

Principes généraux de la compatibilité électromagnétique

François COSTA¹

Édité le
16/06/2025

école —
normale —
supérieure —
paris — saclay —

¹ Professeur émérite à l'UPEC et au laboratoire SATIE

Cette ressource fait partie du N° 116 de La Revue 3EI du troisième trimestre 2025.

Le concept de compatibilité électromagnétique (CEM) est apparu durant les années 1920 lorsqu'on a constaté que les émissions de la radio naissante étaient souvent brouillées par le fonctionnement des appareils électriques d'alors ; l'usage industriel de l'électricité remonte aux années 1870 et de nombreuses applications mettaient en œuvre des moteurs électriques à courant continu, des dispositifs d'éclairage, etc. De ce constat de la nécessité de gérer la cohabitation des équipements électriques en minimisant les perturbations, ont émergé des méthodologies d'étude, de caractérisation, de remédiation et de normes qui se sont complexifiées depuis un siècle ! C'est cet ensemble de pratiques qui constitue la CEM.

Nos sociétés sont devenues de plus en plus dépendantes de l'usage de l'électricité, de l'électronique et du numérique rendant les problématiques de CEM de plus en plus stratégiques en termes de sécurité et de confidentialité si on considère par exemple les domaines de l'aéronautique et des télécommunications. La figure 1 donne une représentation de la multiplicité des interactions possibles entre équipements électriques et électroniques mais aussi au regard de phénomènes naturels relevant de la CEM.

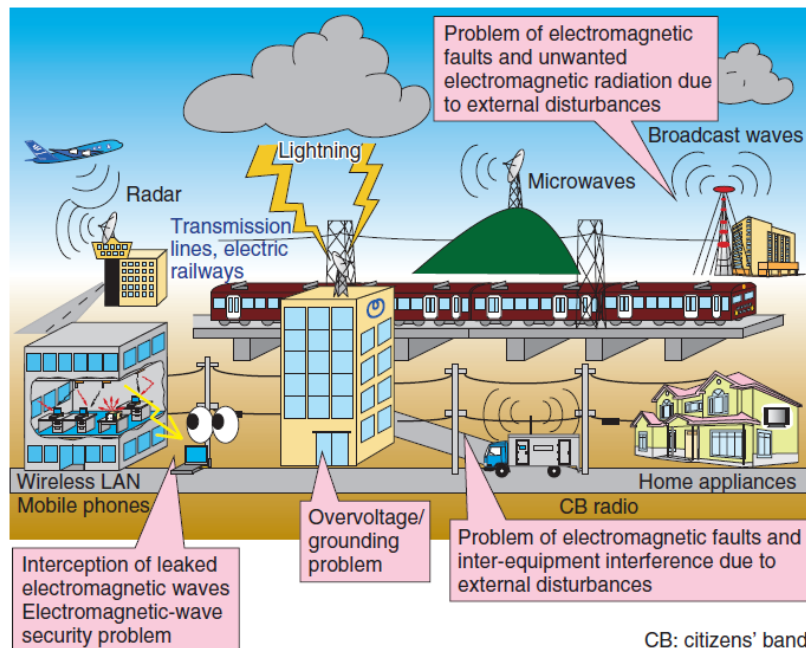


Figure 1 : Représentation schématique des interactions entre équipements relevant de la CEM

La compatibilité électromagnétique est définie comme étant l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et

sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement. Elle revêt donc deux aspects :

- aucun appareil ne doit produire lui-même de perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans son environnement. On comprend que son **niveau d'émission** de perturbations pour ledit environnement doit être suffisamment bas pour que tout ce qui figure dans cet environnement lui soit insensible.
- tout appareil fonctionne de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique. Cela signifie que chaque appareil « résiste » aux agressions que constituent les perturbations provenant du milieu, et donc qu'il est « immunisé » contre celles-ci : son **niveau d'immunité** est suffisamment élevé : ceci relève de la susceptibilité électromagnétique ;

La définition de la CEM met donc en lumière les trois notions fondamentales ci-après :

- **le niveau d'émission**, caractérisant quantitativement la production de perturbations par l'appareil ;
- **le niveau d'immunité**, caractérisant la résistance de l'appareil aux agressions que constituent les perturbations en provenance de son environnement ;
- l'environnement électromagnétique qui détermine **le couplage** entre les sources de perturbations et les appareils ou composants « victimes ».

Dans cet article, nous nous limiterons essentiellement aux phénomènes d'émission, à leur mode de couplage à l'environnement électrique, à leur caractérisation et aux normes dont ils relèvent. On peut recommander la lecture d'ouvrages d'approfondissement en CEM : [DEGAU 90], [COST 2010].

1 - Modes de propagation

Les signaux parasites émis par une source peuvent atteindre une "victime" de plusieurs façons, selon leurs environnements respectifs. Deux cas peuvent se présenter :

- si la source et la victime sont voisines avec ou sans liaison galvanique, le couplage est dit proche et il peut être de nature capacitive, inductive ou résistive. Les outils d'analyse font appel à des modèles de type réseau électrique où les couplages sont représentés par des capacités, des mutuelles ou des résistances (dans le cas de liaisons galvaniques directes). Les phénomènes perturbateurs sont dans ce cas les variations rapides de courant ou de tension ($\frac{di}{dt}, \frac{dv}{dt}$). Ce type de perturbations est appelé **perturbations conduites** et elles se développent dans les câbles ou conducteurs de liaisons aux réseaux, sources d'énergie ou charges ;
- si source et victime sont éloignées et sans liaison galvanique, la perturbation est transmise par une onde électromagnétique, on parle de **perturbations rayonnées** ou propagées. Les phénomènes sont décrits avec les outils théoriques et expérimentaux propres à ce domaine (équations de Maxwell et utilisation d'antennes de mesure).

1.1 - Perturbations conduites en mode commun et différentiel

Pour étudier les modes de propagation, il est pratique de définir un modèle de liaisons électriques entre des "boîtes", le tout référencé à un potentiel fixe (plan de masse, châssis de l'équipement, terre). Les liaisons peuvent véhiculer des signaux quelconques. Les courants parasites peuvent se refermer en parcourant les liaisons dans le même sens en se refermant par l'équipotentielle

commune (masse ou terre), c'est le **mode commun** (Figure 2), ou en sens inverse, c'est la propagation en **mode différentiel** (Figure 3).

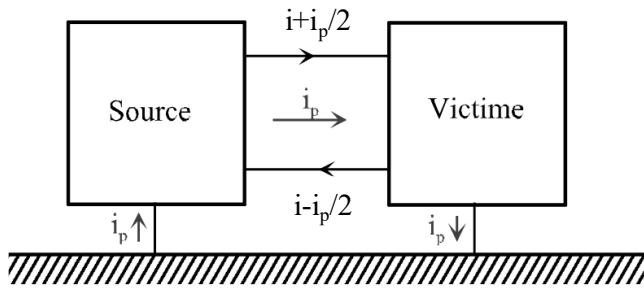


Figure 2 : Circulation du courant de mode commun.

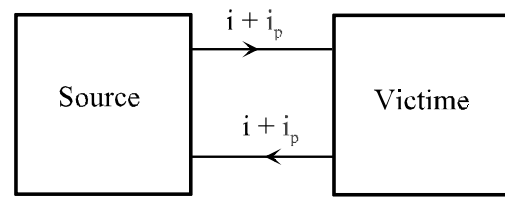


Figure 3 : Circulation du courant de mode différentiel.

Ces deux modes de propagation regroupent quatre modes de couplages différents qui sont :

- le couplage par liaison directe,
- le couplage par impédance commune,
- le couplage champ à câble en mode commun et différentiel,
- la diaphonie.

Dans le **couplage par liaison directe**, il y a transmission directe en mode commun ou en mode différentiel des perturbations de la source à la victime (Figure 2 et Figure 3).

Le **couplage par impédance commune** est possible lorsque source et victime sont connectées à la même impédance, comme un réseau d'énergie ou un bus d'alimentation. Le courant absorbé par la source provoque une chute de tension répercutée sur la victime en mode différentiel. En mode commun, le courant parasite généré par la source se partage à travers les impédances de la source et de la victime, via leurs impédances de mode commun. Son niveau dépend des valeurs relatives des impédances rencontrées. La Figure 4 regroupe ces deux cas qui en pratique ne sont jamais séparés.

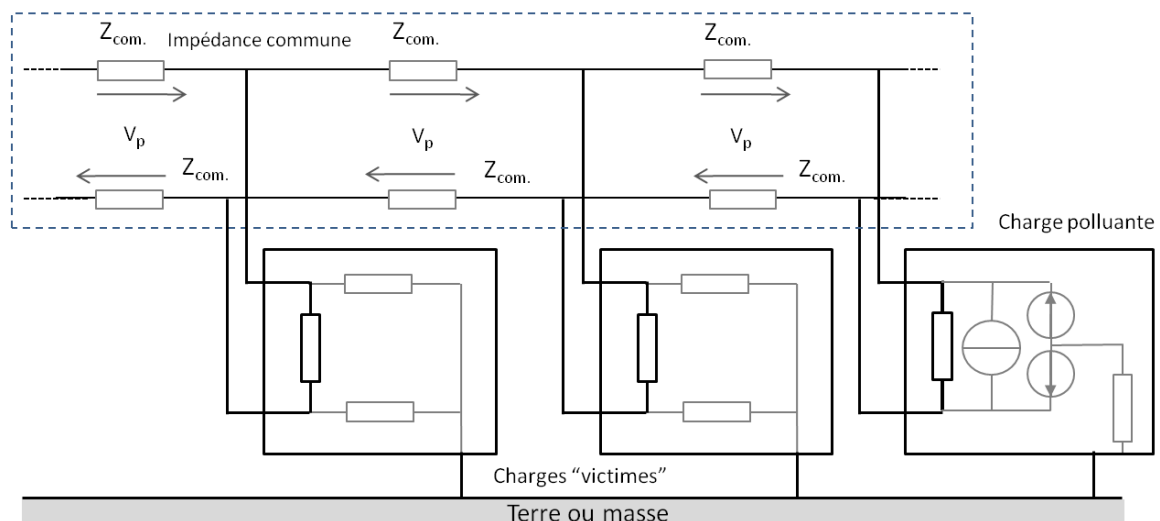


Figure 4 : Couplage par impédance commune en mode commun et différentiel

Un réseau d'alimentation constitue un cas typique de situation de couplage par impédance commune. Dans l'exemple représenté à la Figure 5, un réseau alimente un moteur ainsi qu'un amplificateur qui mesure sa température ; le moteur et l'amplificateur sont connectés à un même point de terre. Le moteur crée des courants parasites HF de mode différentiel et de mode commun. Les courants parasites de chaque mode créent des chutes de tension V_{pmd12} dans les impédances de

ligne Z_l , ils sont susceptibles de perturber l'alimentation de l'amplificateur de mesure. Les courants de mode commun circulent dans les impédances de ligne Z_l et dans celles de connexion à la terre du moteur Z_{tm} et dans la tresse de masse de la sonde Z_{ts} , ils se répartissent selon les valeurs relatives de ces impédances et créent aussi des chutes de tension V_{pmc12} perturbant la tension de mesure. Le fait que le moteur et son dispositif de mesure de température soient connectés au même réseau d'alimentation permet la circulation de courants parasites et de perturber la victime (le système de mesure de la température) dans chaque mode.

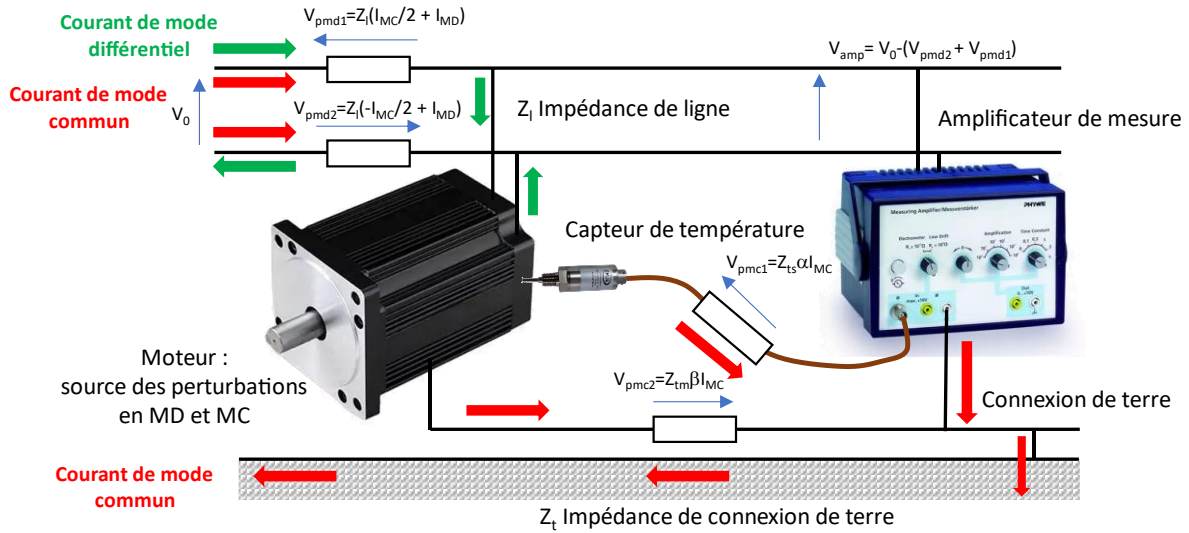


Figure 5 : Exemple de situation de couplage par impédance commune en mode commun et différentiel.

