

Blindages électromagnétiques

par **Bernard DEMOULIN**
et **Pierre DEGAUQUE**

Professeurs à l'Université de Lille-1
Laboratoire de Radio Propagation et Électronique
UPRESSA CNRS 8023

1. Paramètres caractérisant l'efficacité des blindages électromagnétiques.....	D 1 320 - 2
2. Atténuation des ondes électromagnétiques par des plans conducteurs.....	— 3
2.1 Modèle des écrans de dimensions infinies	— 3
2.2 Mesure de l'atténuation produite par un écran	— 6
3. Câbles blindés.....	— 7
3.1 Impédance et admittance de transfert	— 7
3.2 Comportement des câbles blindés en fonction de leur structure géométrique et physique	— 8
3.3 Mesure de l'impédance de transfert	— 9
3.4 Facteur réducteur.....	— 10
3.5 Rayonnement produit par les câbles blindés.....	— 11
4. Blindage des connecteurs	— 11
4.1 Comportement électromagnétique des connecteurs	— 11
4.2 Mesure de l'impédance de transfert des connecteurs	— 13
4.3 Raccordement des câbles blindés aux connecteurs.....	— 13
5. Enceintes blindées.....	— 13
5.1 Enceintes hermétiques et étanches.....	— 13
5.2 Enceintes comportant des ouvertures	— 14
5.3 Mesure de l'efficacité de blindage d'une enceinte	— 15
6. Pénétration des câbles blindés dans un équipement électronique.....	— 15
7. Protections complémentaires aux blindages.....	— 16
7.1 Câbles filtrants	— 17
7.2 Écrans à effet de surface	— 17
7.3 Limiteurs d'amplitude.....	— 17
8. Conclusion	— 17
Pour en savoir plus.....	Doc. D 1 320

Les blindages électromagnétiques ont pour but de protéger des installations électroniques (ou électriques) contre les effets redoutables de certains couplages électromagnétiques. Un blindage permet d'accroître l'immunité électromagnétique d'un équipement ; cette fonction est aussi réversible puisqu'elle peut réduire l'amplitude de rayonnements indésirables. Face aux phénomènes de perturbations électromagnétiques, le blindage réagit comme une **frontière** physique, isolant les composants sensibles aux perturbations ou confinant les sources rayonnantes dans un volume restreint. Pour diverses raisons, surtout liées à la nature physique des matériaux qui composent le blindage ainsi qu'aux

contraintes technologiques imposées par leur fabrication ou leur installation, cette frontière n'est pas totalement imperméable. Un parasite résiduel peut donc pénétrer dans la zone protégée par le blindage.

Comme le précisent les définitions usuelles rappelées dans le premier paragraphe de l'article, on attribue aux blindages une **efficacité**. Il peut s'agir d'un rapport d'amplitude ou d'un paramètre linéique homogène à une impédance. La protection apportée par les blindages se résume dans la plupart des cas à une association de composants où se conjuguent des câbles blindés, des enceintes blindées et des connecteurs. Les paragraphes qui composent la suite de l'article vont examiner les causes physiques qui rendent les blindages imparfaits ainsi que les méthodes qui permettent de calculer ou mesurer leur efficacité. Pour conclure, sont évoquées les protections complémentaires qui accompagnent bien souvent l'action réductrice des blindages ; en particulier, on signalera les câbles filtrants, les limiteurs d'amplitude et les blindages à effet de surface.

1. Paramètres caractérisant l'efficacité des blindages électromagnétiques

L'efficacité des blindages électromagnétiques est évaluée par des grandeurs mesurables, répondant à deux concepts physiques [9] :

- l'atténuation d'un blindage qu'on exprime en dB ;
- l'impédance de transfert homogène à un paramètre linéique qui s'exprime en Ω/m .

Comme le montrent les exemples qui suivent, le choix de la définition est fonction du type et du domaine d'application des blindages.

■ Considérons une **enceinte** métallique, telle une cage de Faraday, exposée à un champ électromagnétique.

- Des capteurs de champ, localisés à l'endroit où prendra place l'enceinte, mesurent des composantes électriques et magnétiques que l'on note respectivement \vec{E}_0 et \vec{H}_0 .

Dans un repère cartésien $Oxyz$, \vec{E}_0 et \vec{H}_0 prennent pour expressions :

$$\vec{E}_0 = E_{0x}\vec{u}_x + E_{0y}\vec{u}_y + E_{0z}\vec{u}_z$$

$$\vec{H}_0 = H_{0x}\vec{u}_x + H_{0y}\vec{u}_y + H_{0z}\vec{u}_z$$

En fonction de la technologie du capteur, la mesure peut concerner une des composantes rapportées aux vecteurs unitaires \vec{u}_x , \vec{u}_y , \vec{u}_z ou bien procéder à l'évaluation du module soit $|\vec{E}_0|$ ou $|\vec{H}_0|$.

- L'enceinte est maintenant mise en place ; ces mêmes capteurs mesurent, à l'intérieur de l'enceinte, des composantes d'amplitudes réduites \vec{E}_{int} et \vec{H}_{int} .

L'efficacité du blindage est, dans ce cas, déterminée par l'**atténuation A du champ**. Toutefois, comme cela sera précisé au paragraphe 5, une enceinte blindée composée d'un matériau con-

ducteur atténue différemment le champ électrique et le champ magnétique. Il faut donc distinguer deux atténuations :

$$A_E = -20 \lg \frac{|\vec{E}_{int}|}{|\vec{E}_0|} \quad (1)$$

$$A_H = -20 \lg \frac{|\vec{H}_{int}|}{|\vec{H}_0|} \quad (2)$$

A_E et A_H s'expriment en dB ; ces coefficients se rapportent soit au module du champ, soit à l'amplitude d'une composante particulière ; dans ce cas, elles portent un indice x , y ou z .

■ Une autre façon de caractériser l'efficacité des blindages consiste à déterminer l'**atténuation de puissance**. Cette définition peut convenir lorsqu'il s'agit de **câbles** blindés qui relient deux équipements. Soumis à un champ perturbateur, le circuit électrique extérieur au blindage reçoit une puissance P_0 . Une fraction faible de cette puissance pénètre dans le câble et se divise sur les charges d'extrémités. À une extrémité du câble va donc apparaître une puissance résiduelle P_{int} .

L'efficacité du blindage A_P va donc s'exprimer par le rapport :

$$A_P = -10 \lg \left(\frac{P_{int}}{P_0} \right) \quad (3)$$

D'après cette définition, des câbles blindés efficaces présentent des atténuations que l'on peut situer entre 60 et 80 dB.

■ Le rapport A_P est cependant fonction des conditions imposées aux extrémités du câble ; il dépend des impédances rencontrées sur le circuit extérieur au blindage. Ces impédances pouvant évoluer énormément en fonction de la topologie des circuits, on préfère caractériser le blindage des **câbles** par l'**impédance de transfert** Z_t .

L'impédance de transfert définit le rapport entre la tension résiduelle qui apparaît à l'extrémité du câble et le courant provoqué sur le blindage. Ce rapport, réduit à l'unité de dimension, s'exprime en Ω/m .

Suivant la fréquence du perturbateur, l'impédance de transfert d'un câble blindé usuel peut évoluer entre 1 et 100 m Ω/m . S'il s'agit d'un câble à hautes performances de blindage, encore appelé câble à haute immunité, l'impédance de transfert se situe entre 1 $\mu\Omega/m$ et 1 m Ω/m .

■ Une autre définition concerne le **facteur réducteur** déterminé par un rapport de tension A_V qu'on exprime en dB :

$$A_V = -20 \lg \left(\frac{V_{\text{int}}}{V_0} \right) \quad (4)$$

Dans cette relation, V_0 est la tension induite à l'extrémité d'un câble non protégé par le blindage (tension produite par le champ ambiant ou par un couplage par impédance commune) et V_{int} la tension résiduelle parvenant à l'extrémité du câble lorsque le blindage intervient.

Le facteur réducteur est généralement associé à des **câbles blindés** pour réaliser des protections contre des perturbations aux basses fréquences situées au-dessous de quelques kilohertz. L'impédance de transfert est plutôt utilisée de quelques kilohertz ou gigahertz.

2. Atténuation des ondes électromagnétiques par des plans conducteurs

2.1 Modèle des écrans de dimensions infinies

2.1.1 Généralités

L'efficacité de blindage d'une enceinte quelconque dépend, comme nous le verrons dans le paragraphe 5, d'un certain nombre de paramètres faisant intervenir, d'une part, les caractéristiques électriques du blindage et son épaisseur et, d'autre part, la forme et le volume de cette enceinte.

Afin de bien dissocier l'importance relative des effets qui y sont liés, il est intéressant d'étudier tout d'abord l'**influence du matériau** lui-même, en supposant que le blindage est constitué par un plan d'épaisseur égale à e et de dimensions infinies. Le matériau possède une conductivité σ , une permittivité et une perméabilité relatives notées respectivement ϵ_r et μ_r . Ces divers termes sont en général dépendants de la fréquence f . Dans les exemples qui seront donnés, on s'intéressera surtout à des matériaux **non ferromagnétiques**, ce qui revient à supposer :

$$\mu_r = 1$$

Le terme de blindage laisse souvent supposer que le matériau utilisé est fortement conducteur et que, par conséquent, les courants de déplacement sont beaucoup plus importants que les courants de conduction, ce qui revient à écrire :

$$\sigma \gg \omega \epsilon_0 \epsilon_r$$

où ω est la pulsation de l'onde électromagnétique et ϵ_0 la permittivité du vide. C'est cette hypothèse que l'on supposera vérifiée dans toute la suite de cette présentation.

Les atténuations A_E et A_H [relations (1) et (2)] engendrées respectivement sur le champ électrique et sur le champ magnétique peuvent être très différentes suivant la nature de l'onde perturbatrice. Nous serons donc amenés à étudier successivement le cas de l'excitation par une onde plane provoquée par conséquent par un émetteur lointain, puis celui d'une onde générée par une source proche et qui peut être soit une antenne électrique, soit une antenne magnétique (couplage capacitif ou inductif) [10].

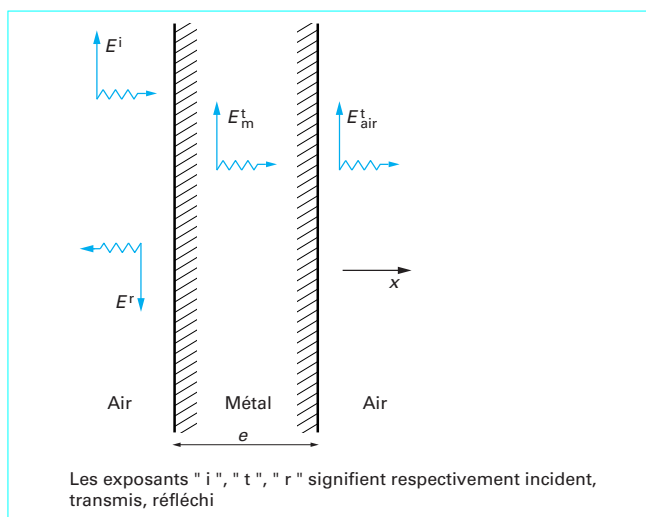


Figure 1 – Cas d'une excitation par une onde plane sous incidence normale

2.1.2 Efficacité de blindage dans le cas d'une onde plane sous incidence normale

Supposons, comme le montre la figure 1, qu'une onde plane, se propageant dans l'air, soit incidente normalement sur une plaque de métal d'épaisseur e .

Ce problème a été traité, il y a de nombreuses années, par Schelkunoff [1] qui a introduit de façon simple l'analogie entre la propagation sur une ligne bifilaire et celle d'une onde plane dans un milieu homogène. En effet, les tension et courant parcourant une ligne de transmission, orientée suivant l'axe Ox , sont reliés par les équations différentielles suivantes, faisant intervenir l'impédance Z et l'admittance Y de la ligne par unité de longueur :

$$\frac{dV}{dx} = -Z I$$

$$\frac{dI}{dx} = -Y V$$

Les équations de Maxwell reliant les champs \vec{E} et \vec{H} d'une onde plane se propageant dans un milieu (σ, ϵ, μ) sont données par :

$$\frac{dE}{dx} = -j\omega\mu H$$

$$\frac{dH}{dx} = (\sigma + j\omega\epsilon) E$$

où E et H désignent respectivement l'amplitude complexe des vecteurs \vec{E} et \vec{H} qui sont eux-mêmes perpendiculaires entre eux ainsi qu'à la direction Ox de propagation.

