conducteur (à fréquence basse) est une résistance en série avec une réactance inductive.

Impédance de transfert : Impédance linéique, exprimée en ohms par mètre, qui convertit le courant d'écran d'un câble coaxial en tension différentielle. Un câble dit "à haute immunité" est un câble dont l'écran est à faible impédance de transfert.

Impédance d'un champ : Rapport de l'amplitude du champ électrique à celle du champ magnétique. L'impédance d'un champ s'exprime en ohm (Ω).

Impédance intrinsèque : Rapport de l'amplitude du champ électrique à celle du champ magnétique dans un matériau, quand les champs sont couplés. L'impédance intrinsèque de l'air vaut 377 Ω ; celle d'un conducteur $\sqrt{j\omega.\mu/\sigma}$.

Impédance de surface (impédance de barrière) : Pour un écran, c'est le rapport de l'amplitude du champ E en surface à celle du champ H. En BF, c'est la résistance de surface de la tôle ; en HF c'est l'impédance intrinsèque du métal.

Inductance (ou self, notée L) : Caractéristique d'une self qui, traversé par un courant, développe à ses bornes une d.d.p. proportionnelle à sa fréquence. L'inductance se mesure en henrys (H).

Induction (notée B) : L'induction magnétique est le produit du champ H par μ, la perméabilité magnétique du milieu. Elle s'exprime en teslas (T).

Isolement galvanique : Fonction permettant la transmission de signaux différentiels tout en assurant une haute impédance en BF en mode commun entre l'entrée et la sortie. Elle est assurée par relais, transformateur, optoélectronique ou une de leurs combinaisons .

Limiteurs de surtensions (parasurtenseur, parasurtension, écrêteur) : Composant de protection en parallèle sur une ligne servant à écrêter les surtensions à une valeur acceptable par les circuits en aval.

Longueur d'onde (notée λ) : Distance au bout de laquelle un signal périodique est déphasé d'une période entière, donc se retrouve en phase. Dans l'air la longueur d'onde se calcule par la très simple relation : $\lambda = 300 / F$.

Masse d'accompagnement : Conducteur ou structure de masse qui accompagne de bout en bout un câble protégé par effet réducteur.

Masse fonctionnelle : Masse des signaux électroniques, que nous appelons par commodité le "0 V" par opposition à la masse mécanique de" sécurité".

Masse de sécurité : Masse mécanique accessible des équipements, par opposition à la masse fonctionnelle. Nous dirons aussi masse mécanique.

Mise à la masse : Raccordement équipotentiel de deux masses entre elles.

Mise à la terre : Raccordement d'un conducteur de terre (de protection, de descente, de limiteurs de surtensions ou structure métallique) à une terre pour y évacuer des courants externes.

Mode commun (MC) : Un courant de mode commun circule dans le même sens sur tous les conducteurs d'un câble. La d.d.p. de M C d'un câble est celle entre le potentiel moyen de ses conducteurs et la masse. Le mode commun est aussi appelé mode longitudinal, parallèle ou asymétrique.

Mode commun filaire : Sur un câble d'alimentation, le courant de mode commun filaire circule sur les fils de phase et se referme par le conducteur de protection. Le mode commun filaire est facile à filtrer et n'exige aucun écran.

Mode commun vrai : Sur un câble d'alimentation, le courant de vrai mode commun circule en phase sur tous les fils, y compris celui de protection. Il se referme à la masse par capacité et par les autres câbles et perturbe les électroniques flottantes ou mal blindées. Vrai mode commun = vrai problème CEM !

Mode différentiel (MD) : Un courant de mode différentiel circule en opposition de phase sur les deux fils d'une paire, il ne circule donc pas dans la masse. Une d.d.p. de MD se mesure entre le fil signal et son retour. Il est aussi appelé mode normal, symétrique ou série.

Mutuelle inductance (Notée M) : Inductance de couplage entre deux circuits. La d.d.p. induite dans le circuit secondaire est proportionnelle au courant primaire et à sa fréquence. Une mutuelle inductance s'exprime en henrys (H).