Dans un système de liaisons par conducteurs entre des équipements, le **couplage champ électromagnétique à câble** est caractérisé par l'apparition de tensions (V_{pMC} , V_{pMD}) et de courants induits (I_{pMC} , I_{pMD}) en mode commun et en mode différentiel dus à l'onde électromagnétique (E , H) perturbatrice qui illumine les régions situées d'une part entre le câble et le plan de masse (Figure 6 et d'autre part entre les conducteurs liant les équipements. Le premier cas est souvent beaucoup plus perturbateur car les boucles constituées avec la terre ont des surfaces bien plus importantes que celles constituées par les liaisons aller-retour entre les équipements, généralement constituées par des conducteurs torsadés.

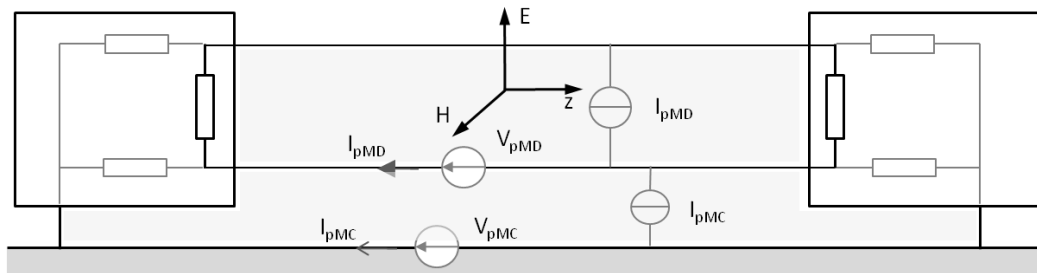


Figure 6 : Couplage champ à câble en mode commun

On peut calculer en régime quasi-statique l'expression de ces grandeurs par les expressions :

$$V_{pMC} = \iint_{\text{surface MC}} \mu_0 \frac{dH}{dt} ds$$

$$I_{pMD} = \iint_{\text{surface MD}} \varepsilon_0 \frac{dE}{dt} ds$$

$$V_{pMD} = \iint_{\text{surface MD}} \mu_0 \frac{dH}{dt} ds$$

$$I_{pMC} = \iint_{\text{surface MC}} \varepsilon_0 \frac{dE}{dt} ds$$

Un exemple courant de perturbation champ à câble est représenté à la Figure 7. On réalise une mesure de tension avec une sonde d'oscilloscope dans un environnement de champ magnétique parasite H_p induit par un transformateur HF. Une boucle se constitue avec d'une part l'équipement sous test relié à la terre et d'autre part l'oscilloscope et la tresse de masse de la sonde. La présence du champ magnétique parasite induit une tension V_{mc} dans cette boucle qui crée le courant de mode commun I_{mc} comme le montre le schéma équivalent de cette situation de couplage. La tension mesurée à l'entrée de l'oscilloscope est donc perturbée par la tension parasite V_p due à la circulation du courant I_{mc} dans la tresse de blindage de la sonde : $V_{in} = V_0 - V_p$.

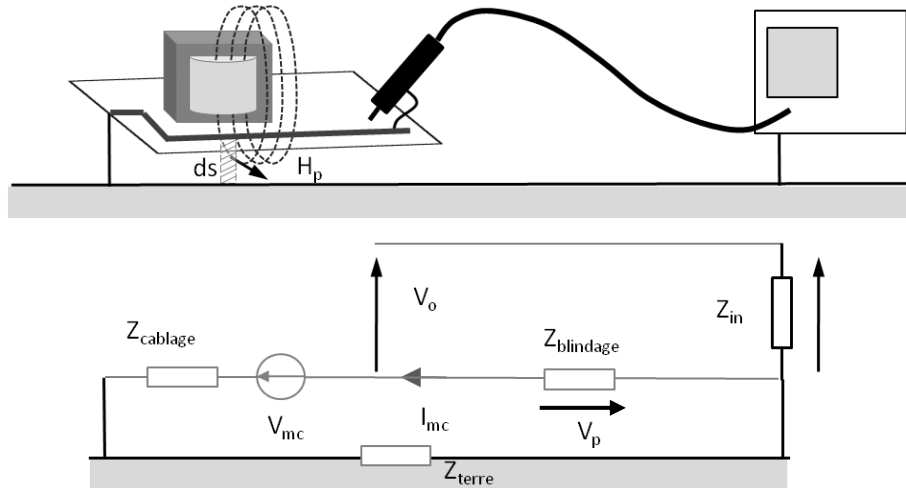


Figure 7 : Couplage champ à câble en mode différentiel

La **diaphonie** (Figure 8) est évoquée lorsque les liaisons entre équipements sont proches et qu'elles se perturbent par couplage capacitif (C_{12}) ou par mutuelle (M_{12}). En régime quasi-statique (sans effet propagatif des tensions et courants), les phénomènes de diaphonie peuvent être représentés par des modèles circuit.

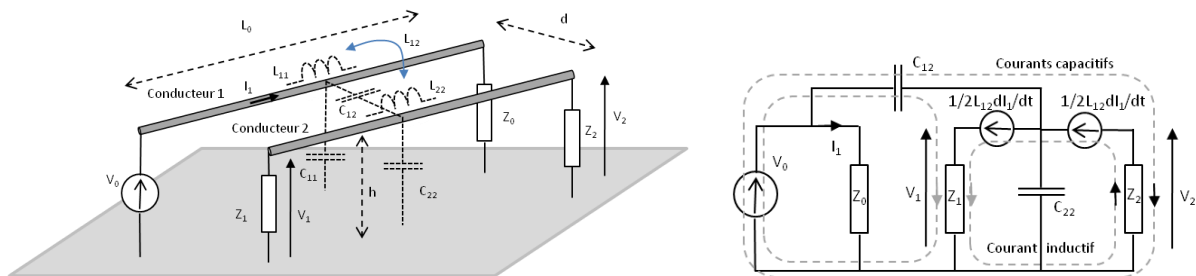


Figure 8 : Effet de diaphonie et modèle circuit équivalent.

Si le couplage capacitif est dominant, pour $Z_2 \rightarrow \infty$ et $Z_1 = R$, la tension apparaissant en bout de ligne est donnée par :

$$V_2 = \frac{pRC_{12}}{1 + pR(C_{12} + C_{22})} V_0$$

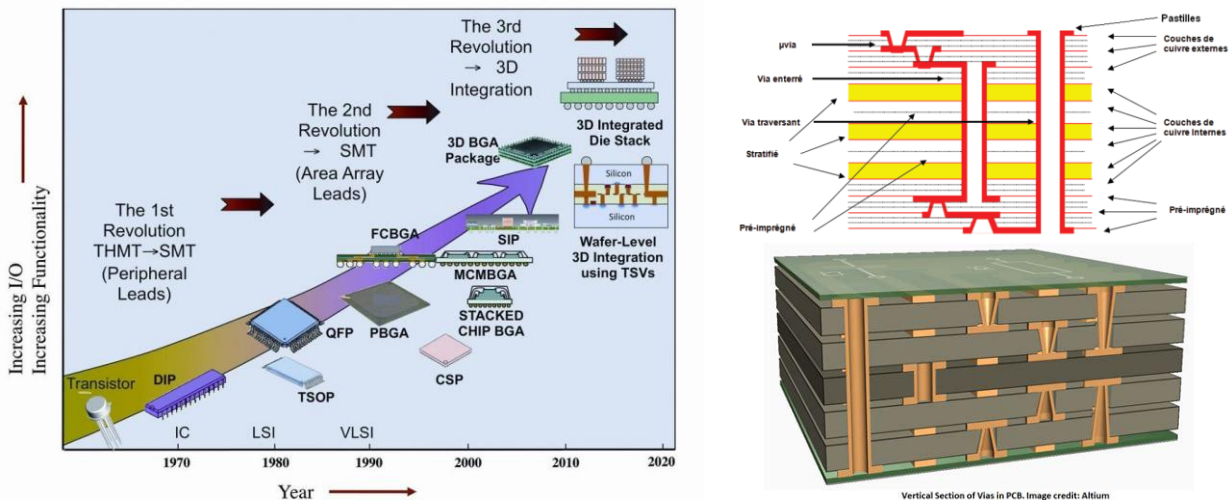
Si le couplage par mutuelle inductance est dominant (termes capacitifs négligés), le courant circulant dans la conducteur victime est donné par :

$$i_2 \approx \frac{pL_{12}}{(Z_1 + Z_2) + pL_{22}} i_1$$

Les phénomènes de diaphonie sont fréquents lorsque des conducteurs sont très rapprochés, dans les chemins de câbles et dans les torons. Ils donnent lieu à des perturbations importantes si on laisse cohabiter des conducteurs de puissance avec des conducteurs véhiculant des signaux faibles.

1.2 - Intégrité de signal en électronique numérique

L'évolution technologique des cartes électroniques tend vers l'augmentation des performances et la miniaturisation. L'utilisation massive de circuits intégrés à très haute densité d'intégration et à très grand nombre de broches conduit à concevoir des cartes imprimées à très haute densité d'interconnexions (voir Figure 9). Actuellement, la densité de points de connexion au dm^2 est couramment supérieure à 10000 ; un circuit imprimé de 1,6 mm d'épaisseur peut être constitué de 14 à 16 couches d'interconnexions avec de très nombreux passages entre couches, débouchants ou enterrés, la largeur minimale d'une piste peut être de l'ordre de quelques dizaines de μm ètres.



On conçoit donc aisément que dans un tel contexte de proximité et de densité de conducteurs soumis à des signaux rapides, la question des interactions électromagnétiques se soit posée afin de garantir un bon fonctionnement d'ensemble. Ainsi, l'intégrité de signal peut être décrite comme la gestion des signaux logiques afin qu'ils ne perturbent pas les fonctionnalités d'une carte électronique [ZAK 2001]. Cela revient à étudier l'influence des éléments passifs (pistes, boîtiers, connecteurs et câbles) sur les systèmes électroniques rapides. En ce sens, les analyses en intégrité de signal se rapprochent des analyses en compatibilité électromagnétique qui ont trait aux interférences radioélectriques entre systèmes électroniques. Ces deux approches sont similaires ; les effets de couplage précédemment décrits peuvent être rapportés au cas d'une carte électronique à haute densité d'interconnexions. Cela fait environ 30 ans que les problèmes d'intégrité des signaux sont pris en compte, tant au niveau des cartes que des systèmes.

On illustrera dans la suite deux exemples de couplages qui doivent être pris en compte lors du routage d'une carte électronique : la diaphonie et le bruit des masses.

1.2.1 - La diaphonie sur une carte électronique

L'effet est celui déjà décrit plus haut : quand une ligne est parcourue par un signal, il induit des tension et courant dans une ligne adjacente. Bien que le signal, sur la ligne active que l'on considérera comme « agresseur », est adapté et ne présente pas de perturbation, on pourra retrouver une partie de ce signal dû au couplage sur la ligne appelée « victime » [BOGATIN 2003]. Le couplage par diaphonie (crosstalk) est donc un phénomène parasite qui apparaît lorsque les lignes sont proches. Deux pistes métalliques séparées par un diélectrique (Figure 10) sont liées par une capacité (couplage capacitif) et par une inductance mutuelle (couplage inductif). L'agresseur (en rouge) perturbera la victime (bleu) à chacune de ses commutations. La diaphonie au sein d'un circuit peut engendrer des modifications sur l'information numérique transmise et/ou des

comportements inattendus et non désirés des circuits numériques. La sensibilité est d'autant plus grande que les pistes sont rapprochées et parcourues par des signaux très rapides.

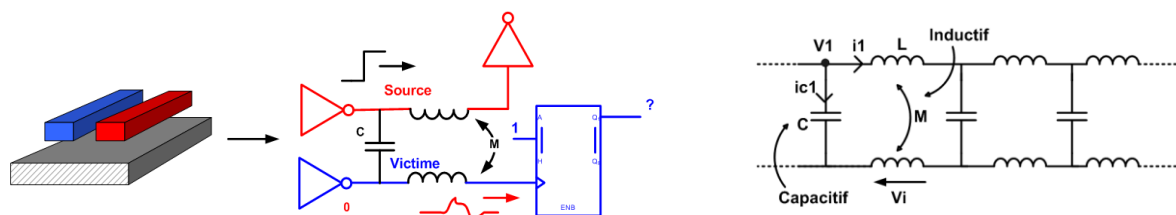


Figure 10 : Représentation géométrique et électrique d'un couplage, modèle distribué

La Figure 11 montre l'effet d'un couplage diaphonique entre deux lignes, les niveaux définissant les états logiques haut et bas sont indiqués. Selon le signe du dV/dt de l'agresseur et de l'état logique de la victime, on constate que la diaphonie peut créer des faux états transitoires (cas a et b) si les seuils logiques sont dépassés mais aussi créer une surtension ou une tension négative (cas c et d) qui peuvent être dangereuses pour les portes connectées à la ligne victime.

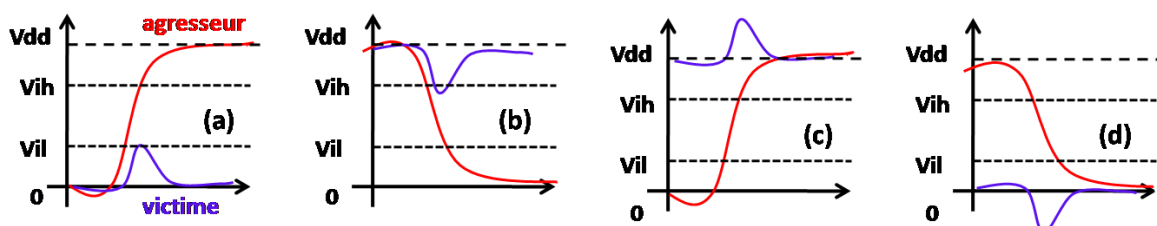


Figure 11 : Effets de la diaphonie sur une ligne victime

1.2.2 - Bruit des masses : un cas particulier de couplage par impédance commune dans le réseau d'alimentation

Le réseau d'alimentation d'une carte électronique constitue un cas typique de couplage par impédance commune. En effet, le système d'alimentation d'une carte à haute densité d'interconnexions est souvent complexe, distribué sur l'ensemble de la surface car tous les circuits intégrés y sont connectés. Un exemple est donné à la Figure 12 qui illustre bien cette complexité. Les situations de couplage par impédances communes sont donc nombreuses et méritent une attention particulière lors de la conception de la carte.