La similarité des expressions mathématiques montre que ce problème de propagation pourra être interprété facilement à l'aide des concepts introduits dans la théorie des lignes. Ainsi, l'**impédance caractéristique** de la ligne :

$$Z_C = \sqrt{Z/Y}$$

sera transposée en celle d'une onde plane qui sera notée Z_0 quand elle se propage dans l'air et Z_m dans le métal.

L'examen des relations précédentes mène directement, dans l'hypothèse $\sigma \gg \omega\epsilon$, à :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (5)$$

et

$$Z_m = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} = (1+j) \sqrt{\frac{\pi\mu f}{\sigma}} \quad (6)$$

■ Concept de pertes par réflexion

Toute discontinuité de l'impédance caractéristique va provoquer une réflexion d'une partie de l'énergie que transporte l'onde incidente.

Si on envisage, tout d'abord, l'influence de la première **interface air-métal** (figure 1), la théorie des lignes permet de déduire très facilement les **coefficients de réflexion et de transmission** en champ électrique qui sont donnés respectivement par :

$$R_1^E = \frac{E^r}{E^i} = \frac{Z_m - Z_0}{Z_m + Z_0}$$

et

$$T_1^E = \frac{E_m}{E^i} = \frac{2Z_m}{Z_m + Z_0}$$

L'onde transmise se propageant dans le métal subira une atténuation dont on tiendra compte ultérieurement, puis une nouvelle réflexion sur la **transition métal-air**. Les coefficients de réflexion et de transmission sur cette deuxième interface valent :

$$R_2^E = \frac{Z_0 - Z_m}{Z_m + Z_0}$$

et

$$T_2^E = \frac{2Z_0}{Z_m + Z_0}$$

Si l'on ne s'intéresse qu'à l'effet de désadaptation dû aux passages successifs des deux interfaces, le **coefficient de transmission total** est égal au produit des coefficients T_1^E et T_2^E .

$$T = T_1^E T_2^E = \frac{4Z_0 Z_m}{(Z_0 + Z_m)^2}$$

On définit les **pertes par réflexion** comme le rapport entre les modules du champ transmis et celui du champ incident, exprimé en dB, soit :

$$A_R \text{ (dB)} = -20 \lg \left| \frac{4Z_0 Z_m}{(Z_0 + Z_m)^2} \right| = 20 \lg \left| \frac{(Z_0 + Z_m)^2}{4Z_0 Z_m} \right| \quad (7)$$

■ Absorption lors de la transmission dans le métal

Comme nous l'avons signalé, l'onde va subir une atténuation lors du trajet entre les deux interfaces ; cette atténuation vaut :

$$A_A \text{ (dB)} = 20 \lg \left[\exp\left(\frac{e}{\delta}\right) \right] \quad (8)$$

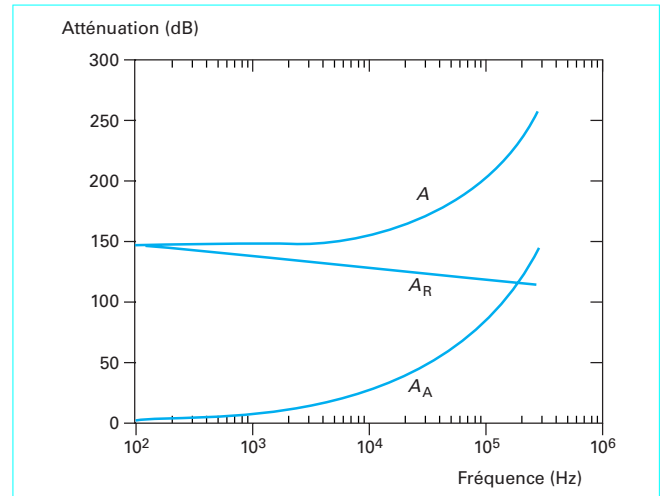


Figure 2 – Variation des divers facteurs d'atténuation en fonction de la fréquence

où δ est la profondeur de pénétration dans le métal :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (9)$$

■ Influence des réflexions multiples. Atténuation totale

Dans tout ce qui précède, un seul trajet suivant l'axe Ox , a été envisagé pour les ondes transmises. Si les atténuations subies par les ondes dans le métal ne sont pas très importantes (typiquement inférieures à 15 dB), des réflexions multiples à l'intérieur de la paroi vont se produire. L'étude exacte [1], [2] montre que, aux termes A_A et A_R [relations (7) et (8)], il faut ajouter un facteur correctif A_{MR} .

Le **facteur de blindage total** devient :

$$A = A_A + A_R + A_{MR} \quad (10)$$

avec :

$$A_{MR} \text{ (dB)} = 20 \lg \left| 1 - \frac{(K-1)^2}{(K+1)^2} \exp(-2\gamma e) \right| \quad (11)$$

K est le rapport d'impédance caractéristique entre les deux milieux :

$$K = \frac{Z_m}{Z_0} \quad (12)$$

et γ la constante de propagation dans le métal :

$$\gamma = \frac{(1+j)}{\delta} \quad (13)$$

Afin de bien mettre en évidence la contribution de chacun de ces termes en fonction de la fréquence, considérons une paroi de cuivre, de conductivité $\sigma = 5,8 \cdot 10^7$ S/m et d'épaisseur $e = 2$ mm. Les courbes de la figure 2 représentent respectivement les variations de l'atténuation totale A ainsi que la contribution de A_A , A_R lorsque la fréquence varie de 100 Hz à 200 kHz.

On remarque le rôle important que joue, en basse fréquence, la désadaptation due aux impédances d'ondes différentes dans les milieux successifs. De plus, pour les très basses fréquences, un développement limité montre que l'atténuation totale A tend vers

une limite indépendante de la fréquence et dont l'expression est donnée par :

$$A = 45,5 + 20 \lg \sigma \epsilon$$

2.1.3 Influence de la nature de la source

L'étude développée au paragraphe 2.1.2 prenait comme hypothèse de base que l'émetteur, source des perturbations, était suffisamment éloigné de la paroi pour que l'onde puisse être considérée comme plane, son impédance étant égale à celle du vide, soit 377Ω . Cependant, en compatibilité électromagnétique, on cherche souvent à se protéger contre des rayonnements issus de sources proches et qui peuvent être :

- soit de nature électrique, donc assimilable à un dipôle électrique ;
- soit de nature inductive, lorsque le courant circule sur un circuit fermé comme une spire.

■ Envisageons d'abord le cas d'une petite **antenne électrique** parcourue par un courant I et de longueur $d\ell$. Cette antenne donne naissance dans l'air à un champ électromagnétique qui possède, en coordonnées polaires, trois composantes E_r , E_θ et H_ϕ si le système de référence choisi est tel que l'axe Oz coïncide avec l'axe de l'antenne.

Dans la direction $\theta = \pi/2$, donc perpendiculaire à cet axe, les deux composantes non nulles sont E_θ et H_ϕ ; elles valent respectivement :

$$|E_\theta| = \frac{kZ_0}{4\pi} Id\ell \left| \frac{1}{r} + \frac{1}{jkr^2} - \frac{1}{k^2 r^3} \right|$$

$$|H_\phi| = \frac{k}{4\pi} Id\ell \left| \frac{1}{r} + \frac{1}{jkr^2} \right|$$

Dans ces formules, r est la distance entre la source et le point d'observation et k est le nombre d'onde dans l'air :

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

λ étant la longueur d'onde.

On remarque que la décroissance des champs en fonction de la distance r n'est pas la même pour E_θ et H_ϕ . Ce n'est qu'à des distances suffisamment grandes, de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde, que la décroissance est proportionnelle à $1/r$. Dans ce cas, on retrouve évidemment que l'impédance d'onde est égale à celle du vide Z_0 [relation (5)].

En **zone proche**, par contre, l'impédance de l'onde Z_E dans cette direction $\theta = \pi/2$ s'écrit :

$$Z_E = \frac{|E_\theta|}{|H_\phi|} = \frac{Z_0}{kr} \quad (14)$$

En zone proche, kr pouvant être beaucoup plus petit que l'unité, l'onde générée présente une impédance beaucoup plus importante que celle du vide. On parle dans ce cas d'**onde à « haute impédance »**. Les pertes ou **atténuations par réflexion** A_R peuvent se déduire des résultats obtenus dans le cas d'une excitation par une onde plane [relation (7)] en remplaçant Z_0 par Z_E . Une expression approchée de A_{RE} est donc donnée par :

$$A_{RE} \approx 20 \lg \left| \frac{Z_E}{4Z_m} \right| = \frac{1}{4\sqrt{2}} \frac{\sigma \delta}{\omega \epsilon_0 r} \quad (15)$$

où r est la distance entre l'antenne et le blindage.

Plusieurs **remarques** peuvent être faites au vu de l'expression (15).

Tout d'abord, Z_E étant supérieure à l'impédance d'onde du vide, l'**efficacité** de blindage sera très **importante**. Il sera donc aisé, tout au moins dans cette hypothèse de blindage par un plan infini, de se protéger du champ rayonné à proximité d'une antenne électrique.

On remarque, ensuite, que, en zone proche, l'efficacité de blindage due à A_{RE} varie en $1/r$. On conçoit donc que si une mesure est effectuée en plaçant, de chaque côté de la paroi à tester, une antenne d'émission et une antenne de réception, le résultat dépendra de la **position relative des antennes** par rapport à cette paroi.

Par conséquent, même dans ce cas simple où une seule direction émetteur-récepteur a été envisagée (perpendiculaire à l'axe des antennes et à la paroi), l'efficacité de blindage perd sa notion de critère absolu.

■ Supposons maintenant que la perturbation soit générée par une spire parcourue par un courant I , souvent appelée **dipôle magnétique**.

Si l'axe du système de coordonnées polaires coïncide avec celui du dipôle, les deux composantes E_θ et H_ϕ rayonnées dans la direction $\theta = \pi/2$ sont telles que leur rapport vaut, en zone proche :

$$Z_H = Z_0 kr \quad (16)$$

L'**atténuation par réflexion** s'obtient, comme pour l'antenne électrique, à partir de la formulation en onde plane et son expression approchée est :

$$A_{RH} \approx \frac{Z_H}{4Z_m} = \frac{\omega \mu_0 r \sigma \delta}{4\sqrt{2}} \quad (17)$$

Les conclusions quant à l'efficacité de blindage de la paroi sont opposées à celles obtenues lors de l'étude du dipôle électrique. Dans ce cas A_{RH} tend vers zéro avec la fréquence. Il sera donc très **difficile** de faire un bon blindage **en basse fréquence** près d'une antenne magnétique.

On remarque, de plus, que A_{RH} est une fonction constamment croissante de la distance entre l'antenne magnétique et le plan métallique, la valeur asymptotique (hors de la limite d'application de cette formule approchée) étant évidemment celle associée à une onde plane.

2.1.4 Cas d'un treillis métallique

Si l'on considère un réseau infini de fils parallèles entre eux, une onde plane incidente sur cette structure et ayant un champ électrique E^i parallèle au fil va induire un courant dont le rayonnement va s'opposer, derrière ce réseau, au champ E^i incident. Dans l'hypothèse où le champ E^i est perpendiculaire aux fils, il y aurait évidemment transmission totale.

À une autre échelle, on peut aussi considérer le cas d'un treillis métallique très serré pour atténuer la propagation d'ondes à hautes fréquences.

En effet, le coefficient de transmission dépend fortement :

- d'une part, du rayon de chaque fil et de la distance interfil D ;
- d'autre part, du rapport entre cette distance D et la longueur d'onde.

Aux basses fréquences, une grille de dimension infinie peut être assimilée à un conducteur parfait, tandis que, en haute fréquence, la transparence de la grille augmente fortement pour tendre, en valeur

moyenne, vers une transmission totale lorsque la longueur d'onde devient de l'ordre de grandeur de la distance entre fils [3], [4]. Le tableau 1 donne quelques valeurs de l'atténuation A qui serait provoquée par un réseau uniforme de fils parallèles en cuivre de conductivité $\sigma = 5 \cdot 8 \cdot 10^7$ S/m, de rayon égal à 1 cm, pour une fréquence de 200 MHz, et pour quelques valeurs de la distance D .