Onde plane : Une onde devient plane quand son "plan de phase" géométrique se forme, soit à une distance $2.D^2/\lambda$, (D = diamètre de l'antenne). Cette distance est souvent bien plus éloignée que celle du couplage des champs E et H.

Paire symétrique (ou balancée) : Liaison bifilaire terminée par un isolement galvanique ou par un amplificateur différentiel à forte réjection du MC.

Parafoudre : Écrêteur composé d'un éclateur en série avec une impédance (souvent une varistance) pour éteindre l'arc après la surtension.

Perméabilité magnétique : Rapport de l'amplitude de l'induction magnétique B dans un matériau à celle du champ magnétique H. La perméabilité magnétique se note μ et s'exprime en henrys par mètre. Dans l'air : $\mu_o = 4\pi x10^{-7}$ H/m.

Perméabilité magnétique relative : Rapport sans dimension, noté μr, de l'amplitude de la perméabilité magnétique d'un matériau à celle μ_o de l'air.

Permittivité électrique : La permittivité diélectrique d'un isolant se note ε et s'exprime en farads par mètre. La capacité d'un condensateur plan, sans effet de bord, de surface S et d'épaisseur e vaut : $C = \varepsilon.S/e$. Dans l'air : $\varepsilon_o = 8,85$ pF/m.

Permittivité électrique relative : Rapport sans dimension, noté εr, de l'amplitude de la permittivité électrique ε d'un matériau à celle ε_o de l'air (du vide).

Perte d'insertion : Rapport de l'amplitude résiduelle après la mise en place d'un filtre (ou d'un blindage) par rapport à celle sans filtre (ou sans blindage). Elle dépend des impédances des circuits (ou des champs) amont et aval . On l'appelle aussi efficacité de filtrage (ou efficacité de blindage).

Perturbation électromagnétique : Phénomène électromagnétique susceptible de créer des troubles de fonctionnment d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système ou d'affecter défavorablement la matière vivante ou inerte.

Perturbation en conduction : Perturbation qui se propage le long de conducteurs électriques. Elle est définie par son courant et par sa d.d.p.

Perturbation rayonnée : Perturbation qui se propage dans l'air, sans support matériel. Elle est définie par ses champs électrique et magnétique.

Plaque collectrice : Tôle servant de référence de potentiel à une cabine blindée. Tous les câbles externes d'un îlot devraient être filtrés, écrêtés ou blindés à son unique plaque collectrice.

Protection répartie : Combinaison de plusieurs protections en cascade (en conduction ou en rayonnement) plutôt qu'une seule à grandes performances. Une protection répartie est une solution souvent économique et robuste.

Puissance surfacique (densité surfacique de puissance) : Puissance par unité de surface transportée par une onde, elle s'exprime en watts par mètre carré. En champs couplés, elle vaut $E^2/377$ (60 V/m correspond à 10 W/m^2).

Queue de cochon : Fil de reprise qui raccorde l'extrémité d'un écran de câble à la masse. Cette expression est utilisée même si le fil n'est pas tire-bouchonné.

Raccordement équipotentiel : Contact électrique à faible impédance entre conducteurs voisins destiné à réduire leur d.d.p. Toute mise à la masse (avec ou sans mise à la terre) devrait être effectuée par raccordement équipotentiel.

Réciprocité : Effet qui rend la perte d'insertion d'un réseau linéaire égale de l'amont vers l'aval et de l'aval vers l'amont. Un filtre est réciproque mais généralement pas réversible (sa perte d'insertion est différente s'il est monté tête-bêche).

Réflexion : Renvoi d'énergie provoqué par la désadaptation d'impédance d'un champ en surface d'écran ou d'une perturbation conduite en entrée de filtre.

Réjection du mode commun (CMRR en anglais) : Pour une liaison symétrique, c'est le rapport sans dimension de la tension de mode commun à la tension ajoutée en mode différentiel.

Réseau de masse : Ensemble des conducteurs internes à un bâtiment reliés entre eux (maillés). Il se compose habituellement des conducteurs de protection, des bâtis, des chemins de câbles, de canalisations et de structures métalliques.