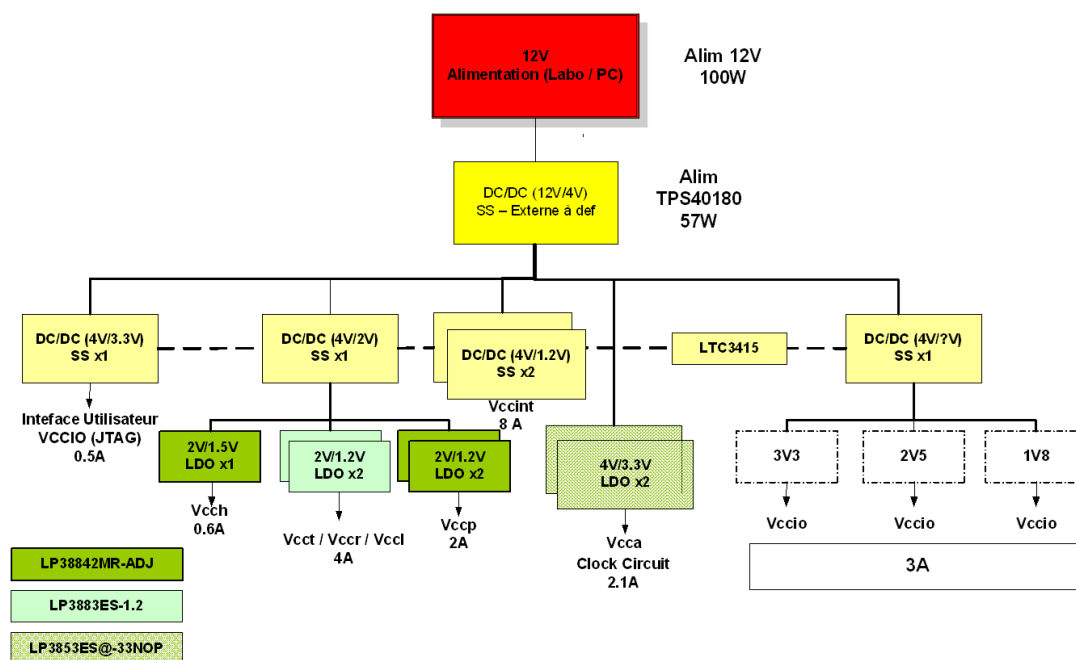


Figure 12 : Exemple de système d'alimentation d'une carte

Les lignes de l'arbre d'alimentation constituent donc des impédances communes à plusieurs circuits. Les courants qu'ils appellent sont à transitions très rapides et provoquent des chutes de tension dues à leur impédance comme schématisé sur le cas élémentaire de la Figure 13 où un circuit intégré provoque un appel de courant carré d'amplitude 5 A à la fréquence de 100 MHz. On observe une fluctuation de tension de l'ordre de 2 V crête avec une résonance proche de 800 MHz due à la résonance de l'impédance de la ligne de masse avec les capacités parasites du circuit intégré.

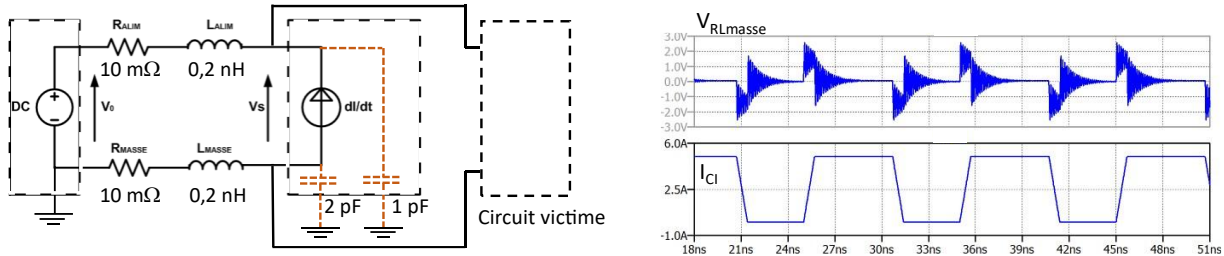


Figure 13 : Modèle d'impédance d'une ligne d'alimentation, exemple de fluctuation de tension induite sur la ligne de masse ($di/dt=7,1 \text{ A/ns}$, $V_0=5 \text{ V}$).

Si d'autres circuits sont connectés en parallèle sur ce bus d'alimentation, leur fonctionnement risque donc d'être perturbé par cette tension de masse ; on est bien en présence d'un couplage par impédance commune.

Le lecteur pourra approfondir ces notions d'intégrité de signal et de bruit des alimentations en consultant les thèses [AMADEO 2010], [CHASTANG 2013] et [GORAL 2017] citées en référence et accessibles en ligne.

1.3 - Perturbations rayonnées

Les circuits électriques, lorsqu'ils sont soumis à des différences de potentiel et/ou parcourus par des courants, produisent des champs électromagnétiques qui se propagent dans l'espace. Leurs intensités dépendent de la nature, de la fréquence et de la distance par rapport à la source.

Le champ électrique s'exprime en V/m. Son émission est produite par un circuit électrique à haute impédance soumis à une différence de potentiel élevée (Figure 14a).

Le champ magnétique s'exprime en A/m. Son émission est engendrée par un circuit basse impédance parcouru par un courant i (figure 8 b).

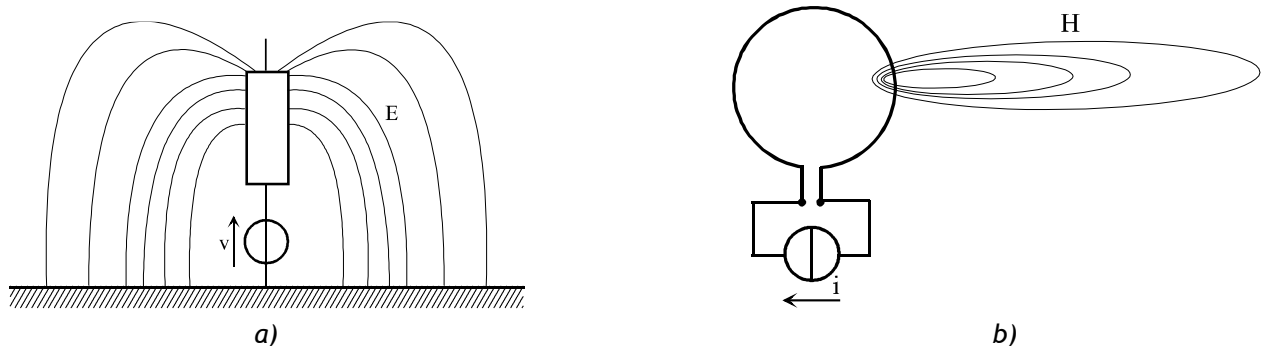


Figure 14 : Émission en champ électrique et magnétique

1.3.1 - Champ proche et champ lointain

Le champ électromagnétique peut être créé soit par un dipôle électrique élémentaire soit par une boucle de courant élémentaire, encore nommée dipôle magnétique, comme représentés à la Figure 15.

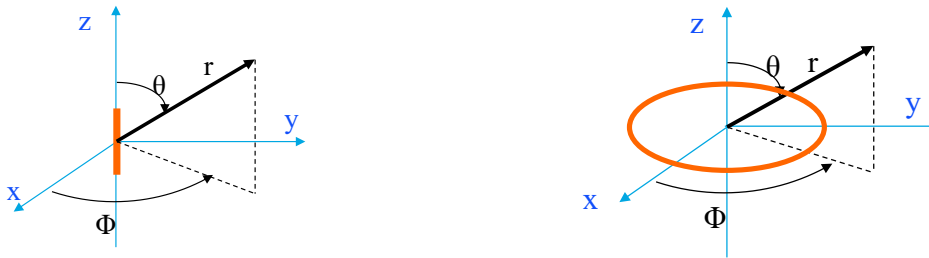


Figure 15 : Représentation des dipôle et boucle élémentaires

Les caractéristiques d'un champ électromagnétique dépendent de la distance d entre le point d'observation et la source. Pour caractériser cette propriété, on définit l'impédance d'onde qui caractérise le ratio entre les champs électrique et magnétique par :

$$Z_{\text{onde}} = \frac{|E_{\theta}|}{|H_{\Phi}|}$$

On discrimine alors deux zones dans lesquelles la variation de l'impédance d'onde avec la distance diffère :

- la zone de champ proche est définie par : $d < \frac{\lambda}{2\pi}$,
- la zone complémentaire ($d > \frac{\lambda}{2\pi}$) pour laquelle les impédances d'onde des dipôles sont constantes quelle que soit sa nature, elle vaut 377Ω (impédance du vide). L'onde électromagnétique est une onde plane, dans cette zone on ne peut plus déterminer la nature du dipôle source. Les courbes suivantes représentent ces variations en fonction de $d = \lambda/2\pi$ (inverse du nombre d'onde).

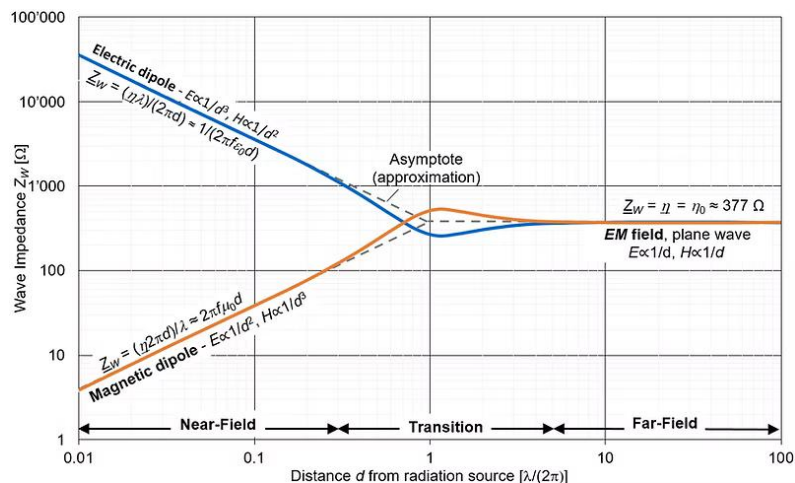


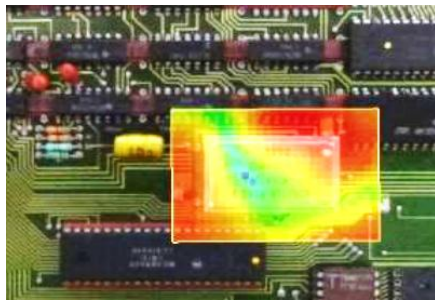
Figure 16 : Évolution de l'impédance d'onde selon la nature du dipôle et le nombre d'onde

Prenons le cas d'une source perturbatrice dont la fréquence f est de 300 MHz, sa longueur d'onde est donnée par : $\lambda = c/f = 1 \text{ m}$, $d_{\text{limite}} = \lambda/2\pi = 16 \text{ cm}$.

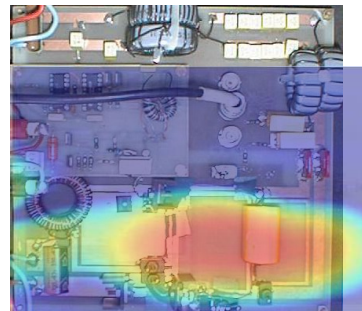
Supposons qu'on mesure le champ électromagnétique à une distance de 1,6 cm ($d_{\text{limite}} / 10$) :

- si la source est assimilable à un dipôle électrique, l'impédance d'onde est grande ($\neq 4000\Omega$), le champ proche de la source est dominé par la composante électrique qui décroît en $1/d^3$;
- si la source est assimilable à une boucle, l'impédance d'onde est faible ($\neq 40 \Omega$), le champ proche de la source est dominé par H qui décroît en $1/d^3$.

La mesure en champ proche est très fréquemment utilisée en conception des cartes numériques pour localiser l'origine de non conformités et faciliter l'investigation pour y remédier. La Figure 17a) montre un exemple de mesure par scan en champ proche au-dessus d'une carte numérique, elle met en évidence le rayonnement d'un circuit d'horloge qui pourrait être problématique.



a) au-dessus d'une carte électronique, mesure à 2 MHz, champ Ez



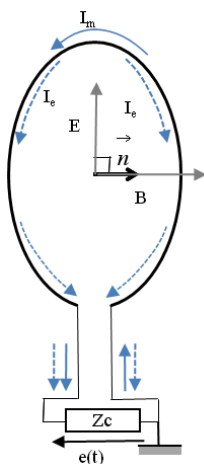
b) au-dessus d'un convertisseur DC-DC Buck à 20 kHz, champ Hz

Figure 17 : Exemples de scan en champ proche.