Tableau 1 – Atténuation provoquée par un treillis en fonction de la distance interfil

D (cm)	10	20	30	50
A (dB)	26	11	5	2

On remarque une augmentation très rapide de l'atténuation dès que la distance interfil devient inférieure au dixième de la longueur d'onde (15 cm dans cet exemple).

2.2 Mesure de l'atténuation produite par un écran

Si l'on souhaite caractériser l'efficacité de blindage d'un matériau, on se trouve évidemment confronté aux mêmes problèmes que ceux évoqués lors de l'étude théorique avec notamment l'influence du type d'excitation et de polarisation de l'onde. On distingue donc successivement la mesure en onde plane et en champ proche.

2.2.1 Mesure en onde plane

■ Une première possibilité, fréquemment utilisée en haute fréquence, consiste à placer un échantillon de petite taille dans une **cellule coaxiale** et à mesurer le coefficient de transmission à l'aide, par exemple, d'un analyseur de réseau. Dans ce cas, le matériau est illuminé sous incidence normale.

■ Une autre approche utilise une **cellule TEM** (*Transverse Electro Magnétique*) de grande dimension dont l'électrode de retour est percée d'une ouverture (figure 3).

Le champ électromagnétique est mesuré de part et d'autre de l'échantillon pendant l'illumination. Ainsi qu'il est précisé dans les recueils de méthodes préconisées par le ministère de la Défense [GAMT20], la valeur de l'atténuation est donnée par la différence de mesure entre le récepteur de contrôle et le récepteur de mesure situé au voisinage de l'échantillon et à l'intérieur d'une cage de Faraday pour s'affranchir des bruits ambiants. Dans ce cas, l'onde excitatrice est rasante, le vecteur champ électrique étant perpendiculaire au matériau.

2.2.2 Mesure en zone proche de l'antenne d'émission

Le processus général de mesure repose sur le principe de la double pesée [GAM T20] c'est-à-dire référence en espace libre d'un ensemble émission-réception associé à des antennes adaptées à la fréquence de mesure, puis relevé de l'atténuation de l'ensemble précédent après interposition du blindage à caractériser. Pour l'application de ce processus de mesure, on considère que les dimensions de l'antenne, ainsi que les distances entre les antennes et la paroi, sont très petites devant les dimensions de cette paroi.

Des mesures en champ magnétique basse impédance et en champ électrique haute impédance peuvent être effectuées à parti

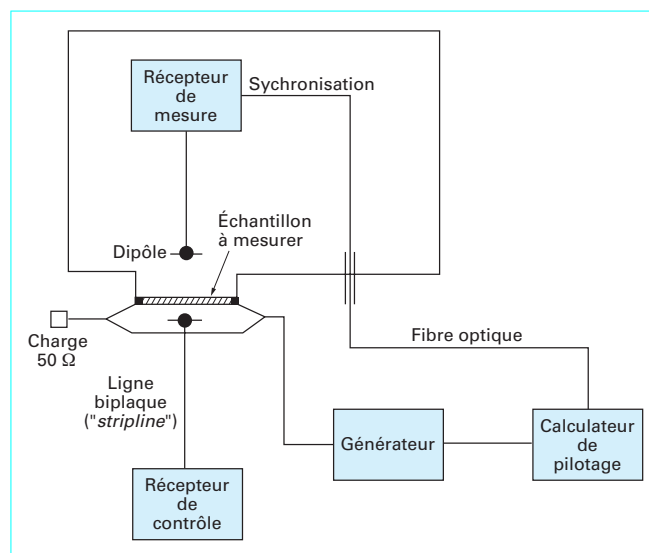


Figure 3 – Mesure de l'atténuation basée sur l'utilisation d'une cellule TEM [GAMT20]

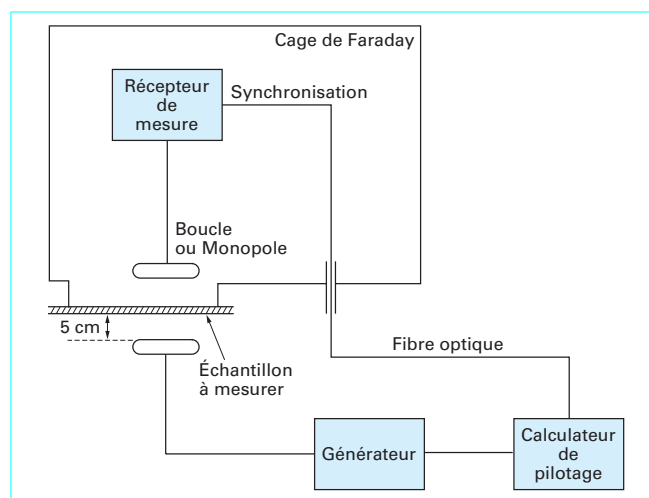


Figure 4 – Principe de mesure d'atténuation pour une excitation en champ électrique haute impédance ou en champ magnétique basse impédance [GAMT20]

de la configuration géométrique suivante (figure 4) : soit une boucle magnétique de diamètre 10 cm, soit un monopole électrique de 15 cm, et distance antenne-échantillon de 5 cm.

L'échantillon à caractériser est fixé sur un précadre aménagé dans la paroi d'une cage de Faraday et des précautions particulières doivent être prises pour assurer l'étanchéité radioélectrique entre l'échantillon et la cage. Les mesures successives sont donc effectuées en l'absence, puis en présence, de l'échantillon.

Lorsque des boucles magnétiques sont utilisées, elles peuvent, par exemple, être placées de telle façon que leur plan soit parallèle ou perpendiculaire à la paroi. Les courants induits dans le matériau auront évidemment une répartition géométrique tout à fait différente et l'examen de la distribution des courants montre que la perturbation, que pourraient introduire les joints entre le matériau et la

cage, est minimale si le plan des boucles est parallèle à celui de l'échantillon.

3. Câbles blindés

3.1 Impédance et admittance de transfert

L'impédance et l'admittance de transfert trouvent leur origine dans des coefficients de couplage électromagnétique qui proviennent de la théorie des lignes couplées.

Dans une installation ou sur un équipement électronique, les câbles blindés sont généralement localisés à proximité d'un plan ou de conducteurs de masse ; un champ électromagnétique perturbateur peut donc engendrer, sur le blindage, un courant et une tension prenant naissance sur la ligne de propagation composée du blindage parallèle à la référence de masse.

Si le blindage constitue la référence locale de potentiel des équipements connectés aux extrémités du câble, son imperfection engendre, aux extrémités, des tensions et courants d'amplitude beaucoup plus faibles que ceux rencontrés sur la ligne de propagation extérieure au câble blindé.

L'impédance de transfert Z_t et l'admittance de transfert Y_t vont donc figurer dans les équations différentielles qui lient les deux lignes de propagation.

Une **simplification** intervient si l'on suppose que les *longueurs d'ondes* associées aux courants et tensions sont bien *supérieures à la dimension longitudinale du câble*. Sous ces conditions, l'impédance et l'admittance de transfert correspondent aux définitions données dans les paragraphes 3.1.1 et 3.1.2.

3.1.1 Impédance de transfert

Un câble coaxial est installé parallèlement à un plan conducteur (figure 5).

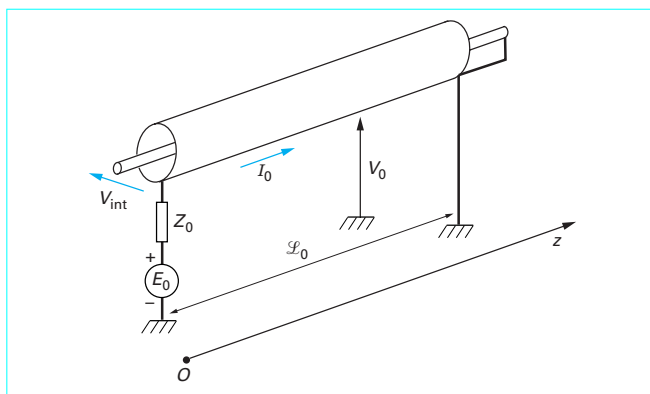


Figure 5 – Schéma pour obtenir la définition de l'impédance de transfert d'un câble blindé

À une extrémité du câble prend place une source de f.é.m. E_0 et d'impédance interne Z_0 ; la source est connectée entre le blindage et le plan de masses. À l'autre extrémité opposée, le blindage est connecté au plan par un court-circuit.

■ Le fait que la longueur d'onde soit supérieure à la dimension L_0 du câble a deux conséquences :

- le courant I_0 , produit dans le blindage, est indépendant de la coordonnée longitudinale Oz ;
- la tension V_0 , générée entre le blindage et le plan, est de bien plus faible amplitude que la f.é.m. E_0 de la source ; V_0 est donc sans effet.

En outre, si on suppose une extrémité du coaxial ouverte et l'autre extrémité court-circuitée, comme l'indique la figure 5, la tension qui apparaît sur l'extrémité ouverte V_{int} est due à l'imperfection du blindage parcouru par le courant I_0 .

■ L'impédance de transfert Z_t est définie par le rapport :

$$Z_t = \frac{1}{L_0} \frac{V_{int}}{I_0} \quad (18)$$

Il s'agit d'une grandeur linéique qu'on exprime en ohm par mètre (Ω/m).

● Si l'on considère une source à **basse fréquence** (inférieure au kilohertz) et un matériau non ferromagnétique, l'impédance de transfert se résume à la résistance linéique R_0 du blindage.

● À **fréquence plus élevée**, Z_t diffère de R_0 à cause des phénomènes de propagation et de couplage électromagnétique qui se manifestent au travers du blindage.

3.1.2 Admittance de transfert

L'extrémité du blindage opposée à la source est ouverte comme le montre la figure 6 :

■ La condition sur la longueur d'onde a cette fois également deux conséquences :

- le courant I_0 dans le blindage est de très faible amplitude ;
- la tension V_0 se confond avec la f.é.m. E_0 de la source et elle devient indépendante de la coordonnée longitudinale Oz .

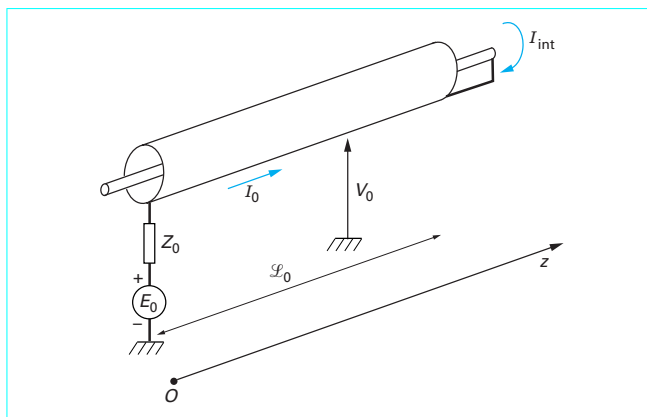


Figure 6 – Schéma pour obtenir la définition de l'admittance de transfert d'un câble blindé

V_0 ne peut donc produire à l'intérieur du blindage que des parasites qui proviennent d'un couplage capacitif matérialisé par des ouvertures sur la surface du blindage.

Un courant I_{int} peut circuler sur le court-circuit à l'extrémité du coaxial.

■ Dans ces conditions, l'**admittance de transfert** est donnée par le rapport :

$$Y_t = \frac{1}{Z_0} \frac{I_{\text{int}}}{V_0} \quad (19)$$

Il s'agit comme pour l'impédance de transfert d'une grandeur linéique qu'on exprime en siemens par mètre (S/m).

On a l'habitude d'associer à Y_t une capacité de transfert C_t telle que :

$$Y_t = jC_t \omega \quad (20)$$

Pour les câbles usuels, C_t est généralement inférieure à 1 pF/m.

■ Si on excepte la situation reproduite sur la figure 6 où l'admittance de transfert est seule à contribuer aux parasites induits dans le câble, l'admittance de transfert conjugue ses effets avec ceux de l'impédance de transfert.