Résiduelle : Amplitude du signal (émis par une source de perturbation) qui, après couplage, filtrage ou écrêtement, est vu par un circuit victime.

Résistance par maille (par carré) : Résistance d'un carré de tôle entre deux tranches opposées. Elle ne dépend pas de la taille du carré et s'exprime en ohms.

Résistivité : Résistance d'un cube de matériau de 1 mètre de côté, elle s'exprime en ohm.mètre. La résistivité du cuivre est voisine de $17.10^{-9}\Omega.m$.

Rigidité diélectrique : Tension maximale basses fréquences supportable en mode commun par un isolement galvanique.

Self de mode commun (inductance couplée en MC, bobine à compensation de courant) : Protection série composée d'un circuit magnétique sur lequel tous les fils d'une liaison sont bobinés dans le même sens. Sous un faible volume, elle apporte une forte impédance en MC sans altérer les signaux transmis en MD.

Self de terre : Petite inductance amortie (ferrite) en série avec le conducteur de protection pour y limiter le courant de vrai mode commun HF.

Source de perturbation : Elément générateur et émetteur de perturbations électromagnétiques. Une source peut être intentionnelle ou non.

Spectre fréquentiel : Répartition de l'amplitude d'un signal ou d'une perturbation électromagnétique en fonction de la fréquence.

Surblindage : Ecran externe isolé des écrans internes. Ne pas confondre un coaxial à double tresses (non isolées) avec un triaxial (coaxial avec surblindage).

Surface effective (ou efficace) : Pour une antenne en réception, c'est la surface qui, multipliée par la densité surfacique du champ, donne la puissance reçue. La surface équivalente radar (SER) d'une cible est celle qui réfléchirait dans toutes les directions la puissance réémise dans la direction du champ incident.

Susceptibilité électromagnétique : Incapacité d'un dispositif, équipement ou système à fonctionner sans dégradation en présence d'un niveau de perturbation électromagnétique. Les civils préfèrent parler d'immunité (garantie).

Symétriseur : Dispositif limitant les perturbations en mode commun sans altérer les signaux en mode différentiel. Un symétriseur peut être un étage d'entrée symétrique ("balancé"), un isolement galvanique ou une self de mode commun.

Tension (électrique) : Mot signifiant différence de potentiel (ou d.d.p). Un potentiel n'a aucun sens absolu. Evitons les phrases comme "la tension du conducteur..." sans préciser quelle est la référence du potentiel.

Tôle de référence de potentiel (ou TRP) : Masse d'un coffret conducteur à laquelle tous les filtres et/ou les écrans de câbles vers l'extérieur du coffret devraient être raccordés en traversée. La TRP doit être homogène, non fendue et bien conductrice. Une et une seule TRP devrait être installée sur chaque coffret.

"Transient plate" : Feuille métallique posée au sol qui fournit à un équipement en environnement isolant une référence de potentiel HF en mode commun.

Triaxial : Câble coaxial protégé par un surblindage isolé.

Varistance : Résistance non linéaire en tension : à haute impédance sous la tension nominale, elle peut écouler un fort courant durant une surtension. On dit aussi "VDR" ou "MOV".

Vert-et-jaune : Double coloration normalisée de repérage d'un conducteur de protection assurant une fonction de sécurité.

Victime : Elément (un composant électronique mais aussi un initiateur, un être vivant, etc) soumis à une perturbation électromagnétique. Une victime peut être perturbée de façon plus ou moins grave. L'effet peut aller d'une légère dérive passagère à la destruction, il peut apparaître immédiatement ou de façon différée.

TABLES DES MATIÈRES

SOMMAIRE DU TOME 3
BLINDAGES, FILTRES ET CABLES BLINDES

SOMMAIRE DU TOME 1
SOURCES, COUPLAGES ET EFFETS

SOMMAIRE DU TOME 2
TERRES, MASSES ET EFFETS REDUCTEURS

SOMMAIRE DU TOME 4
ALIMENTATION, FOUDRE ET REMEDES