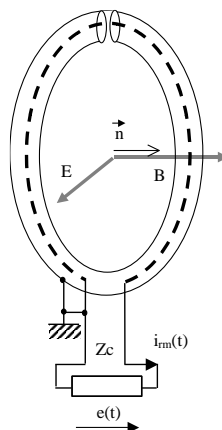
1.3.2 - Antennes boucles de mesure en champ proche

Le champ magnétique peut être mesuré à partir de sondes de type boucles circulaires ou boucles rectangulaires [WHITE 1964]. Le principe de ce type de sonde repose sur l'immersion, dans un champ magnétique, d'une bobine (une ou plusieurs spires) de formes variées (rondes, carrées, trapézoïdales). En considérant une boucle circulaire dont le diamètre est petit devant la longueur d'onde, soumise à une onde plane électromagnétique dont la composante B est normale au plan de la spire, la composante E se situe dans le plan de la spire. Cette boucle est fermée sur une impédance Z_c comme on peut le voir sur la Figure 18a). Z_c est l'impédance de charge du récepteur de mesure, généralement 50Ω . Notons que cette connexion impose qu'une des bornes de l'antenne soit portée à la terre via l'appareil de mesure, permettant la circulation d'un courant dû à la composante électrique E. Le courant dans Z_c résulte donc des deux composantes du champ électromagnétique E et B.

Dans le cas où on cherche à ne mesurer que la composante B (ou H) du champ électromagnétique sur une large plage de fréquences (jusqu'à plusieurs dizaines de MHz), il est donc nécessaire de blinder la sonde. Ceci est obtenu en entourant la (les) spire(s) de mesure par un blindage ouvert à l'extrémité opposée à la charge de mesure (nécessaire vis-à-vis de la composante B), ainsi que montré sur la Figure 18b), la tension e_e est induite seulement sur le blindage et n'a pas d'effet aux fréquences considérées sur la spire ni sur l'impédance de mesure.



a) Principe de l'antenne boucle



b) Boucle blindée pour la mesure du seul champ B



Figure 18 : Antenne de mesure pour champ proche

Ainsi, le blindage de la sonde permet de minimiser l'impact du champ électrique sur la mesure du champ magnétique. On retiendra donc le modèle électrique de la sonde de champ B présentée à la Figure 19, relatif aux grandeurs définies plus haut.

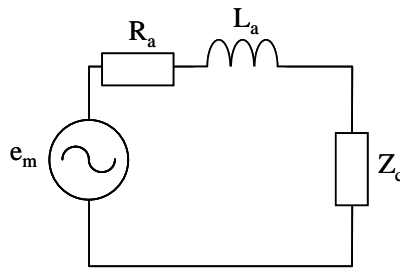


Figure 19 : Modèle équivalent de la sonde de champ

La source e_m représente la force électromotrice due à B :

$$e_m = \frac{d\phi}{dt} = \vec{S} \frac{d\vec{B}}{dt}$$

La fonction de transfert en fréquence de cette sonde s'exprime par :

$$T_B(\omega) = \frac{e(\omega)}{B(\omega)} = \frac{Z_c j \omega \pi \frac{D^2}{4}}{Z_c + R_a + j \omega L_a}$$

D : diamètre de la boucle, d : diamètre du conducteur, R_a : résistance de la boucle, L_a : inductance de la boucle, Z_c impédance d'entrée de l'appareil de mesure :

$$L_a = \mu_0 \frac{D}{2} \left(\ln \left(\frac{8D}{d} \right) - \frac{7}{4} \right)$$

C'est une fonction de type passe-haut dont la pulsation de coupure ω_c est donnée par (en faisant l'hypothèse que $Z_c = R_0 = 50 \Omega$ et que $R_0 \gg R_a$) :

$$\omega_c = \frac{2R_0}{\mu_0 D \left(\log \left(\frac{8D}{d} \right) - \frac{7}{4} \right)}$$

La Figure 20 montre le facteur d'antenne FA d'une sonde de champ magnétique, définie par :

$$FA(\omega) = \frac{H(\omega)}{e(\omega)} = \frac{\mu_0}{T_B(\omega)}$$

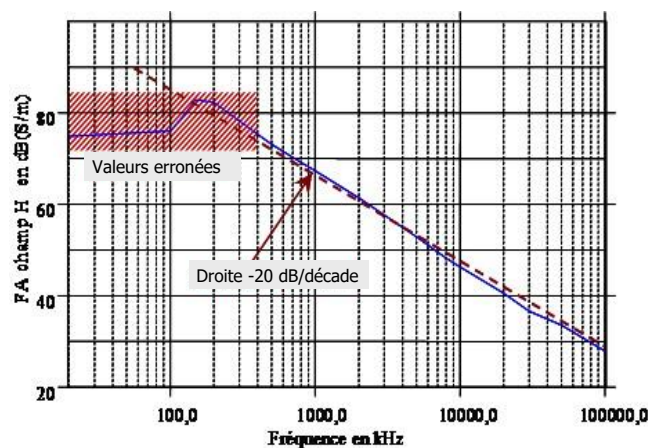


Figure 20 : Facteur d'antenne FA de la sonde représentée à la figure 16 b), (doc. Emco).

On peut noter que sa plage utile s'étend d'environ 200 kHz jusqu'à 100 MHz, la fréquence de coupure n'est pas visible sur ce graphe. Cette courbe permet de calculer directement l'amplitude du champ H en dBmA/m en fonction de la tension V_{dBmV} mesurée aux bornes :

$$H_{dBmA/m} = FA_{dB} + V_{dBmV}$$

2 - Dispositifs de mesure et leurs performances

On distingue deux catégories de dispositifs de mesure utilisés en CEM. La première concerne la mesure des perturbations conduites à haute fréquence, elle comprend le Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) et les capteurs de courant passif basés sur le principe du transformateur de courant. Dans la seconde catégorie, on trouve divers types d'antennes destinées aux mesures en champ proche (vues précédemment) ou lointain. Dans tous les cas, le signal issu du capteur est analysé dans le domaine temporel (oscilloscope) et plus généralement dans le domaine fréquentiel grâce à l'analyseur de spectre hétérodyne.

2.1 - Le Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL)

Le RSIL s'apparente à un filtre qui est inséré entre le dispositif sous test et le réseau fournissant l'énergie. Son rôle est double. Il doit isoler le réseau, sur lequel peuvent exister des perturbations de mode commun et de mode différentiel, de l'équipement sous test. Cependant, il doit présenter à la fréquence du réseau une chute de tension sortie/entrée inférieure à 5% de la tension nominale lorsqu'il est parcouru par le courant nominal. Enfin, il doit présenter une impédance de fermeture constante vis-à-vis des perturbations à haute fréquence émises par le dispositif sous test, tant en mode commun que différentiel, et ceci indépendamment de l'impédance présentée par le réseau d'énergie. Cette impédance est normalisée par le CISPR [CISPR 11 à 20]. La Figure 21 présente une représentation simplifiée ainsi que le principe d'insertion d'un RSIL entre le réseau d'énergie et le dispositif sous test. On notera que les grandeurs mesurées sont une superposition des courants de mode commun et différentiels, ils ne sont pas identiques sur chaque ligne.

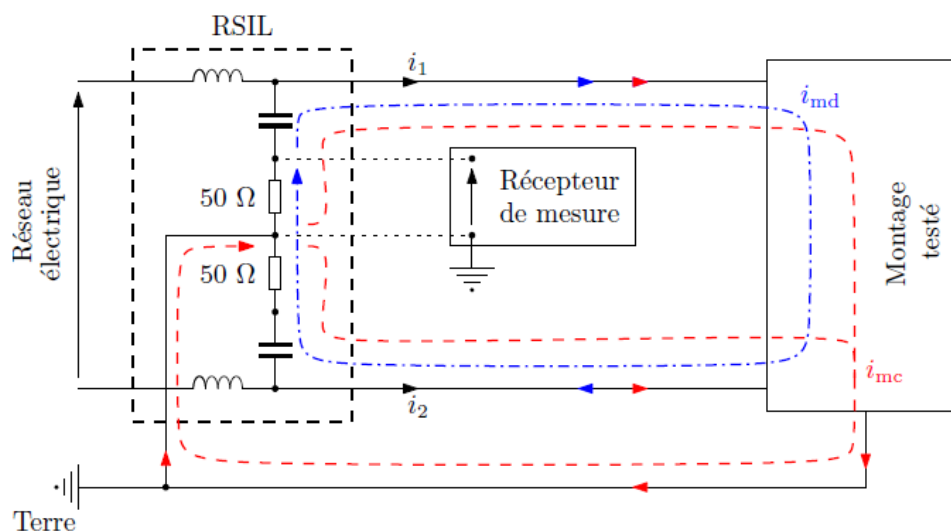


Figure 21 : Principe d'insertion d'un RSIL (doc. Thèse A. Videt, univ. Lille, 12/2008)

La Figure 22 définit les limites de variation de cette impédance, mesurée entre une borne et la terre dans la gamme de fréquence 10 kHz-100 MHz. Cette gamme est divisée en trois bandes (A, B, C). Le schéma équivalent relatif à chaque bande est indiqué dans les inserts de la figure 20. La structure détaillée du RSIL est représentée à la Figure 23.

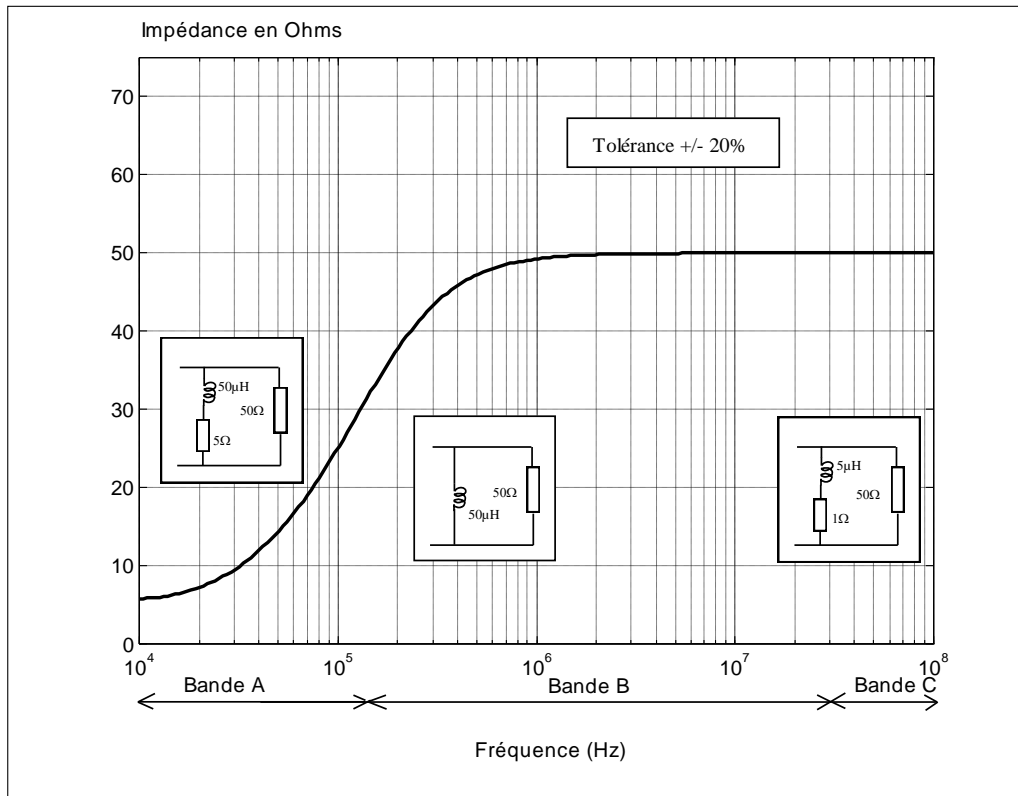


Figure 22 : Impédance de mode commun du RSIL

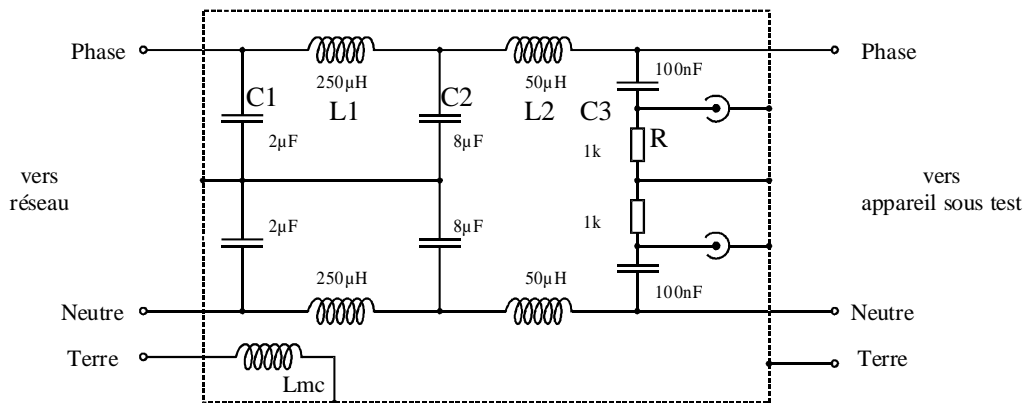


Figure 23 : Schéma de principe d'un RSIL monophasé (d'après doc. Chase Electronics)

Le filtre réalisé par L1, C1, L2, C2 constitue un filtre passe-bas qui élimine les perturbations réseau. Le filtre C3, R constitue le filtre passe-haut qui permet la fermeture des perturbations haute fréquence dans la résistance de mesure R_0 de 50 Ω . Le RSIL peut être employé pour des intensités de courants allant jusqu'à 100 A. Au-delà, et pour la bande A, il est possible d'utiliser une sonde de courant.