Le couplage par admittance de transfert n'est pas uniquement provoqué par la tension V_0 véhiculée entre le blindage et le plan de référence. En effet, lorsqu'un câble blindé est perturbé par un champ électromagnétique, un couplage direct provoqué par la composante de champ électrique normale au plan de référence conducteur adossé au blindage donne lieu à un courant parasite induit par des charges internes au câble.

L'admittance de transfert permet de calculer ce courant.

La plupart des câbles blindés possèdent un bon recouvrement optique, ce qui veut dire que la taille des ouvertures distribuées sur la surface du blindage est suffisamment petite pour négliger la contribution de l'admittance de transfert.

Pour cette raison, les paragraphes qui suivent ne concernent que les effets liés à l'**impédance de transfert**.

3.2 Comportement des câbles blindés en fonction de leur structure géométrique et physique

3.2.1 Caractéristiques générales

L'impédance de transfert d'un câble est liée aux caractéristiques géométriques et physiques de son blindage. La valeur de l'impédance de transfert et, surtout, son comportement en fonction de la fréquence sont très influencés par la technologie des blindages et la nature des matériaux conducteurs qui les composent.

■ En pratique, on rencontre trois **technologies** :

- les blindages tubulaires homogènes ;
- les blindages tressés ;
- les blindages à structure hélicoïdale.

Lorsque les blindages sont utilisés individuellement pour protéger un câble, il s'agit de blindages simples. Ils peuvent aussi entrer dans des compositions hybrides où deux, trois couches de blindages de technologies différentes sont juxtaposées ; il s'agit dans ce cas de câbles à blindages multiples.

■ L'impédance de transfert s'exprime sous la forme d'une variable complexe ; les **caractéristiques d'impédance de transfert**

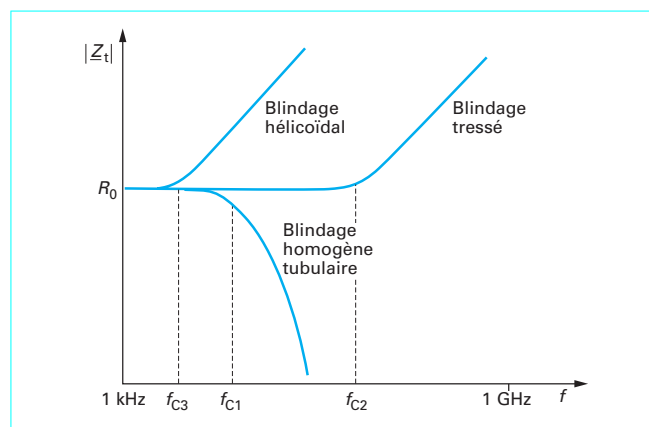


Figure 7 – Caractéristiques typiques de l'impédance de transfert de câbles blindés

représentent, en fonction de la fréquence, l'évolution du module et de la phase de cette variable.

Dans la plupart des applications, on retient la caractéristique relative au module ; c'est le cas des courbes de la figure 7 relatives à plusieurs exemples montrant le comportement typique de l'impédance de transfert des trois variantes technologiques.

Il faut préciser que les trois blindages ont la même résistance linéique égale 6 mΩ/m (valeur typique).

● La courbe qui correspond au blindage conducteur **tubulaire homogène** montre que, au-dessus d'une fréquence caractéristique f_{C1} , l'impédance de transfert diminue, ce qui lui confère un comportement de filtre passe-bas vis-à-vis du courant perturbateur.

● Les courbes, représentant les impédances de transfert typiques trouvées sur des câbles à blindages **tressés et hélicoïdaux**, manifestent, par contre, une remontée au-dessus de fréquences caractéristiques f_{C2} et f_{C3} . Ces blindages se dégradent au fur et à mesure que la fréquence du courant perturbateur augmente.

■ La **fréquence caractéristique** du blindage **homogène** f_{C1} est fonction de l'épaisseur du tube, de sa conductivité électrique et de sa perméabilité magnétique.

Pour des écrans usuels, en cuivre, d'épaisseur inférieure à 0,5 mm, f_{C1} se situe entre 50 et 100 kHz.

Pour les **tresses**, f_{C2} dépend du recouvrement optique de la tresse et de l'angle d'inclinaison des fuseaux.

Pour les blindages tressés usuels à bon recouvrement, f_{C2} évolue entre 500 kHz et 5 MHz. Cette remontée est due aux petites ouvertures distribuées sur la surface de la tresse ; il s'agit de fuites magnétiques.

La fréquence caractéristique f_{C3} des blindages **hélicoïdaux** dépend de la géométrie de l'hélice et du diamètre du conducteur intérieur du coaxial.

Les valeurs typiques de f_{C3} vont de quelques kilohertz à 100 kHz.

Il est d'usage d'associer à l'impédance de transfert une loi mathématique liant sa variation avec la fréquence. Les paragraphes 3.2.1 et 3.2.3 proposent quelques formules utilisables pour l'estimation de l'amplitude de parasites résiduels produits aux extrémités des câbles blindés.

3.2.2 Blindage tubulaire homogène

Dans un blindage tubulaire homogène, la pénétration du champ électromagnétique obéit à un processus de diffusion dans lequel la composante de champ électrique tangentielle à la face extérieure du blindage pénètre en s'atténuant d'autant plus que la fréquence du courant est élevée. Ce phénomène explique la diminution de l'impédance de transfert avec la fréquence. La composante de champ magnétique due au courant s'annule à l'intérieur du blindage ; cette propriété résulte de la distribution uniforme du courant sur la périphérie de l'écran tubulaire.

Schelkunoff [1] a proposé une expression mathématique rigoureuse de l'impédance de transfert des blindages tubulaires. Cette expression est présentée sous sa forme simplifiée, valable pour pratiquement toutes les applications :

$$Z_t = R_0 \frac{(1+j)\frac{e}{\delta}}{\text{sh}\left[(1+j)\frac{e}{\delta}\right]}$$

avec R_0 résistance linéique du blindage,
 δ profondeur de pénétration, donnée par la relation (9),
 e épaisseur du blindage.

La fréquence caractéristique f_{C1} est atteinte lorsque la profondeur de pénétration s'identifie à l'épaisseur du blindage.

Outre son application pour réaliser des câbles à haute immunité électromagnétique, le blindage homogène tubulaire est souvent utilisé pour le **calibrage des bancs de mesures d'impédance de transfert**. En effet, aux fréquences supérieures à 100 kHz, l'impédance de transfert peut atteindre de très faibles valeurs, voisines de $1 \mu\Omega/\text{m}$. De plus, la caractéristique mesurée peut être comparée à la caractéristique simulée, ce qui permet de détecter des erreurs de mesures dues aux fuites électromagnétiques des connecteurs d'extrémités.

3.2.3 Tresses et rubans hélicoïdaux

L'impédance de transfert des câbles à blindages tressés et à rubans hélicoïdaux peut être représentée par la relation très simple :

$$Z_t = R_0 + jL_t\omega$$

dans laquelle R_0 caractérise la résistance linéique du blindage et L_t son inductance de transfert. L_t matérialise la remontée observée sur les courbes de la figure 6 correspondant à ces technologies. Généralement l'inductance de transfert s'exprime en nH/m (10^{-9} H/m) et est fonction de la nature du blindage et, surtout, de son recouvrement optique.

S'il s'agit de **tresses**, dont le recouvrement est supérieur à 80 %, L_t peut varier de 0,2 à 2 nH/m.

La loi proposée pour représenter l'impédance de transfert des tresses est très simplifiée ; la réalité est plus complexe, notamment lorsque l'inclinaison des fuseaux est inférieure à 45° , à cette loi se superpose une variation proportionnelle à la racine carrée de la fréquence. Les faibles angles de tressage donnent, en plus, une inductance de transfert de valeur négative. Des approches plus approfondies de ces phénomènes figurent dans les ouvrages cités en référence [8]. Toutefois, pour la plupart des applications, la représentation simplifiée est largement suffisante.

■ L'inductance de transfert des câbles à **blindages hélicoïdaux** varie dans des proportions beaucoup plus importantes, L_t dépend de l'angle d'inclinaison de l'hélice mais surtout du rapport liant le diamètre du blindage et le diamètre du conducteur intérieur du coaxial. Par exemple, lorsque ce rapport correspond aux configurations rencontrées sur les coaxiaux d'impédance caractéristique voisine de 50

ou 75 Ω , L_t peut atteindre 100 nH/m. Par contre, lorsqu'il s'approche de l'unité, L_t est assimilable à l'inductance de transfert des tresses. Ce comportement physique provient du flux magnétique généré entre le blindage et le conducteur intérieur. Cette raison impose souvent d'associer les rubans hélicoïdaux à des tresses dans des structures à couches multiples.

3.3 Mesure de l'impédance de transfert

En pratique, l'impédance de transfert provient de mesures effectuées sur des échantillons de câble dont la dimension dépend du banc de mesure utilisé et de la gamme de fréquences couverte par le test.

■ La figure 8 représente la **coupe** longitudinale d'un **banc de mesure** d'impédance de transfert. Sur cette figure :

① représente le câble coaxial objet de la mesure de l'impédance de transfert ;

② est le dispositif destiné à générer un courant I_{02} sur le blindage du câble ; il peut s'agir soit d'un conducteur tubulaire concentrique au blindage, soit d'un fil posé sur la gaine extérieure isolante du blindage, soit d'un plan parallèle au blindage ;

G est la source de signaux harmoniques (ou impulsionnels) à fréquence variable correspondant au domaine de mesure de l'impédance de transfert, généralement de 10 kHz à 100 MHz ou de 10 kHz à 2 GHz pour certaines techniques de mesures spécifiques ;

R est le récepteur destiné à la mesure de la tension parasite résiduelle qui apparaît aux extrémités du câble ; c'est un récepteur sélectif (analyseur de spectre, analyseur de réseau, vecteur-mètre, mesureur de champ) ; il peut aussi s'agir d'un oscilloscope lorsque les mesures sont pratiquées avec des courants impulsionnels ;

TC est le transformateur de courant dont le but est de mesurer le courant produit sur le blindage du câble ; les valeurs typiques des courants vont de 100 mA à 1 A.

On trouve également :

Z_{F2} impédance de charge du dispositif générateur, qui peut correspondre à l'impédance caractéristique de cette ligne ou est nulle s'il s'agit d'un court-circuit ;

Z_{01} impédance de charge du coaxial ; il s'agit, en principe, de l'impédance caractéristique du coaxial sous test, soit 50 ou 75 Ω ;

Z_e impédance d'entrée du récepteur, généralement 50 ou 75 Ω ;

\mathcal{L}_0 dimension du câble ; souvent voisine de 1 m pour des mesures dont la fréquence maximale ne dépasse pas 100 MHz, elle peut être réduite à 10 cm pour atteindre 1 GHz ;

V_{01} tension de paradiaphonie apparaissant à l'extrémité du câble située près de la source G ;

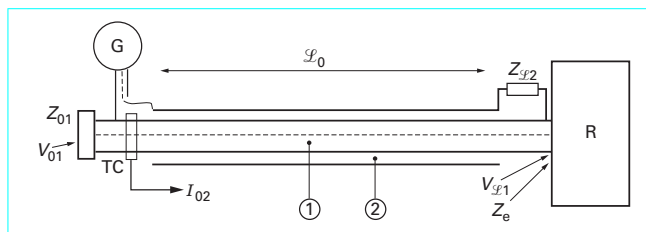


Figure 8 – Schéma de principe de la mesure de l'impédance de transfert d'un câble blindé

$V_{\mathcal{L}1}$ tension de télédiaphonie apparaissant à l'extrémité du câble opposée à la source G.

Nota : les termes **paradiaphonie** et **télédiaphonie** proviennent du langage de la téléphonie ; en anglais respectivement : *near end cross talk voltage* et *far end cross talk voltage*, ce qui signifie tension induite à l'extrémité du câble la plus proche de la source G et tension induite à l'extrémité du câble opposée à la source G.

■ Le rapport liant la longueur d'onde λ à la dimension \mathcal{L}_0 du câble joue un rôle important. Il faut que λ soit bien supérieure à \mathcal{L}_0 , pour que les erreurs systématiques dues aux phénomènes de propagation soient réduites.