2.2 - Capteurs de courant

Certaines normes CEM préconisent l'utilisation de capteurs de courant et d'un RSIL, c'est notamment le cas pour la norme aéronautique DO 160G comme représenté à la Figure 24, les niveaux d'exigence sont alors exprimés en dB μ A par plage de fréquence.

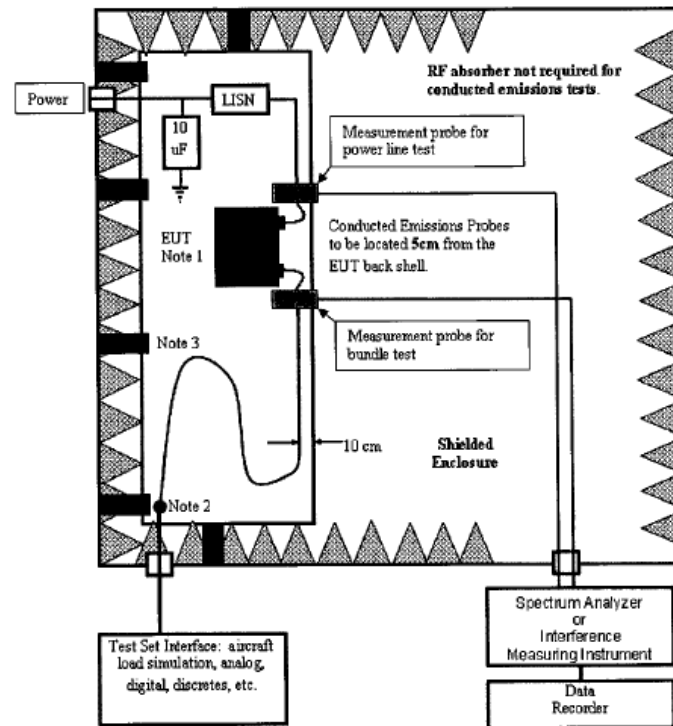


Figure 24 : Dispositif de mesure de perturbations conduites selon la norme DO160G.

Les capteurs de courant utilisés en métrologie CEM doivent posséder une bande passante très large, de quelques 10 Hz à la centaine de MHz, être capable de mesurer des courants élevés (jusqu'à quelques 100 A) sans saturation et être insensibles aux agressions électromagnétiques délivrées par le dispositif testé. L'expérience montre que les capteurs passifs, basés sur le principe du transformateur de courant sont les mieux adaptés à ces contraintes métrologiques, dans la mesure où la connaissance de la composante continue n'est pas indispensable. Le modèle électrique à constantes localisées d'un tel dispositif est donné Figure 25

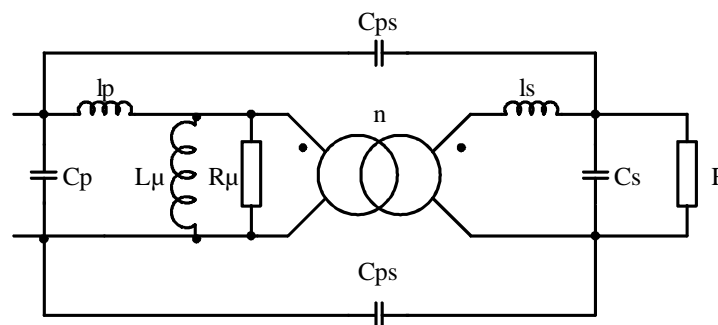


Figure 25 : Modèle du transformateur de courant

Il permet de comprendre les performances et limitations de ce dispositif. Elles concernent la fréquence de coupure basse, la linéarité hors saturation, le fonctionnement en haute fréquence et la robustesse aux perturbations électromagnétiques.

Comportement en basse fréquence et effet de la saturation :

Le transformateur de courant possède un comportement passe-haut. En négligeant les inductances de fuites, sa fréquence de coupure basse est donnée par l'expression :

$$(1) \quad F_L = \frac{k}{2\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot n \cdot \frac{A_e}{\ell_e}}$$

A_e : section du circuit magnétique, n : nombre de spires, $k = \frac{R}{n}$

Si le courant mesuré possède une composante continue ou à basse fréquence (hors de sa bande passante basse), le circuit magnétique peut être saturé, ce qui se traduit par une distorsion du signal de sortie. L'expression (2) définit, en régime sinusoïdal avec composante continue, les limites de fonctionnement linéaire du dispositif en fonction des grandeurs impliquées (courant continu I_{DC} , courant alternatif maximal I_{ACmaxi} , fréquence ω et spécifications du circuit magnétique : B_M , μ_r , inductance spécifique A_L , longueur magnétique ℓ_e).

$$(2) \quad I_{ACmaxi} = \left(\frac{B_M}{\mu_o \cdot \mu_r} \cdot \ell_e - I_{DC} \right) \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega \cdot n^2 \cdot A_L}{R} \right)^2}$$

En régime impulsionnel de courant, la saturation du circuit magnétique est caractérisée par le produit $I \cdot T$ maximal. Son expression est donnée par :

$$(3) \quad (I \cdot T)_{max} = \frac{n^2}{R} \cdot B_M \cdot A_e$$

Comportement en haute fréquence et vis-à-vis des perturbations

Une troisième limitation apparaît pour le fonctionnement haute fréquence. Les expressions (1) et (2) montrent que pour réduire F_L et accroître I_{ACmax} , il faut augmenter le nombre de spires n et la section du circuit magnétique A_e . Toutefois, ceci est contradictoire avec les performances haute fréquence du capteur. En effet la longueur de l'enroulement secondaire s'accroît, de même les phénomènes électrostatiques (capacités des enroulements primaire et secondaire C_p , C_s), ce qui limite la bande passante haute du capteur, comme l'indique la fonction de transfert en courant :

$$(4) \quad \frac{V_s(p)}{I(p)} = \frac{R/n}{1 + R/n^2 \cdot (C_p + n^2 \cdot C_s) \cdot p + (l_p + l_s/n^2) \cdot C_p \cdot p^2 + R \cdot (l_p + l_s/n^2) \cdot C_p \cdot C_s \cdot p^3}$$

La fréquence de coupure haute est donnée par :

$$(5) \quad F_H = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt[3]{R \cdot (l_p + l_s/n^2) \cdot C_p \cdot C_s}}$$

La courbe de la Figure 26 présente la fonction de transfert complète relative à ce modèle.

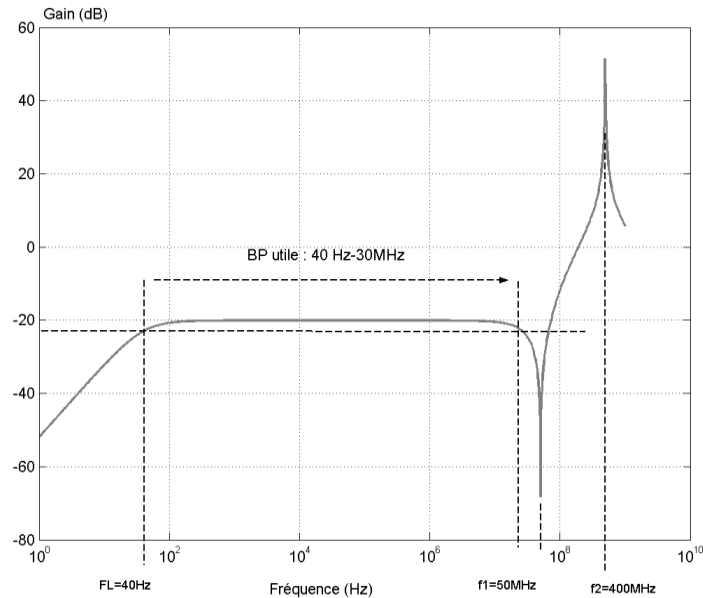


Figure 26 : Fonction de transfert du transformateur de courant obtenue par le modèle

Les couplages capacitifs primaire secondaire (capacité C_{ps}) constituent aussi une limitation en haute fréquence, le capteur se comportant comme un filtre passe-haut. Il en résulte la possibilité de circulation d'un courant de mode commun HF, préjudiciable à la mesure. Le blindage entre primaire et secondaire du dispositif, comme représenté Figure 27 permet de limiter ces effets. Enfin, le câble de liaison entre le capteur et l'appareil de mesure peut être influencé par des champs perturbateurs haute fréquence et par les courants de mode commun, ce qui se traduit aussi par la dégradation de la mesure [LABOUR 1993]. Afin de minimiser ces problèmes, il est souhaitable d'insérer le capteur sur un conducteur à potentiel peu variable pour limiter la circulation de courants de mode commun et de réduire autant que possible l'impédance de blindage des câbles.

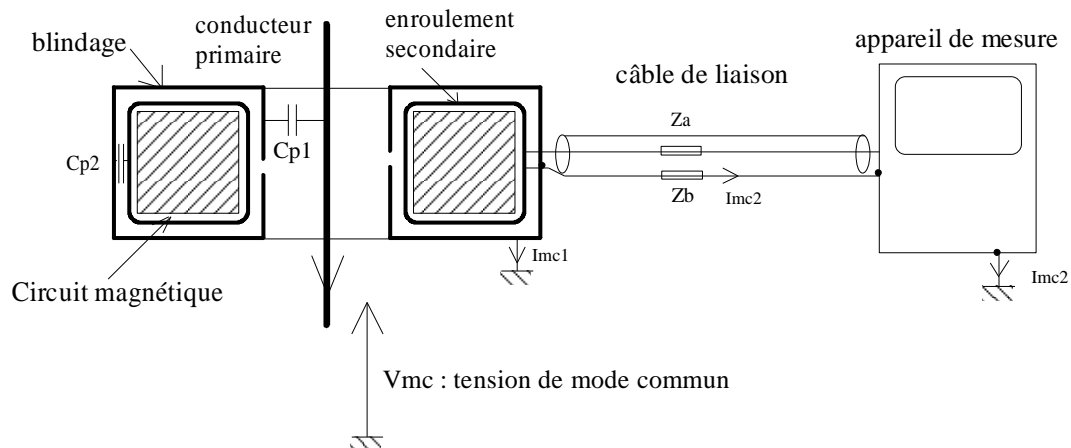


Figure 27 : Réduction des perturbations du capteur par blindage

Capteurs passifs disponibles et leurs spécifications

Les capteurs existants actuellement sur le marché sont limités en fréquence à 4 ou 5 décades, soit vers les basses fréquences (10 Hz-1 MHz), soit vers les hautes fréquences (10 kHz-1 GHz). La courbe de la Figure 28 précise l'évolution de la fréquence de coupure haute avec le calibre en courant, constatée sur des produits existants.

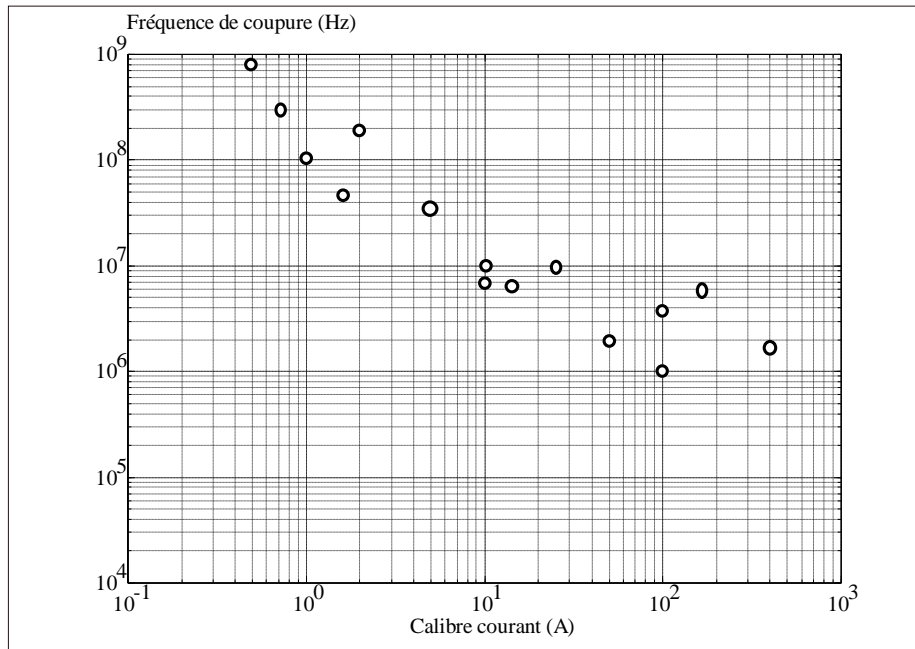


Figure 28 : Fréquence de coupure haute des transformateurs de courant en fonction du calibre en courant (d'après doc. Pearson)

Les spécifications à prendre en compte pour un choix de capteur sont :

- le courant maximal pour différentes fréquences, généralement 50 Hz et à la fréquence maximale d'utilisation,
- la bande passante à -3 dB,
- le produit $(I.T)_{\max}$ qui traduit la saturation lors de l'application d'une impulsion de courant,
- la composante continue maximale avant saturation,
- la valeur de la résistance de charge,
- l'impédance d'insertion,
- les données géométriques et physiques (diamètre du trou de passage, encombrement, masse, etc.).

2.3 - Antennes

Les antennes de mesure en champ lointain

Ces antennes sont employées lorsque la distance à la source vérifie $d > \frac{\lambda}{2\pi}$ (λ est la longueur d'onde du signal perturbateur) comme on l'a vu au §2.3.1. Dans ce cas, on considère que les ondes arrivant sur l'antenne sont planes. L'impédance d'onde définie par le rapport $\frac{E}{H}$ est constante et vaut 377Ω . Il suffit donc de mesurer une des deux composantes du champ électromagnétique. Les antennes pour les mesures en champ lointain sont caractérisées par :

- le diagramme de rayonnement : c'est la mesure de l'intensité du champ E émis en fonction de deux angles définissant les coordonnées sphériques de l'espace.
- le gain G , il est défini relativement à une antenne isotrope rayonnant dans toutes les directions la même puissance :

G = densité de puissance maximale rayonnée dans une direction spécifique/densité de puissance maximale rayonnées de façon uniforme dans toutes les directions de l'espace

Le gain d'une antenne est variable avec la fréquence, la connaissance de cette caractéristique doit être établie par gamme de fréquence.

- le facteur d'antenne F_a . C'est le rapport entre le champ E et la tension U mesurée aux bornes de l'antenne, il varie également avec la fréquence. Il est établi à une distance précisément définie et est généralement exprimé en dB : $F_a = 20 \cdot \log \frac{E}{U}$.

On pourra consulter les références pour approfondir les notions sur les antennes [BADOU 1984], [AZOUL 1988], [BEGAU 2023].

La nature des antennes est adaptée à la bande de fréquence et à la nature du champ que l'on veut mesurer. Ses caractéristiques doivent être aussi constantes que possible dans la bande de fréquence considérée. La référence [CISPR 11] définit les caractéristiques des antennes utilisées en mesure de champ. Citons quelques modèles d'usage courant.

Bande A (10 kHz-150 kHz) :

Champ H : les observations montrent que c'est le champ magnétique qui est responsable des perturbations. L'antenne est de type boucle dans un cadre blindé électriquement, elle doit s'inscrire dans un carré de 0,6 m.



Figure 29 : Antenne boucle en champ magnétique

Bande B (150 kHz-30 MHz) :

Champ H : on utilise le même dispositif qu'en bande A

Champ E : on utilise une antenne fouet verticale de 1m pour une distance de mesure $d < 10$ m.

Bande C (30-300 MHz) :

Champ E : on utilise un doublet équilibré de longueur $\frac{\lambda}{2}$ pour $F > 80$ MHz (λ correspondant à $F = 80$ MHz soit 3,75 m). Sa symétrie est telle que le niveau mesuré varie d'au moins 20 dB lorsque son orientation passe de la direction de polarisation parallèle à la direction de polarisation transverse. Il est possible d'utiliser des antennes doublets courts (mais leur longueur est limitée à $\frac{\lambda}{10}$), moyennant la connaissance de leur facteur d'antenne. Elles sont cependant moins sensibles.

Un modèle fréquemment utilisé est l'antenne biconique (Figure 30) qui a l'intérêt de présenter une large bande passante.

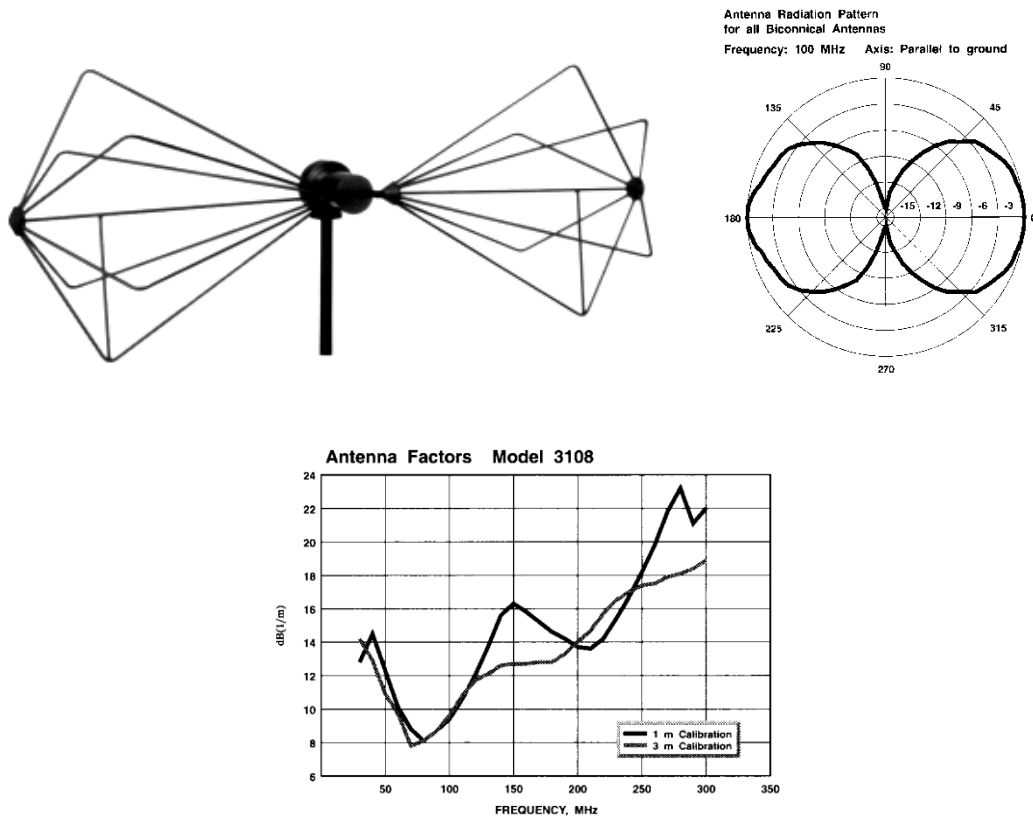


Figure 30 : Antenne biconique et sa courbe de facteur d'antenne (d'après doc. EMCO)

Bande D (300 MHz-1000 MHz) :

L'antenne doit être polarisée dans un plan. On utilise des antennes plus complexes que le doublet, comme par exemple l'antenne log-périodique, constituée d'éléments couplés dont les fréquences d'accord sont en progression géométrique, ce qui lui confère une bande passante large. Un exemple est donné Figure 31.

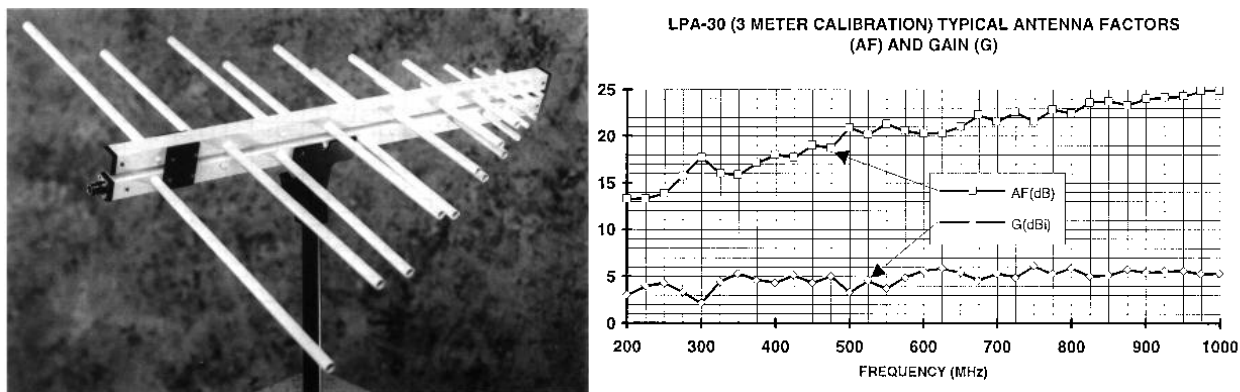


Figure 31 : Antenne log-périodique et son facteur d'antenne (d'après doc. Electro-Metrics)

La disposition de l'antenne est importante. Les mesures doivent être effectuées hors de toutes surfaces réfléchissantes soit en espace libre soit dans une chambre anéchoïque. La hauteur par rapport au sol et la distance par rapport au perturbateur doivent être connus. Les distances de mesures préférentielles sont 3, 10, 30 m etc.

On pourra consulter [CISPR 16] pour les recommandations plus précises concernant les méthodes de mesure rayonnées, notamment les distances à respecter, la nature du support, la disposition des lignes d'alimentation, etc. La disposition de mesure est représentée à la Figure 32.

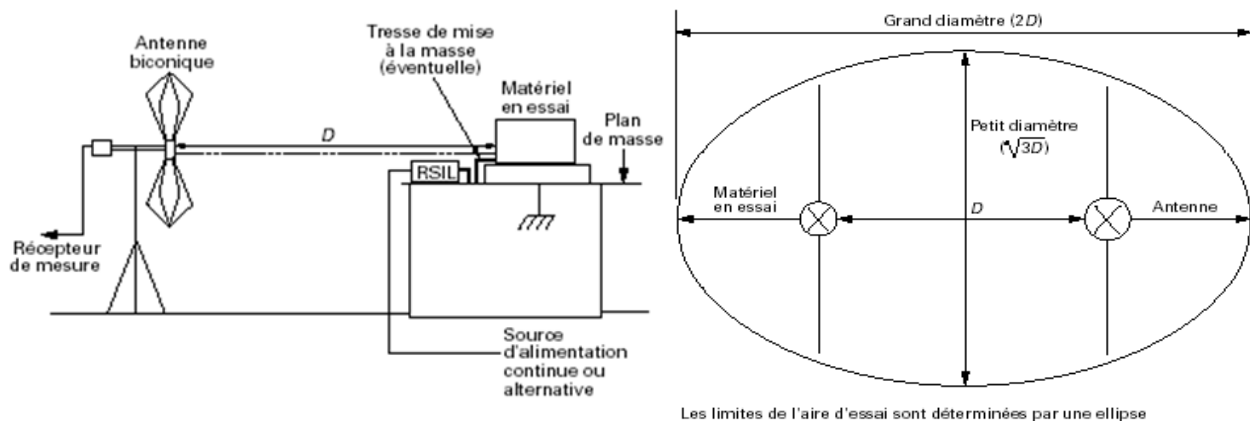


Figure 32 : Disposition de l'antenne et du dispositif sous test pour la mesure en champ lointain (d'après CISPR 16)

2.4 - Analyseur de spectre

C'est l'appareil préférentiellement employé pour les mesures en CEM. Il peut être utilisé pour analyser les propriétés des signaux de perturbation ou pour effectuer des mesures selon des procédures normalisées. Sa structure simplifiée est représentée Figure 33.

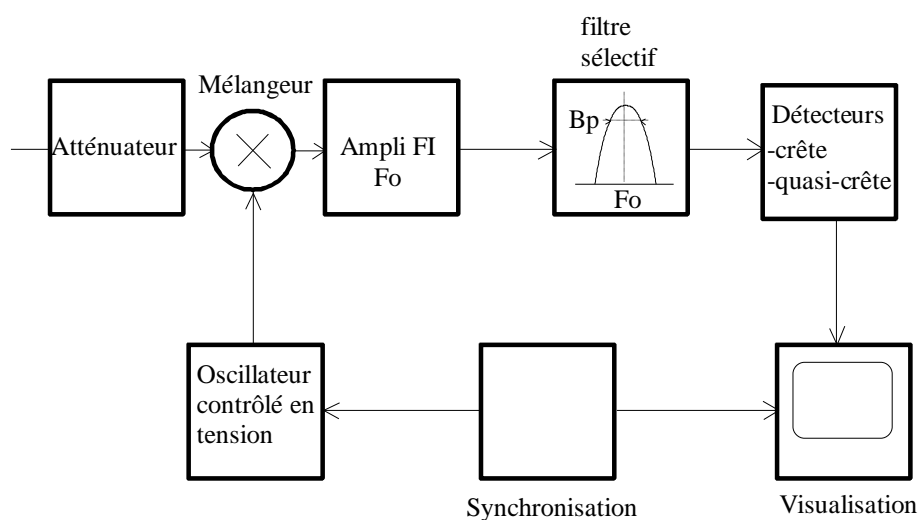


Figure 33 : Structure d'un analyseur de spectre hétérodyne

Les principaux points à prendre en considération dans le cas des mesures CEM sont :

- La bande passante de résolution (RBW_{-6dB}) : c'est la bande passante du filtre d'analyse à -6 dB, elle est de type gaussien. Elle va déterminer le fait que les mesures soient effectuées en bande étroite (une seule harmonique du signal dans la bande de résolution) ou large (plusieurs harmoniques dans la bande passante du filtre), comme représenté Figure 34 dans le cas d'un signal perturbateur répétitif, possédant donc un spectre de raies.