L'extrémité où l'on connecte le récepteur influence également l'ampleur de ces erreurs.

- Afin de mieux cerner les **limites** d'un banc de mesures, considérons par exemple un échantillon de câble de dimension $\mathcal{L}_0 = 1$ m.

- Sur la configuration représentée figure 8, le récepteur mesure la tension de télédiaphonie notée $V_{\mathcal{L}1}$. La théorie des lignes couplées permet d'exprimer la tension $V_{\mathcal{L}1}$ en fonction des vitesses de propagation des ondes sur chacune des lignes 1 et 2. Des relations obtenues, il est assez facile de déterminer la fréquence maximale pour laquelle les erreurs dues aux phénomènes de propagation deviennent intolérables. (Les formules analytiques figurent dans les ouvrages cités en bibliographie).

Si on suppose les vitesses de propagation sur ces lignes respectivement égales à $2 \cdot 10^8$ et $3 \cdot 10^8$ m/s, la fréquence au-dessus de laquelle l'incertitude systématique de l'impédance de transfert mesurée dépasse 20 % se situe vers 100 MHz.

Si on permute, aux extrémités du câble, l'impédance Z_{01} et le récepteur, on mesure la tension de paradiaphonie notée V_{01} . La fréquence limite où se situe la zone d'incertitude de 20 % chute à 30 MHz.

Ainsi pour mesurer l'impédance de transfert jusqu'aux fréquences proches de 1 GHz, avec un risque d'incertitude inférieur à 20 %, il faut réduire la dimension des échantillons à $\mathcal{L}_0 = 10$ cm et prélever la tension de télédiaphonie.

- Ces estimations supposent que le câble est connecté sur sa propre impédance caractéristique Z_{C1} et qu'il en va de même pour la ligne de propagation extérieure, soit, si on se réfère à la figure 8 :

$$Z_{01} = Z_{C1}$$

$$Z_e = Z_{C1}$$

$$Z_{\mathcal{L}2} = Z_{C2}$$

Sous ces conditions, l'**impédance de transfert** se déduit des relations [cf. relation (18)] :

$$Z_t = \frac{2}{\mathcal{L}_0} \frac{|V_{01} \text{ ou } V_{\mathcal{L}1}|}{I_{02}}$$

I_{02} représentant le courant injecté sur le blindage du câble par la ligne extérieure 2.

■ Une mesure correcte de l'impédance de transfert exige certaines **précautions**.

Il faut protéger le récepteur de mesure ou atténuer le champ rayonné par le banc ; le couplage avec ce champ environnant affecte l'impédance de transfert minimale mesurable :

- lorsque le récepteur n'est **pas protégé**, l'impédance de transfert minimale mesurable peut être comprise entre 0,1 m Ω /m et 10 $\mu\Omega$ /m ;
- pour un banc de mesure conçu de manière à réduire son rayonnement (**banc en court-circuit** $Z_{12} = 0$), cette limite peut descendre entre 10 et 1 $\mu\Omega$ /m ;
- lorsque le récepteur est **protégé** par une cage de Faraday, on peut approcher 0,1 $\mu\Omega$ /m.

Cependant des impédances de transfert d'aussi faible valeur ne sont accessibles qu'à condition de préparer avec attention les

éprouvettes pour essai. En particulier, il faut raccorder les extrémités du câble à des connecteurs à haute immunité électromagnétique.

Certaines techniques de mesure sont recommandées par les normes internationales, notamment le texte CEI 96-1.

3.4 Facteur réducteur

Pour qualifier l'efficacité des blindages soumis à des courants perturbateurs à très basse fréquence, comme ceux dérivés de l'alimentation sous 50 Hz, on utilise le facteur réducteur. C'est notamment le cas lorsqu'il faut protéger des câbles posés à même le sol contre les inductions provoquées par le courant engendré par la traction des chemins de fer électrifiés. Dans le but de réduire l'amplitude des parasites qui parviennent aux extrémités du câble blindé, on intervient simultanément sur l'impédance de transfert et sur l'impédance de surface extérieure au blindage. Le facteur réducteur englobe les contributions respectives des ces deux paramètres physiques.

Le facteur réducteur A_V s'exprime en dB par [cf. relation (4)] :

$$A_V = -20 \lg \left| \frac{V_{GS}}{V_{G0}} \right| \quad (21)$$

Appliquée à un coaxial parallèle à un plan de référence de masse, cette relation comporte :

- la tension induite V_{G0} , entre le conducteur intérieur et la référence de masse lorsque le blindage est en l'air ;
- la tension résiduelle V_{GS} , obtenue lorsque le blindage est connecté à la référence de masse à chacune de ses extrémités.

La figure 9 illustre l'exemple d'un perturbateur généré par le couplage magnétique provoqué par le courant intense I_P circulant sur une ligne de puissance parallèle à la ligne qu'il faut protéger.

Le blindage est tout d'abord en l'air (K ouvert). Si on suppose les impédances Z_0 et $Z_{\mathcal{L}}$ identiques, V_{G0} s'exprime par :

$$V_{G0} = \frac{\mathcal{E}_P}{2}$$

\mathcal{E}_P étant la force électromotrice induite par le courant I_P .

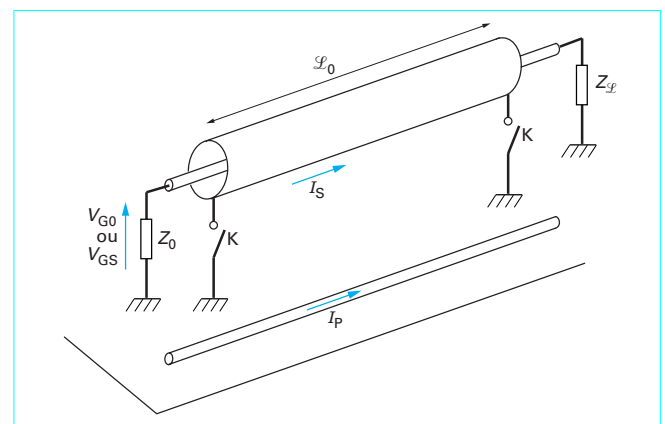


Figure 9 – Schéma de principe de la mesure du facteur réducteur d'un câble blindé

Lorsque le blindage est connecté au plan de référence de masse aux deux extrémités (K fermé), si l'on suppose un plan de masse de conductivité électrique infinie, V_{GS} s'écrit :

$$V_{GS} = -\frac{1}{2} Z_t I_S \mathcal{L}_0$$

Dans cette relation, I_S est le courant perturbateur induit dans le blindage (S pour *shield* en anglais) par la source de f.é.m. ε_P ; on l'exprime par :

$$I_S = \frac{\varepsilon_P}{(Z_S + jL_B \omega) \mathcal{L}_0}$$

L_B représente l'inductance linéique du blindage référencée au plan de masse et Z_S l'impédance linéique de surface du blindage (On suppose que l'impédance des courts-circuits est très faible).

Dans ces conditions, le facteur réducteur est donné par le rapport [relation (21)] :

$$A_V = -20 \lg \left| \frac{Z_t}{Z_S + jL_B \omega} \right|$$

A_V fait donc intervenir l'impédance de transfert Z_t , l'impédance de surface Z_S et les conditions d'environnement du blindage matérialisées par L_B .

Exemple : si on utilise un blindage à deux couches comprenant, dans sa partie intérieure, une tresse et, dans sa partie extérieure, un ruban hélicoïdal en acier, la tresse a pour effet de réduire Z_t alors que le ruban en acier accroît Z_S , à cause de sa perméabilité magnétique élevée.

L'influence conjuguée de Z_t et Z_S permet d'améliorer le facteur réducteur, l'influence de Z_S n'est exploitable qu'à condition qu'elle soit supérieure au terme réactif $L_B \omega$.

3.5 Rayonnement produit par les câbles blindés

L'imperfection des blindages contribue au rayonnement des signaux transportés par un câble. L'impédance de transfert combinée aux lois du rayonnement permet de comprendre le phénomène illustré par les figures 10 a et 10 b.

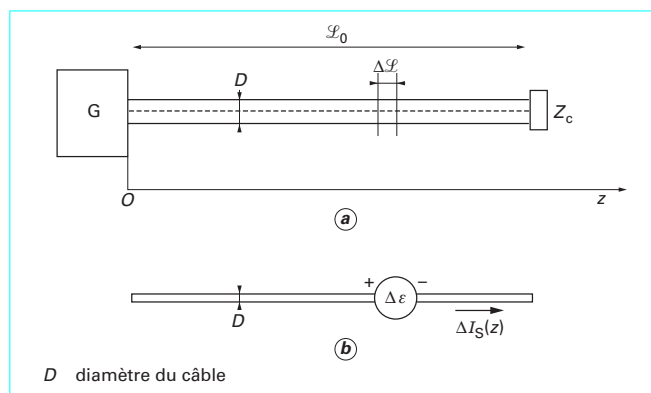


Figure 10 - Illustration du processus de rayonnement d'un câble blindé

■ Considérons une section infinitésimale $\Delta \mathcal{L}$ d'un câble coaxial connecté à une source. Le courant I_c injecté dans le câble est associé à une onde intérieure orientée suivant l'axe longitudinal. Localement, $I_c(z)$ engendre, par l'impédance de transfert, une source de force électromotrice élémentaire $\Delta \varepsilon$ extérieure au blindage :

$$\Delta \varepsilon = Z_t I_c(z) \Delta \mathcal{L}$$

La face extérieure réagit comme une antenne alimentée par $\Delta \varepsilon$ générant la distribution de courant $\Delta I_S(z)$ représentée sur la figure 10 b.

L'intégration sur la totalité du câble de ce phénomène donne la distribution de courant $I_S(z)$:

$$I_S(z) = \oint_{\mathcal{L}_0} dI_S$$

$I_S(z)$ engendre un rayonnement électromagnétique perceptible à une distance de quelques mètres du câble.

Lorsque la longueur d'onde est bien plus grande que la dimension \mathcal{L}_0 du câble, le courant $I_S(z)$ est de faible amplitude, le rayonnement est négligeable.

■ Pour la condition inverse, le rayonnement s'accroît avec les conséquences pratiques suivantes.

- Un câble coaxial doté d'une impédance de transfert suffisante, connecté à une source, est assimilable à une antenne à grand développement longitudinal, à proximité de laquelle on peut maintenir la continuité des liaisons hertziennes lors du franchissement des tunnels ou souterrains.

- Sur le plan de la compatibilité électromagnétique, le rayonnement des câbles qui transmettent des signaux à large spectre de fréquence peut brouiller des communications hertziennes. Ce phénomène est d'ailleurs amplifié lorsque le câble entre en résonance, surtout s'il s'accorde en demi-longueur d'onde.

4. Blindage des connecteurs

4.1 Comportement électromagnétique des connecteurs

Un connecteur possède des propriétés électromagnétiques semblables aux câbles blindés. Dans une installation, le connecteur permet la continuité électrique entre le blindage du câble et la masse de l'équipement auquel il est raccordé.

En fonction de ses caractéristiques géométriques et physiques, un connecteur peut présenter des fuites électromagnétiques qui se manifestent lors de l'écoulement vers la masse des courants induits sur le blindage du câble.

Les schémas de la figure 11 illustrent deux dispositions rencontrées en pratique : E représente un équipement électronique comportant une embase sur laquelle vient se raccorder le connecteur faisant la liaison avec un câble bifilaire blindé C.

■ L'embase assure deux fonctions :

- elle permet la continuité électrique pour la transmission du signal utile au moyen des contacts bipolaires c1 et c2 ;
- elle permet, également, la continuité électrique pour que se fasse l'écoulement du courant induit I_S sur le blindage du câble vers l'équipement relié à la terre.