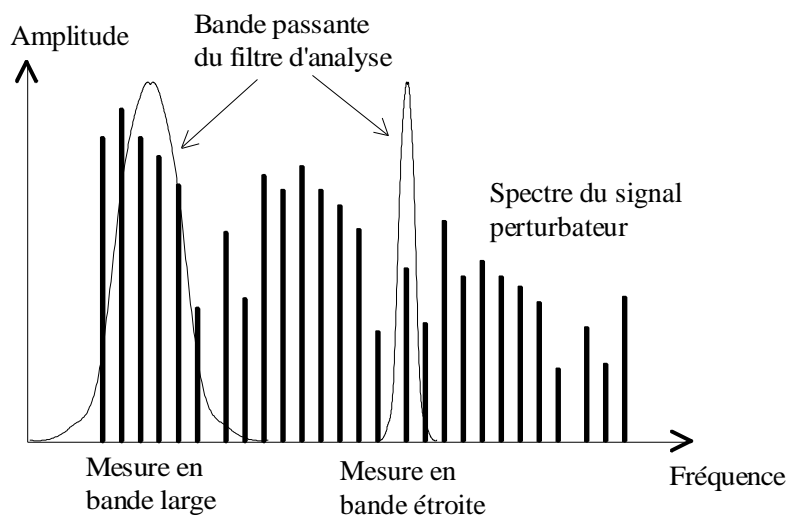
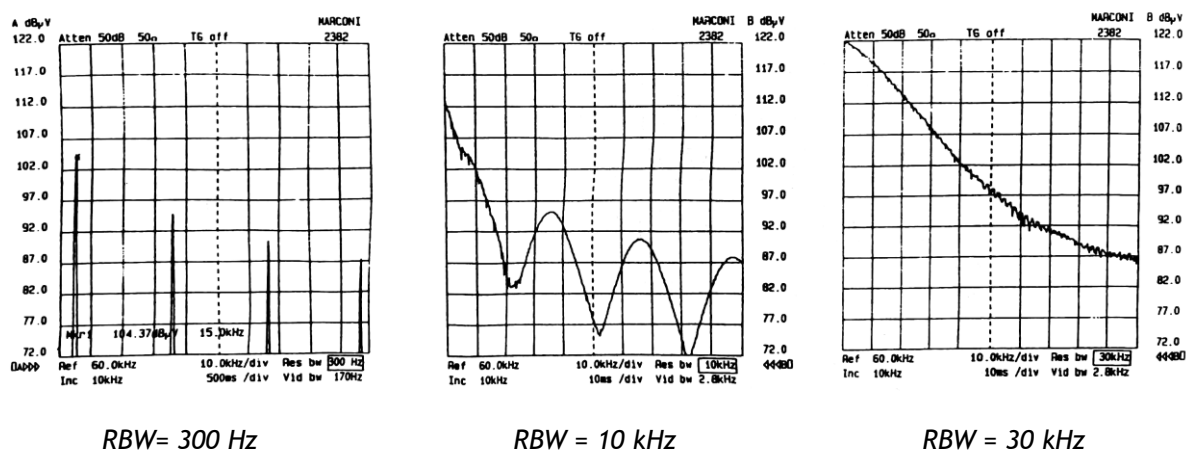


Figure 34 : Signal mesuré en bande étroite ou large

La Figure 35 présente trois cas de réglage de la bande de résolution pour l'observation d'un signal carré à 15 kHz. On observe que les raies du spectre ne sont plus discriminables dans le cas où RBW = 30 kHz, la mesure est alors réalisée en bande large. Pour discriminer les raies, il faut choisir une valeur de RBW inférieure ou égale à la fréquence du signal mesuré.



RBW= 300 Hz

RBW = 10 kHz

RBW = 30 kHz

Figure 35 : Effet du choix de RBW sur la représentation du spectre

Les signaux impulsionnels ou à très faible récurrence sont toujours mesurés en bande large. Les normes définissent la résolution selon la bande de fréquence mesurée, comme indiqué sur le tableau 1, mais ne donnent pas de recommandation sur la largeur de bande de mesure du signal.

Tableau 1 : Bandes de résolution normalisées pour les mesures CEM

Gamme de fréquence	A	B	C et D
Bande passante (-6dB)	200Hz	9kHz	120kHz

- Le mode de détection : les principaux modes de détection sont les modes crête, quasi-crête et moyen. Les normes recommandent la détection quasi-crête car elle est bien adaptée à la quantification de la gêne acoustique qui résulte de perturbations radiofréquences. Le niveau de sortie du détecteur quasi-crête est variable avec la fréquence du perturbateur. Ce mode de détection génère des temps de mesure beaucoup plus long qu'en détection crête. La détection de valeur moyenne fournit un niveau proportionnel à la fréquence du signal.

Le détecteur quasi-peak (QP) a été introduit dans les années 1930 pour mesurer les effets des interférences sur la réception des sons diffusés par les ondes en modulation d'amplitude. Une

grande partie des perturbations étant de nature impulsionnelle et les effets des interférences augmentant avec la fréquence de répétition, le détecteur QP associé à un voltmètre basse fréquence permettait une mesure représentative de la gêne occasionnée à l'écoute après démodulation. Les constantes de temps du détecteur quasi-peak ont été définies par le CISPR (Comité international spécial des perturbations radioélectriques), initialement pour une bande de fréquence de 150 kHz à 1605 kHz, qui correspond aux bandes d'émission AM, avant d'être étendues jusqu'à 30 MHz.

Tableau 2 : Caractéristiques du détecteur Quasi-Peak en fonction de la fréquence, normes CISPR 16-1-1 et ANSI C63.2

Caractéristiques	9 kHz-150 kHz (Bande A)	150 kHz-30 MHz (Bande B)	30 MHz-1 GHz (Bande C)
Bande passante du filtre d'analyse (-6dB)	200 Hz	9 kHz	120 kHz
Temps de charge (Tc)	45 ms	1 ms	1 ms
Temps de décharge (Td)	500 ms	160 ms	550 ms

La Figure 36 indique les niveaux fournis par ces trois détecteurs en fonction de la fréquence du signal de perturbation et pour les spécifications de réglage normalisées.

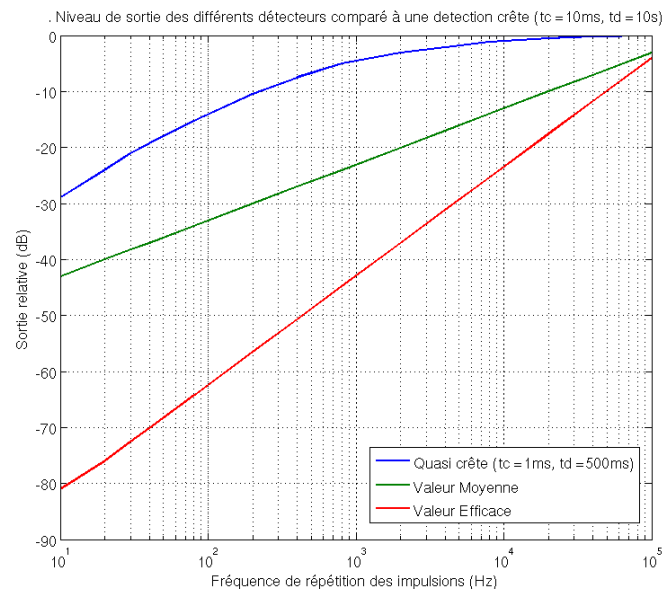


Figure 36 : Niveau de sortie des différents détecteurs en fonction de la fréquence du perturbateur

- La vitesse de balayage du filtre d'analyse : elle est liée à la bande de résolution. Le temps de réponse du filtre atteint 96% de sa valeur finale pour un temps

$$t_r = \frac{0,77}{RBW_{-6dB}}$$

Pour représenter correctement une raie d'harmonique, il faut donc que la bande de résolution soit balayée durant le temps de réponse du filtre, donc :

$$vitesse\ balayage = \frac{RBW_{-6dB}}{t_r}$$

En remplaçant t_r par l'expression précédente, on obtient un critère approximatif pour le réglage de la vitesse de balayage qui est souvent adopté de façon automatique par le récepteur de mesure :

$$vitesse\ balayage \leq RBW_{-6dB}^2$$

La Figure 37 présente un exemple de réglages correct et incorrect de la vitesse de balayage pour un signal sinusoïdal de 30 kHz, on observe clairement le décalage du pic et le niveau erroné de son amplitude dans le cas d'un balayage trop rapide.

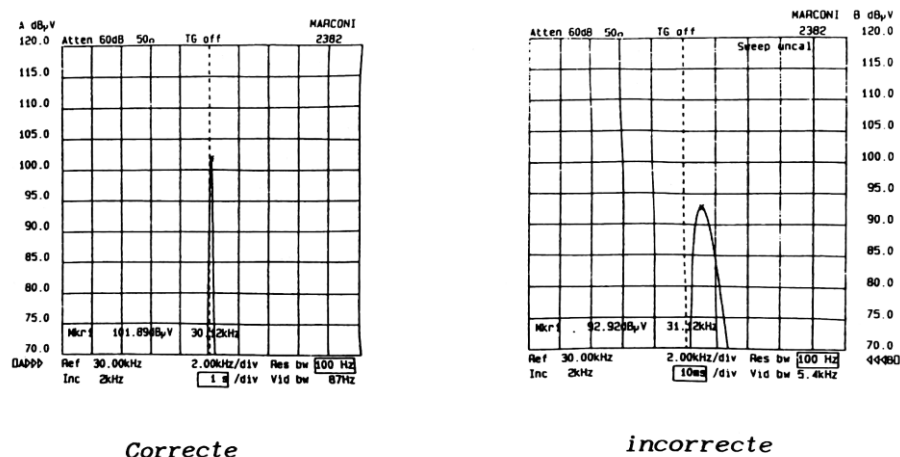


Figure 37 : Réglage de la vitesse de balayage du filtre de résolution RBW.

Il résulte de ces considérations que la mesure d'un signal avec un analyseur de spectre peut présenter de fortes variations selon qu'il est en bande étroite ou large et selon le mode de détection. Un dispositif de conversion statique peut fonctionner avec plusieurs fréquences de commutation (redresseur à 100 Hz, onduleur à 20 kHz).

Si l'objectif est de caractériser les sources de bruit, l'analyse spectrale doit alors être effectuée en bande étroite avec un filtre de résolution inférieur à la fréquence de commutation la plus faible. La détection doit être de type crête, elle est la plus rapide et bien adaptée.

Par contre, si l'objectif est d'effectuer des mesures normalisées, le choix du mode d'analyse est imposé par les recommandations du CISPR. Les niveaux mesurés peuvent donc être très différents de ce qui est observé dans le premier cas et ne pas refléter le pouvoir perturbateur réel du dispositif, il est notamment surestimé si les mesures sont effectuées en bande large.

3 - Les sources de perturbations électromagnétiques

On peut distinguer deux grandes catégories de sources de perturbations électromagnétiques : les sources de perturbations d'origine naturelle et les sources de perturbations qui proviennent de l'activité humaine

3.1 - Sources naturelles

3.1.1 - La foudre

Le phénomène de foudre est une décharge électrique se produisant entre un nuage en forme d'enclume, le cumulonimbus et le sol ou entre deux nuages. Les effets de cette décharge sur les matériels électriques dépendent de la distance entre ces matériels et du lieu de passage du courant de foudre, de l'intensité de ce courant, de la forme des décharges.

Le courant de foudre, même s'il n'impacte pas directement un bâtiment peut avoir des conséquences importantes tant par ses effets conduits que rayonnés. Il se caractérise par une succession d'impulsions de courant d'amplitudes variables qui parcourent le canal ionisé entre le nuage d'orage et le sol [DEGAU 1990]. Le courant de foudre peut être représenté par une succession d'impulsions bi-exponentielles dont le motif élémentaire est défini ci-dessous et représenté en temporel et fréquentiel à la Figure 38 :

$$I_{foudre} = I_0(e^{-\frac{t}{\tau_d}} - e^{-\frac{t}{\tau_m}})U(t)$$

$U(t)$ est la fonction échelon.

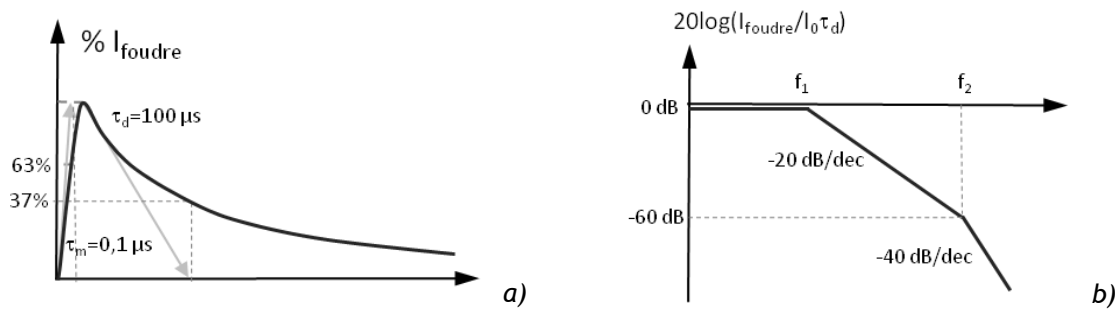


Figure 38 : Caractéristique temporelle a) et fréquentielle b) d'une onde de foudre (d'après [cours CEM Demoulin])

L'amplitude du courant de foudre peut atteindre 20 à 200 kA. La transformation de Fourier donnée ci-dessous permet de déterminer le domaine fréquentiel de cette onde ; il apparaît deux fréquences caractéristiques f_1 et f_2 qui déterminent les plages de fréquence sur lesquelles le spectre décroît à -20 puis -40 dB/décade.

$$I_{foudre}(f) = \frac{I_0 \tau_d}{\sqrt{[1 + (2\pi \tau_m f)^2][1 + (2\pi \tau_d f)^2]}}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \tau_d} \simeq 1,6 \text{ kHz et } f_2 = \frac{1}{2\pi \tau_m} \simeq 1,6 \text{ MHz}$$

L'onde de foudre est donc perturbatrice pour des fréquences inférieures à quelques MHz. Les champs électriques et magnétiques dus à la foudre se propagent à grande distance. Une étude de France Télécom effectuée dans le massif Central a montré des champs électriques de 4 V/m à 55 km du point d'impact d'un courant de foudre d'une valeur de crête de 10 kA

Les phénomènes induits dans les circuits électriques, par suite de l'existence de coups de foudre plus ou moins proches, ont des amplitudes et des formes variables. La forme des surtensions est en particulier influencée par la nature du couplage entre la foudre et le circuit considéré et par les éléments introduits volontairement dans ces circuits pour rendre les phénomènes moins gênants : condensateurs qui « étalent » les signaux et réduisent ainsi leur amplitude, limiteurs de surtensions tels que parafoudres éclateurs ou varistances, protégeant contre le danger de claquage mais laissant subsister des phénomènes à front raide, capables d'induire des perturbations dans d'autres circuits.