Cette deuxième fonction est réalisée différemment suivant la technologie du connecteur :

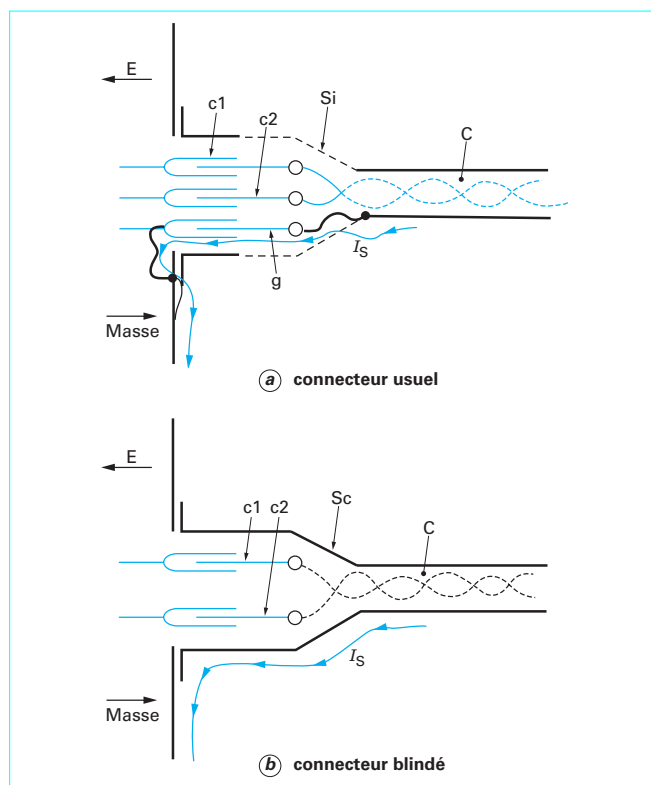


Figure 11 – Exemple de technologies de connecteurs

— pour la technologie de la figure 11 a, le contact monopolaire g raccordé au blindage du câble assure seul cette fonction puisque l'enveloppe Si de protection du connecteur est isolante ;

— avec la technologie de la figure 11 b, la continuité électrique est réalisée par une enveloppe métallique Sc (cuivre, alliage léger...).

La technologie de la figure 11 a a pour effet d'induire dans le connecteur des tensions parasites d'amplitude plus élevée que la technologie de la figure 11 b. Le phénomène d'induction provient du champ magnétique dû au courant I_S qui circule dans le contact monopolaire g. Le champ provoque un flux magnétique entre les deux autres contacts c1 et c2, qui donne naissance à une tension parasite qui se superpose directement au signal utile véhiculé par le bifilaire.

I_S provoque également un flux magnétique de mode commun qui prend naissance entre l'ensemble des contacts c1, c2 et g. Le flux de mode commun provoque une tension de mode commun V_c qui s'apparente à celle rencontrée sur les câbles coaxiaux (ou connecteurs coaxiaux). La tension parasite qui se superpose au signal utile est appelée tension différentielle V_d .

Les tensions V_c et V_d sont reliées au courant I_S par les expressions :

$$V_c = Z_{tc} I_S$$

$$V_d = Z_{td} I_S$$

Elles font intervenir l'impédance de transfert pour le mode commun Z_{tc} et l'impédance de transfert pour le mode différentiel Z_{td} et s'expriment en ohm.

L'efficacité de blindage d'un connecteur est donc caractérisée par Z_{tc} et Z_{td} .

■ S'agissant du connecteur de technologie de la figure 11 a, on peut admettre que, en fonction de la fréquence, Z_{tc} et Z_{td} suivent des lois qui s'apparentent à celles rencontrées sur les tresses (§ 3.2.3) :

$$Z_{tc} = R_{oc} + jL_{tc}\omega$$

$$Z_{td} = jL_{td}\omega$$

R_{oc} représentant la résistance du contact monopolaire g, L_{tc} l'inductance de transfert due au flux de mode commun et L_{td} l'inductance de transfert due au flux différentiel.

L'impédance de transfert différentielle Z_{td} ne comporte qu'une composante réactive liée à l'induction du flux différentiel.

L_{tc} et L_{td} dépendent beaucoup de la géométrie du connecteur, elles sont généralement du même ordre de grandeur ; elles peuvent atteindre et même dépasser 10 nH. Cela veut dire qu'un connecteur appartenant à la technologie de la figure 11 a peut générer des tensions résiduelles dix fois supérieures à celles d'un câble à blindage simple tresse d'une dimension de 1 m.

■ La technologie de la figure 11 b s'apparente davantage au comportement d'un blindage tubulaire homogène. L'impédance de transfert de mode commun devrait suivre la loi donnée par la relation proposée au paragraphe 3.2.2. Cependant, il existe quand même des fuites magnétiques qui prennent naissance sur la surface du contact liant l'enveloppe du connecteur et l'embase fixée à l'équipement.

Z_{tc} et Z_{td} prennent alors pour expressions :

$$Z_{tc} = Z_{to} + jL_{tc}\omega$$

$$Z_{td} = jL_{td}\omega$$

Z_{to} correspondant à l'impédance de transfert d'un tube homogène.

Les inductances de transfert L_{tc} et L_{td} sont souvent du même ordre de grandeur, mais cependant bien inférieures à celles trouvées sur la technologie de la figure 11 a. Les valeurs typiques se situent de 0,1 nH à 0,01 nH, soit un effet équivalent à seulement 10 à 1 cm de câble à blindage simple tresse.

■ Les courbes de la figure 12 montrent les évolutions comparées de $|Z_t|$ pour des connecteurs appartenant à ces deux variantes technologiques.

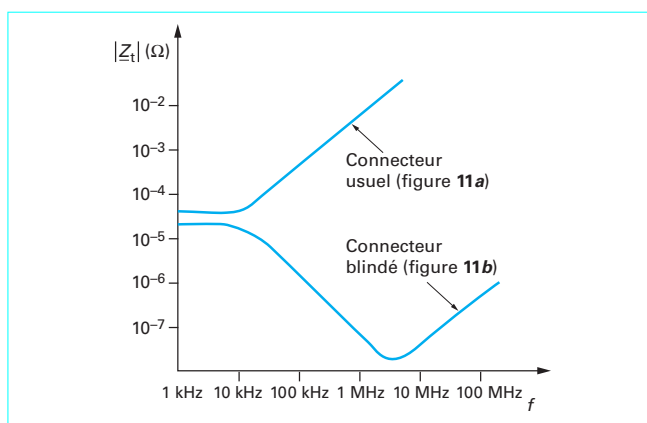


Figure 12 – Caractéristiques typiques de l'impédance de transfert de connecteurs

■ Extension des notions d'impédance de transfert de mode commun et de mode différentiel au cas des câbles bifilaires blindés.

L'impédance de transfert qui concerne le mode commun induit sur un câble bifilaire blindé s'apparente à l'impédance de transfert d'un câble coaxial et par conséquent, en fonction de la technologie du blindage, on y retrouve les caractéristiques présentées sur la figure 7. Vis-à-vis du mode différentiel induit sur le bifilaire, l'impédance de transfert ne concerne que la seule composante réactive qu'on caractérise par une inductance de transfert différentielle exprimée en nanohenrys par mètre.

Le rapport entre l'inductance de transfert de mode commun et de mode différentiel des bifilaires blindés est fonction de la nature du blindage :

- s'il s'agit d'une tresse, ce rapport est voisin de 10 ;
- pour les blindages à structure hélicoïdale, le rapport peut varier de 10 à 10 000.

4.2 Mesure de l'impédance de transfert des connecteurs

Le principe de mesure de l'impédance de transfert des câbles coaxiaux, décrit au paragraphe 3.3, est transposable pour les connecteurs blindés. À l'aide d'une source branchée sur une cellule coaxiale, on injecte un courant sur l'enveloppe blindée dans le but de mesurer la tension résiduelle parasite produite à l'intérieur du connecteur. Compte tenu de la gamme très étendue de composants disponibles, sur le marché, il faut adapter les dimensions de la cellule à chaque type de connecteur. La Commission électrotechnique internationale a publié des méthodes de mesures normalisées applicables aux connecteurs (CEI/TR3 61 917).

4.3 Raccordement des câbles blindés aux connecteurs

La région où doit s'établir la continuité électrique entre le blindage du câble et l'enveloppe métallique qui protège le connecteur s'appelle raccord arrière. On utilise, habituellement, le terme anglo-saxon « *back shell* ».

Le raccord arrière est l'objet de fuites magnétiques dont l'effet est de dégrader l'efficacité de blindage de l'ensemble câble et connecteur.

La technologie réalisant le contact entre le blindage du câble et l'enveloppe influence grandement l'impédance de transfert du raccordement. Aux fréquences supérieures à 1 MHz, c'est principalement la composante réactive caractérisée par son inductance de transfert qui permet de situer l'importance de ces fuites.

■ À titre d'exemple, la figure 13 illustre quatre **solutions** aux performances très inégales.

Solution A : la continuité électrique est faite au moyen d'un fil reliant le blindage à l'enveloppe. L'inductance de transfert du raccordement est, dans ce cas, comparable à celle d'un connecteur de technologie de la figure 11 a ; elle peut varier de quelques nanohenrys à 100 nH.

Solution B : il s'agit, comme dans la solution A, d'une continuité électrique assurée cette fois par un fil de grande dimension dépassant plusieurs centimètres. Cette disposition, connue sous le terme anglais « *pigtail* » (queue de cochon) n'est pas recommandée. En effet l'inductance de transfert se confond avec l'inductance du fil dont la valeur peut être dix à cent fois supérieure à l'inductance de la solution A.

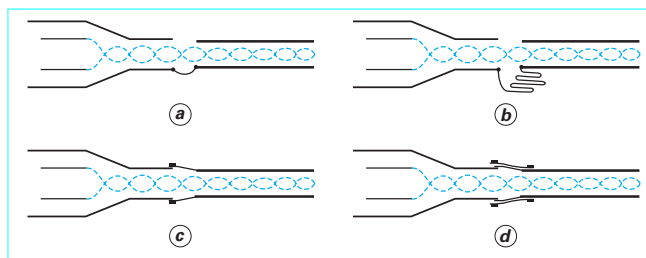


Figure 13 – Exemple de solutions technologiques plus ou moins efficaces réalisant le raccordement arrière d'un connecteur

Solution C : la tresse du câble est épanouie pour faire contact avec la base de l'enveloppe dont le diamètre est généralement supérieur à celui du câble. Il en résulte une déformation de la tresse qui a pour effet d'agrandir les ouvertures et par conséquent d'accroître localement les fuites. L'inductance de transfert du raccordement peut atteindre quelques nanohenrys.

Solution D : la technique de la solution C est perfectionnée ; un manchon conducteur serti sur le raccordement vient masquer la région épanouie de la tresse. On peut ainsi réduire les fuites et descendre l'inductance de transfert au-dessous de 0,1 nH.

■ En outre, l'**efficacité de blindage** d'un cordon blindé comprenant un câble, des connecteurs et des dispositifs de raccordement se résume à la superposition de l'impédance de transfert de chaque élément. Dans ce cas, chaque impédance de transfert doit être regardée comme une variable complexe pour tenir compte des compensations liées aux comportements de la phase des différents composants, notamment s'il s'agit de blindages ayant un angle de tressage inférieur à 45°.

5. Enceintes blindées

5.1 Enceintes hermétiques et étanches

■ Dans le paragraphe 2, nous avons considéré l'efficacité de blindage qu'apporte une paroi conductrice d'épaisseur e et de conductivité σ . Cependant, l'hypothèse fondamentale d'un plan infini n'est jamais justifiée dans la pratique. Il faut donc comprendre l'approche préliminaire qui a été faite comme étant un moyen de caractériser le matériau et non la surface ou le volume de l'enceinte pour lequel il est utilisé.

En effet, le principe même d'un blindage est d'interposer un matériau qui sera parcouru par un courant « induit » par le champ électromagnétique incident. Ce courant va rayonner à son tour et, à l'intérieur de l'enceinte, c'est la somme vectorielle du champ incident et du champ rayonné par la structure qui engendrera un champ total d'amplitude plus faible que celle du champ incident. On conçoit donc que l'efficacité de blindage d'une enceinte soit fortement dépendante de sa forme et de son volume. Le calcul exact du champ transmis ne peut en général se faire qu'à l'aide de codes de calcul numérique relativement lourds de mise en œuvre.

■ Nous nous contenterons donc d'étudier uniquement le **cas d'une coque sphérique** éclairée par une onde plane pour laquelle des solutions analytiques existent sous forme d'un développement en série mais qui se réduit à un seul terme lorsque le point d'observation se situe au centre de la sphère [5].

● Les **efficacités de blindage** sont définies vis-à-vis du champ soit magnétique, soit électrique par les relations [cf. relations (1) et (2)] :

$$A_E = \frac{E^i}{E_c}$$

et

$$A_H = \frac{H^i}{H_c}$$

l'indice c étant affecté au champ calculé au centre de la sphère.

● Les deux courbes de la figure 14 montrent la **variation** de A_E et A_H pour une coque sphérique ayant un rayon $R = 1$ m, une épaisseur $e = 0,25$ mm, la conductivité σ du matériau étant de 10^7 S/m [6].

On remarque que, en très basses fréquences, A_H tend vers zéro tandis que A_E prend des valeurs très importantes. Cela est dû au fait que la cavité ayant des dimensions bien inférieures à la longueur d'onde, des charges peuvent apparaître à sa surface engendrant ainsi une atténuation du champ électrique. Cependant, les courants induits étant de très faible amplitude, leur contribution au champ magnétique total est négligeable et celui-ci restera donc sensiblement égal au champ incident. On se rend compte ainsi de la difficulté à réaliser un blindage contre les champs magnétiques à basse fréquence.

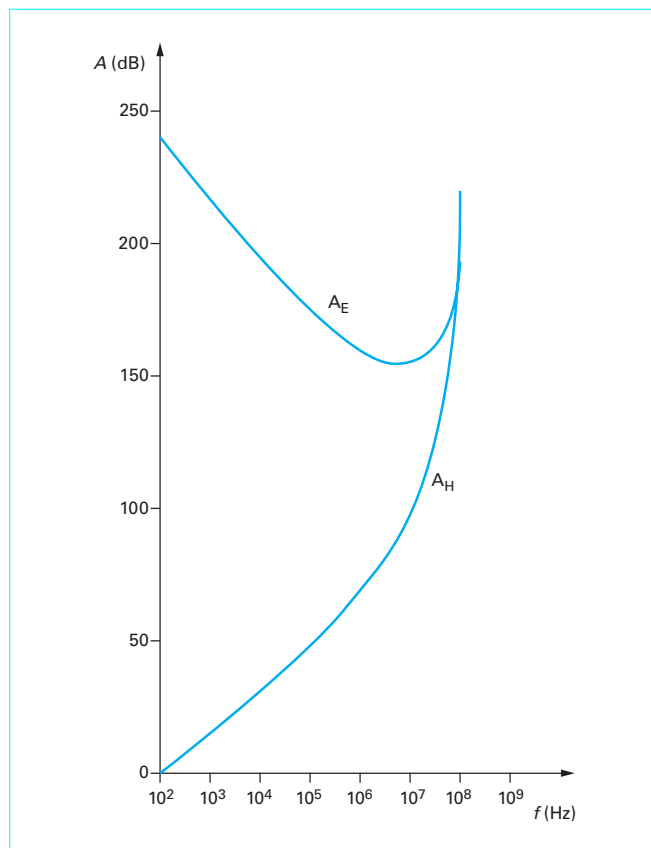


Figure 14 – Atténuation au centre d'une coquille sphérique

● Des **formules analytiques** simples traduisent d'ailleurs ce comportement. Pour cela, introduisons un paramètre caractéristique de la coquille τ et une fréquence f_0 tels que :

$$\tau = \frac{1}{3} R e \mu \sigma$$

et

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\tau}$$

Tant que la fréquence de l'onde perturbatrice f est beaucoup plus petite que f_0 , l'atténuation du champ magnétique est négligeable. Si la fréquence f augmente mais reste inférieure à une valeur f_1 définie par :

$$f_1 = \frac{1}{\pi \mu \sigma e^2}$$

le facteur d'atténuation en champ magnétique devient proportionnel à f :

$$A_H \approx |1 + j2\pi f \tau|$$

Il est important de souligner que la fréquence f_0 dépend du rayon de la sphère. Par conséquent les formules précédentes montrent que, pour une fréquence donnée, l'efficacité de blindage en champ magnétique est d'autant plus importante que le volume de l'enceinte est grand. Pour des fréquences plus élevées, l'épaisseur de peau devient petite devant celle de la paroi et une atténuation exponentielle du champ se produit.

● Pour **conclure** cette présentation brève des enceintes étanches, mentionnons que, si la cavité est cylindrique, l'efficacité de blindage dépendra d'un facteur de forme V/S où V et S sont respectivement le volume et la surface de la cavité.

5.2 Enceintes comportant des ouvertures

Les ouvertures nécessaires au passage de câbles par exemple vont évidemment constituer un chemin privilégié de pénétration pour les perturbations. Il faut cependant bien différencier l'effet du courant induit sur le câble lors de son trajet extérieur, et qui pénètre ensuite dans l'enceinte, de l'excitation directe de cette enceinte par l'onde électromagnétique perturbatrice qui diffracte sur l'ouverture.

■ Dans le cadre de ce paragraphe, nous n'aborderons que cet aspect en considérant le **cas d'une ouverture située dans un plan métallique**. Afin de simplifier la présentation, supposons que le diamètre de cette ouverture de forme circulaire de rayon b soit beaucoup plus petit que la longueur d'onde. On montre, dans ce cas, que le champ transmis est directement proportionnel au champ incident de court-circuit, c'est-à-dire aux champs \vec{E}_{cc} et \vec{H}_{cc} qui existeraient sur la plaque métallique, ouverture obturée. Les champs rayonnés par l'ouverture à une distance supérieure à son rayon sont identiques à ceux produits par un dipôle électrique de moment p_e et d'un dipôle magnétique de moment p_m donnés par :

$$\vec{p}_e = \epsilon_0 \alpha_e \vec{E}_{cc}$$

$$\vec{p}_m = -\alpha_m \vec{H}_{cc}$$

On rappelle que, par définition, $|p_e|$ est égal au produit du courant équivalent I_{eq} parcourant un dipôle de longueur $d\ell$ tandis que p_m correspond au produit de courant I_{eq} par la surface dS de la boucle constituant le dipôle magnétique.

Les termes de proportionnalité α_e et α_m sont appelés respectivement polarisabilité électrique et magnétique de l'ouverture circulaire et valent :

$$\alpha_e = \frac{4b^3}{3};$$

$$\alpha_m = \frac{8b^3}{3}$$

Les applications numériques faites à partir des formules du rayonnement des dipôles montrent que la contribution du dipôle magnétique est prépondérante par rapport à celle du dipôle électrique sauf, bien entendu, dans le cas où l'incidence de l'onde est telle que $\left| \vec{H}_{cc} \right|$ tend vers zéro.

■ Le champ pénétrant dans l'enceinte pourra donc, en général, être considéré comme produit par un dipôle magnétique équivalent à l'ouverture. Il est important de noter que le facteur α_m est proportionnel au cube du rayon de l'ouverture. Si cela s'avère nécessaire, il sera donc préférable de faire une série de petites ouvertures dans une enceinte plutôt qu'une seule de grande surface.

Une **solution complémentaire** consiste à insérer un tuyau métallique cylindrique dans l'ouverture. L'épaisseur de l'ouverture devient égale à la longueur de ce tuyau qui se comporte, vis-à-vis du champ électromagnétique, comme un guide d'ondes excité en-dessous de sa fréquence de coupure. L'atténuation dans l'enceinte blindée sera donc importante et cette technique est connue sous le nom de **nid d'abeilles** dans le cas où plusieurs ouvertures sont juxtaposées.

Signalons également que, dans certaines applications, l'ouverture est obturée par une **trappe** qui peut être réalisée avec un matériau de conductivité finie σ , d'épaisseur e et réunie au plan conducteur par l'intermédiaire d'un **joint** qui se traduit par une impédance de contact. L'ouverture obturée se comporte, dans ce cas, comme un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure dépend directement des paramètres électriques de la trappe et du joint [7].

5.3 Mesure de l'efficacité de blindage d'une enceinte

Une première difficulté auquel l'expérimentateur est confronté est la dimension de l'enceinte faradisée. En effet, des antennes de mesures doivent être placées dans cette enceinte et on conçoit que les dimensions des antennes peuvent être ou non beaucoup plus grandes que la taille de la cavité. Un paramètre fortement lié à la taille des antennes et à l'homogénéité du champ dans la cavité est la gamme de fréquences dans laquelle les essais seront effectués.

■ D'après les recommandations suggérées dans la GAM T 20, on considérera l'**enceinte** comme **de grandes dimensions** si celles-ci sont supérieures à environ trois fois la dimension de la plus grande des antennes de mesure. Dans ce cas, chaque point de mesure est considéré comme indépendant des points voisins et la performance du blindage procuré par l'enceinte est donnée par l'affaiblissement le plus faible relevé sur l'ensemble des points de mesure répartis géographiquement sur toutes les faces de l'enceinte. De plus, les distances entre les parois de l'enceinte à mesurer et les antennes, d'une part, et les types d'antennes électrique ou magnétique, d'autre part, sont des paramètres importants puisqu'ils modifient l'impédance de l'onde éclairant l'enceinte. On retrouve ainsi les différentes excitations qui ont été signalées au paragraphe 2.2 : onde plane, champ magnétique basse impédance et champ électrique haute impédance.

Lors des positionnements successifs des antennes d'émission et de réception, on attache une importance particulière à la pénétration à travers les joints de porte ou les panneaux. Les boucles magné-

tiques seront placées en leur voisinage et suivant diverses orientations, le résultat global de la mesure correspondant au pire des cas, c'est-à-dire à l'atténuation minimale mesurée.

■ Dans le cas d'**enceintes de petites dimensions**, les antennes doivent être de taille réduite et il est ainsi recommandé que, pour une boucle par exemple, son diamètre soit inférieur au tiers de la plus petite dimension du coffret. Diverses positions de l'antenne d'émission et de réception sont à envisager et, pour chacune d'elles, on relève l'atténuation en fonction de la fréquence. C'est l'enveloppe minimale de toutes les courbes qui sera considérée comme traduisant la plus mauvaise performance de blindage de l'enceinte.

■ Enfin, pour une **baie faradisée munie d'une porte**, l'atténuation de blindage est définie par la différence de niveau du signal reçu dans la baie, porte ouverte puis porte fermée.

6. Pénétration des câbles blindés dans un équipement électronique

Le blindage des câbles constitue la voie naturelle d'écoulement de courants parasites dont l'amplitude peut varier de quelques dizaines de milliampères à quelques kiloampères.

La partie extérieure du blindage agit vis-à-vis de son environnement extérieur comme une source de perturbation. En particulier, cette source peut se coupler avec le réseau de masse d'un équipement et produire des parasites qui peuvent atteindre des composants électroniques sensibles. Pour en réduire l'amplitude ou les éliminer, il faut agir sur la topologie des circuits de masse et veiller au bon usage des blindages. Les exemples qui vont suivre se rapportent à plusieurs scénarios dans lesquels la perturbation induite par le courant circulant sur le blindage d'un câble peut évoluer dans des rapports extrêmement conséquents.

■ La figure 15 illustre un circuit imprimé PCB relié à un câble blindé C ; le circuit est installé à l'intérieur d'un container métallique E. Le blindage du câble n'a qu'un point de contact avec la piste de zéro électronique de la carte g, sans autre contact avec le châssis métallique porté à la terre T.

L'autre extrémité de la piste g fait contact avec la masse de l'équipement au moyen de la connexion Ig.

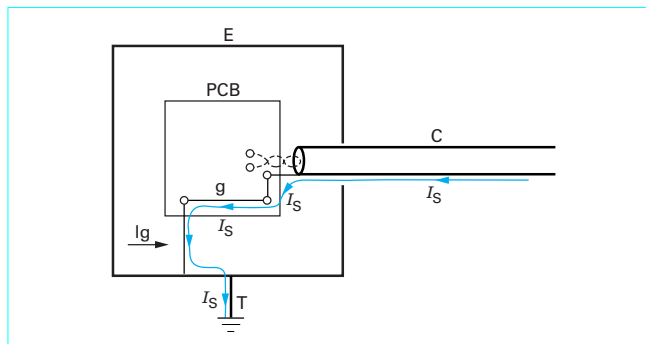


Figure 15 – Exemple d'une topologie de réseau de masse facilitant la pénétration des courants parasites dans un équipement

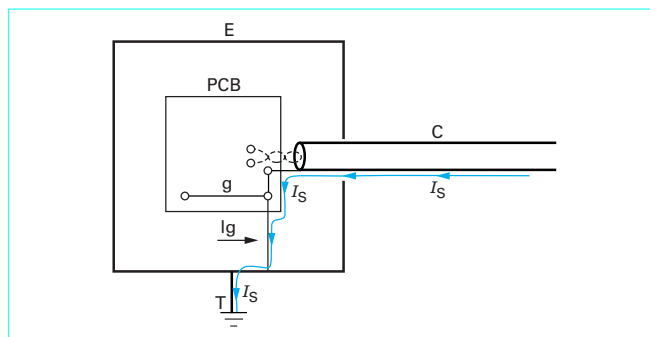


Figure 16 – Topologie de réseau de masse évitant la pénétration de courant sur les pistes d'un circuit imprimé

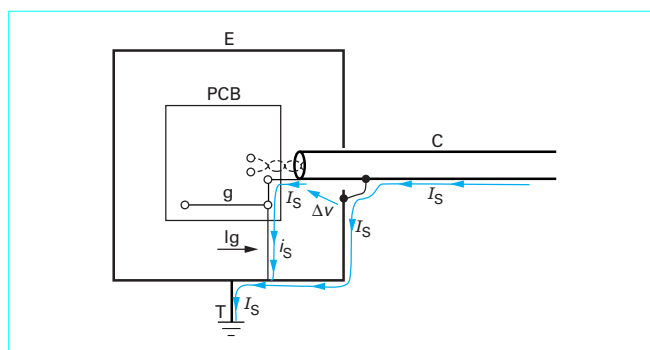


Figure 17 – Installation dans laquelle le câble et l'équipement forment une frontière topologique réduisant fortement l'amplitude du courant de pénétration

La topologie de la figure 15 force le courant I_S qui circule sur le blindage à emprunter la piste de zéro avant de s'écouler vers la terre via la connexion Ig.

Ce genre de disposition est propice à la génération de parasites de grande amplitude qui peuvent menacer les composants électroniques sensibles implantés sur le circuit imprimé.

Deux phénomènes interviennent simultanément : un couplage par l'impédance commune de la piste g auquel s'ajoute son rayonnement local.

■ Un moyen de **réduire l'amplitude des parasites** consiste à déplacer la connexion Ig au point où aboutit le blindage du câble comme l'indique le schéma de la figure 16 :

I_S ne circule cette fois que dans la connexion Ig ; le seul effet nuisible au bon fonctionnement du circuit imprimé est le couplage avec la connexion Ig qui engendre heureusement des parasites de bien plus faible amplitude puisque les pistes du circuit imprimé ne sont plus directement concernées par l'écoulement du courant.

Ainsi, on espère améliorer le **seuil d'immunité** d'un facteur dépassant 20 dB.

■ Une **solution encore plus performante** consiste à établir directement le contact entre le blindage du câble et le châssis comme le montre la figure 17.

Le courant I_S est dérivé vers la terre en circulant principalement sur la structure métallique du châssis. L'inductance et la résistance du contact entre câble et châssis produisent, à cause de leur propre impédance de transfert, une tension ΔV qui fait apparaître un cou-

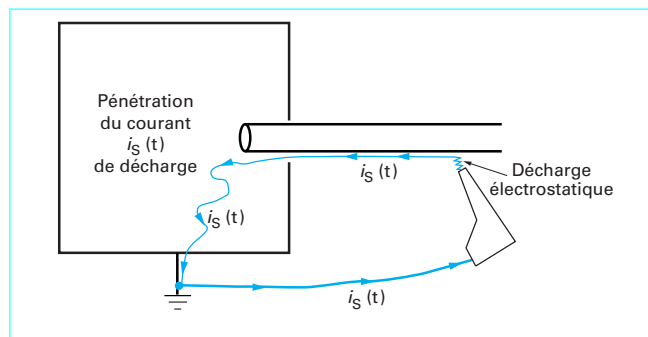


Figure 18 – Essai sous décharge électrostatique dans le but de déceler les défauts de réseau de masse d'un équipement

rant résiduel i_S dans la connexion Ig. L'amplitude de i_S est heureusement bien plus faible que le courant principal I_S .

Ainsi l'amélioration du seuil d'immunité exige maintenant un courant d'amplitude probablement cent fois supérieure à celle de la disposition la plus défavorable de la figure 15 pour engendrer un défaut de fonctionnement de l'équipement.

Le contact entre le blindage et la masse de l'équipement peut être matérialisé par l'embase d'un connecteur ; la qualité de ce contact est déterminante pour réduire le plus possible l'impédance de transfert. Cette raison impose souvent l'emploi de joints conducteurs venant s'interposer entre l'embase des connecteurs et la face métallique de l'équipement.

Cette modification mineure permet d'atteindre des **seuils d'immunité** 60 à 80 dB supérieurs à ceux enregistrés sur les configurations les plus vulnérables.

■ La sensibilité accrue aux courants perturbateurs de fréquences élevées s'explique par la loi de l'induction des forces électromagnétiques. Pour cette raison, il est commode de détecter les défauts de pénétration en procédant à un **essai sous courant transitoire** injecté par un pistolet à **décharge électrostatique**, conformément au schéma de la figure 18 applicable aux configurations envisagées précédemment. La masse (ou retour) du pistolet est connectée à la terre de l'équipement, la décharge est réalisée par contact ou par amorçage sur le blindage du câble. Autrement dit, il faut rechercher un point de décharge imposant le parcours du courant sur le réseau de masse interne de l'équipement.

Ainsi, la décharge provoque un courant transitoire $i_S(t)$ crête d'une dizaine d'ampères et occupant un spectre pouvant atteindre quelques centaines de mégahertz.

On comprend que toute défaillance dans la topologie du réseau de masse sera accompagnée du dysfonctionnement de certaines fonctions électroniques.

Le test sous décharges électrostatiques est normalisé, il est publié par la Commission électrotechnique internationale sous la référence CEI 1000-4-2 ou EN 61000-4-2.

7. Protections complémentaires aux blindages

On peut adjoindre aux câbles blindés des protections complémentaires tels que câbles filtrants, écrans à effet de surface ou limiteurs d'amplitude.

7.1 Câbles filtrants

Il s'agit de câbles blindés dans lesquels on apporte aux isolants primaires des câbles des propriétés absorbantes obtenues par l'adjonction de matériaux à conductivité électrique modérée.

Le câble se comporte comme un filtre passe-bas dont la fonction de transfert dépend de la dimension du câble et de sa composition physique. La **fréquence de coupure** est généralement située au-dessus de 10 MHz.

Le câble filtrant est souvent revêtu d'un blindage de performances moyennes ; en effet, on combine l'action réductrice de l'impédance de transfert et de l'atténuation du parasite engendrée lors de sa propagation à l'intérieur du câble.

L'**application** des câbles filtrants ne peut concerner que des systèmes qui transportent des signaux dont le spectre utile est au-dessous de la fréquence de coupure du câble.

7.2 Écrans à effet de surface

On sait que l'amplitude du parasite qui parvient aux extrémités d'un câble blindé est proportionnelle à l'impédance de transfert du câble ainsi qu'au courant qui a été induit sur le blindage par le phénomène perturbateur.

On a signalé, au paragraphe 3.4, que pour diminuer l'amplitude du parasite résiduel il faut réduire le courant dans le blindage en recouvrant sa face extérieure d'un matériau ferromagnétique. Le but est d'accroître l'impédance de surface. En pratique, cette solution n'est efficace qu'au-dessous de quelques kilohertz ou au-dessus d'une dizaine de mégahertz. En effet la face extérieure du blindage du câble se comporte généralement comme une ligne de propagation référencée à un plan ou à un conducteur de masse.

Dans le but d'atténuer le courant qui se propage entre le blindage et le plan, donc le courant qui circule sur le blindage, on peut revêtir, localement ou de façon uniforme, la face extérieure du blindage d'un **composite à base de ferrite**. Le champ magnétique provoqué par le courant génère dans le ferrite une dissipation d'énergie qui est à l'origine de l'atténuation du courant. De plus, la propriété absorbante de la surface extérieure du câble revêtue du ferrite a pour effet d'amortir les phénomènes de résonance qui prennent naissance sur cette ligne de propagation.

Les propriétés absorbantes du ferrite ne sont exploitables qu'au-dessus d'une dizaine de mégahertz ; au-dessous de cette limite physique imposée par la dissipation d'énergie dans le matériau, l'atténuation de l'amplitude du courant sera gouvernée par l'accroissement de l'impédance de surface du blindage due à la perméabilité magnétique du ferrite.

7.3 Limiteurs d'amplitude

Les câbles bifilaires blindés mettent en jeu deux types de parasites résiduels : un parasite de mode commun dont l'amplitude peut être dix à cent fois plus grande que le parasite de mode différentiel qui se superpose à l'information transmise sur le câble. Lors de phénomènes électromagnétiques violents tels qu'un coup de foudre ou l'effet d'une impulsion électromagnétique nucléaire (IEMN), le parasite de mode commun peut provoquer une énergie suffisante pour

détruire les composants électroniques connectés aux extrémités des câbles. La recherche de câbles blindés à très haute immunité est, bien sûr, un remède attractif pour réduire les transitoires de mode commun. C'est une solution souvent coûteuse dont l'efficacité est néanmoins limitée par l'imperfection des connecteurs d'extrémités. Il est donc préférable de choisir un blindage moins performant, tolérant la pénétration d'un parasite, que des limiteurs d'amplitude installés aux extrémités du câble vont absorber.

Les limiteurs d'amplitude fonctionnent suivant deux **principes** physiques.

Il peut s'agir d'**éclateurs**, c'est-à-dire des tubes à décharges qui présentent une impédance infinie sous la tension nominale de fonctionnement. Dès qu'un parasite apparaît, la surtension provoque une mise en conduction qui dérive l'énergie contenue dans le transitoire. Après le passage du parasite, le limiteur retrouve son état de grande impédance.

L'autre principe consiste à absorber le parasite avec des **composants semi-conducteurs**, dont la conduction est contrôlée par des phénomènes d'avalanche.

Un limiteur d'amplitude est caractérisé par l'**énergie maximale** qu'il peut écouler ; au-dessus de ce seuil, il est détruit.

Par ailleurs, chaque limiteur a un **temps de réponse** qui lui est propre. Lorsque le phénomène transitoire a une durée inférieure au temps de réponse du limiteur, l'impédance reste infinie ; le dispositif est sans effet. Ainsi, un limiteur qui peut absorber un résiduel dû à la foudre ne protégera pas forcément un équipement contre le parasite venant d'une IEMN ou une décharge électrostatique.

La topologie d'**implantation** des limiteurs d'amplitude conditionne également leur efficacité ; il faut éviter que les dispositifs de connexion au limiteur ne présentent localement une impédance trop réactive.

8. Conclusion

La participation des blindages dans le dispositif de protection d'une installation dépend de leurs propriétés physiques. L'efficacité d'un blindage est aussi tributaire d'autres facteurs qu'il est utile de mentionner. La protection est la contribution de plusieurs composants qu'il faut s'efforcer d'équilibrer. En effet, il est inutile de faire porter l'effort sur un câble blindé à haute immunité, alors qu'il reçoit des connecteurs usuels. L'élaboration du cahier des charges des protections, y compris le choix des blindages, doit tenir compte de l'environnement électromagnétique réel dans lequel l'équipement protégé devra fonctionner. Dans certains cas, l'équipement peut être soumis à des champs électromagnétiques de très grande amplitude, ce critère pouvant profondément modifier la stratégie de blindage.

Les règles de connexion des blindages aux réseaux de masse ou de terre ont un impact important sur leur efficacité. Le choix entre une connexion isolée ou répartie sur plusieurs points doit être déterminé après une étude attentive de la topologie de l'installation à protéger. Le choix de la disposition des points de contact à la masse est également fonction de la nature des couplages électromagnétiques que doit supporter l'installation.

Pour conclure, il faut rappeler que la pollution électromagnétique d'un site peut évoluer dans le temps. Une installation correctement blindée contre des perturbations basse fréquence ne l'est pas forcément face à des sources émettant sur des fréquences très élevées.