3.1.2 - Les aurores boréales

Lors d'une aurore boréale, manifestation visible d'une tempête géosolaire, un effet magnéto-hydrodynamique (MHD) est créé et a pour conséquence l'induction de courants lentement variables dans le sol, qui produisent des variations de potentiel de terre localement. Ce sont les grands ensembles, comportant de grandes surfaces de boucles et des lignes longues, dans les régions nordiques, qui sont le plus exposés à ce type d'agression.

On peut citer, lors d'une tempête géosolaire en mars 1989, le cas de la province du Québec qui s'est trouvée privé d'électricité pendant 9 heures touchant 6 millions d'utilisateurs [GEOSTORM 89] au pire de la tempête géosolaire.

3.2 - Sources artificielles

La plupart des sources de perturbations sont dues à l'activité humaine. Elles sont généralement de nature « à large bande », soit de type impulsif, comme les phénomènes de commutation, soit du type aléatoire, tel que l'effet couronne sur les lignes à haute tension.

- Les émetteurs intentionnels d'ondes électromagnétiques présentées dans le tableau 3 sont caractérisés par une bande étroite de fréquences pouvant être située entre une centaine de kilohertz et quelques dizaines de gigahertz [COST 2010].

Tableau 3 : Principaux émetteurs de télécommunication (Source Télédiffusion de France)

Fréquence	Utilisation	Puissance maximale	Ordre de grandeur du champ à proximité de l'émetteur
< 130 kHz	Balises maritimes		
150 kHz	Radiodiffusion grandes ondes et radionavigation	Quelques MW	150 dB (μV/m) à 500 m
500 kHz	Radiodiffusion ondes moyennes	Quelques 100 kW	145 dB (μV/m) à 200 m
1 600 kHz	Communication MF et HF (marine, aviation, militaire) Radiodiffusion ondes courtes	Quelques 10 kW Quelques 100 kW	123 dB (μV/m) à 500 m 130 dB (μV/m) à 500 m
27/2 000 MHz	Talkie-walkie Radiotéléphones privés et services publics CB (27 MHz) GSM	Quelques W Quelques 10 W	140 dB (μV/m) à 1 m 130 dB (μV/m) à 30 m
87/108 MHz	Radiodiffusion modulation de fréquence	Quelques 10 kW	130 dB (μV/m) à 200 m
176/223 MHz	Télévision VHF	Quelques 10 kW	125 dB (μV/m) à 200 m
108/144 MHz 328/335 MHz 960/1 215 MHz	Émetteurs VHF et UHF aéronautiques et maritimes, balises	10 à 50 W	100 dB (μV/m) à 200 m
470/862 MHz	Télévisions UHF	Quelques 10 kW	120 dB (μV/m) à 200 m
1 GHz	Radars	Quelques MW	146 dB (μV/m) à 1 km
900MHz à 1800MHz	Téléphonie GSM (station de base)	Quelques 10W	126dB (μV/m) à 200m
2,4 GHz	Wi-Fi, Bluetooth	Quelques mW	90 dB (μV) à 3m
2 à 40 GHz	Télécommunications hyperfréquences Faisceaux hertziens	Quelques W	70 dB (μV/m) à 1 km

Il convient de distinguer d'une part les émetteurs de télécommunication (radiodiffusion, télévision, radar, GSM...) qui sont conçus pour transmettre leur rayonnement à moyenne ou grande distance, et d'autre part les émetteurs industriels, domestiques ou médicaux dont le but est de céder de l'énergie par rayonnement électromagnétique dans un espace bien limité (chauffage par induction par exemple), le tableau 4 donne les caractéristiques de tels rayonnements.

Tableau 4 : Émetteurs industriels, médicaux et domestiques (Source Télédiffusion de France)

Application	Fréquence	Puissance maximale	Ordre de grandeur du champ rayonné
Tables de cuisson à induction domestiques	Quelques 10 kHz	Quelques kW	110 à 130 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 3 m (fondamental) 70 à 100 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 3 m (harmoniques)
HF médical et paramédical fonctionnant à éclateurs (diathermie, massages ...)	Spectre large Quelques 10 kHz à quelques 100 kHz	Quelques 10 W	70 à 100 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 3 m en ondes kilométriques
Machines à induction pour traitement des métaux	100 à 600 kHz	Quelques 100 kW	90 à 110 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 3 m
Chauffage diélectrique pour traitement des matières plastiques	6,78 MHz 13,56 MHz 27,12 MHz 40,68 MHz	Quelques 100 W à Quelques 100 kW	80 à 130 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 30 m
HF médical (diathermie, bistouri électrique)	27 MHz	Quelques 10 W	60 à 90 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 30 m
Fours de séchage (laine, bois)	27 MHz	Quelques 10 kW	80 à 110 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 30 m
Tunnels de décongélation Stérilisation	915 MHz (sous dérogation) 2 450 MHz	Quelques 10 kW Quelques kW	90 à 120 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 30 m
Fours à micro-ondes domestiques	2 450 MHz	Quelques 100 W	80 à 110 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 3 m

4 - Les normes

Deux principales catégories de normes existent : celles qui définissent les niveaux tolérés d'émission conduite ou rayonnée, et celles qui définissent la susceptibilité électromagnétique d'un équipement, à savoir sa tolérance aux agressions électromagnétiques. Les normes se veulent représentatives de l'usage des équipements sous test mais ne peuvent représenter toutes les situations. Elles ont aussi l'intérêt de fixer des conditions reproductibles de mesure et permettent donc de comparer des équipements différents dans les mêmes conditions d'usage.

Les figure 39 et 40 donnent des exemples de norme d'émissions conduites et rayonnées maximale pour les équipements de traitement de l'information (norme EN55022/32) et pour le domaine automobile (CISPR 25 : protection des récepteurs embarqués).

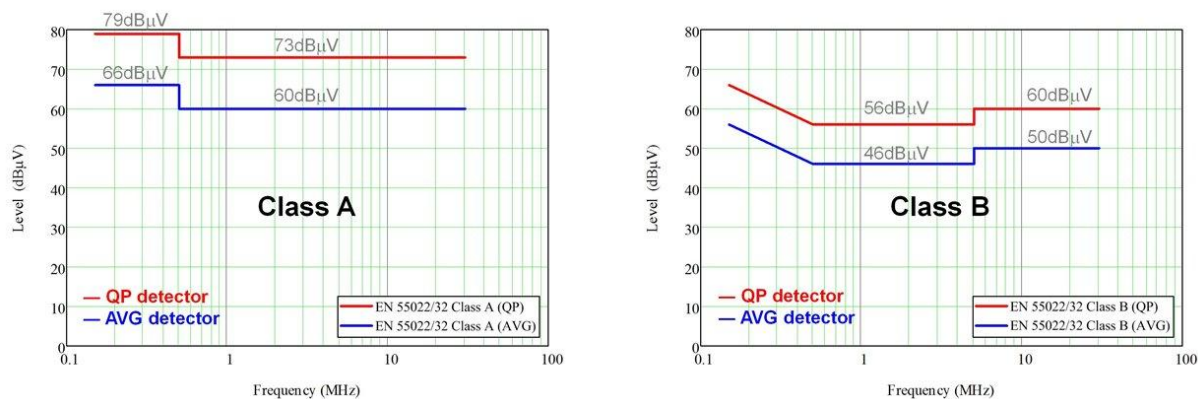


Figure 39 : Niveaux d'émission conduit de la norme EN55022/32 selon la classe d'application et le type de détection (quasi-crête / moyen)

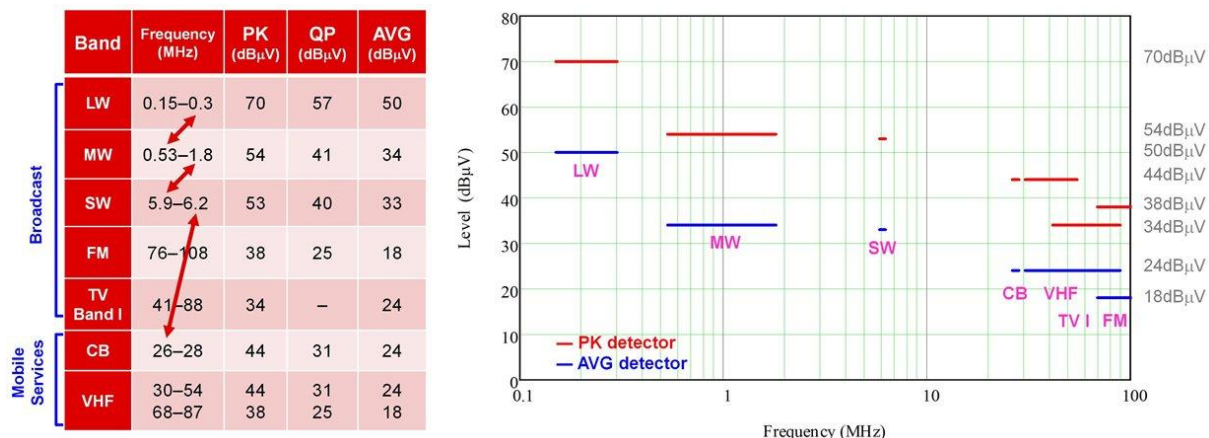


Figure 40 : Niveaux d'émission conduite pour un équipement embarqué dans une automobile : norme CISPR 25 selon le type de détection (quasi-crête / moyen) et selon la gamme de fréquence du récepteur radio.

Un objectif important des normes est donc de caractériser aussi précisément que possible l'environnement de mesure en conduit et en rayonné (mesure en espace libre, en chambre anéchoïque, support des appareils), les conditions de mesure (longueur des câbles, distance des antennes, hauteur, angle, etc.), la calibration et le réglage des appareils de mesure utilisés, ceci dans le but d'effectuer des mesures reproductibles et fiables (voir l'exemple Figure 32).

Depuis le 01/01/1996, tout équipement électrique doit obligatoirement satisfaire à une ou plusieurs normes CEM liée à sa catégorie. Historiquement les normes ont été établies pour la protection de la radiodiffusion [CISPR 20], mais ce champ est aujourd'hui étendu, comme en témoignent les normes de susceptibilité [CEI 1000] : robustesse de telle catégorie d'équipement aux décharges électrostatiques, aux courants induits, aux champs électromagnétiques, à l'IEMN (impulsion électromagnétique nucléaire). Nous nous bornerons à mentionner ci-dessous quelques normes d'émission et d'immunité électromagnétique qui concernent des équipements usuels.

4.1 - Normes en émission

Perturbations conduites basses fréquences :

- EN 61000-3-2 : Perturbations produites dans les réseaux d'alimentation.

Partie 2 : Harmoniques

- EN 61000-3-3 : Perturbations produites dans les réseaux d'alimentation.

Partie 3 : Flicker et fluctuations de tension

Perturbations conduites et rayonnées hautes fréquences :

⇒ Classement en fonction du type d'appareil :

- EN 55011 : Limites et méthodes de mesure des perturbations radioélectriques des appareils industriels, scientifiques et médicaux (ISM).
- EN 55013 : Limites et méthodes de mesure des perturbations radioélectriques des récepteurs de radiodiffusion et appareils associés.
- EN 55014 : Limites et méthodes de mesure des perturbations radioélectriques des appareils électrodomestiques et des outils électriques.
- EN 55015 : Limites et méthodes de mesure des perturbations radioélectriques des lampes à fluorescence et des luminaires.

- EN 55022 : Limites et méthodes de mesure des perturbations radioélectriques des appareils de traitement de l'information (ATI)

4.2 - Normes fondamentales en immunité

⇒ Classement par phénomène physique perturbateur :

- EN 61000-4-2 : Immunité aux décharges électrostatiques.
- EN 61000-4-3 : Immunité aux rayonnements électromagnétiques.
- EN 61000-4-4 : Immunité aux transitoires rapides en salves.
- EN 61000-4-5 : Immunité à l'onde de choc (foudre).
- EN 61000-4-6 : Immunité à l'injection de courant HF.
- EN 61000-4-8 : Immunité au champ magnétique 50 Hz.
- EN 61000-4-11 : Immunité aux creux et variations de tension. Remarque : De nombreuses autres normes d'immunité sont à l'étude.

Références :

[AMEDEO 2010] A. Amédéo, "Etude des phénomènes de réflexions, diaphonie et de stabilité des alimentations sur les cartes à haute densité d'interconnexions », thèse de l'École normale supérieure de Cachan - 14 janvier 2010. <https://theses.hal.science/tel-00505781v1/file/Amedeo2010.pdf>

[AZOUL 1988] A. Azoulay, « Mesures de champ électromagnétique », Les Techniques de l'Ingénieur, E6140V1, 1988.

[BADOU 1984] R. Badoual, « Les Micro-ondes », édition Masson, 1984.

[BEGAU 2023] X. Bégaud, « Conception d'antennes, fondamentaux », Les Techniques de l'Ingénieur, E3280V2, 2023.

[BOGATIN 2003] E. Bogatin, "Signal Integrity Simplified", Prentice Hall professional technical reference, ISBN 978-0-13-066946-9, 480 pages, 2003.

[CEI 1000] Normes CEI 1000-4-1 (généralités), CEI 1000-4-8 (champs magnétiques secteur), CEI 1000-4-9 (champs magnétiques impulsionnels), CEI 1000-4-10 (champs magnétiques 1Hz-1MHz), CEI 801-3 (champs électromagnétiques de fréquence radio), CEI 801-5 (impulsions électromagnétiques), CEI 801-6 (perturbations de conduction dues aux champs radioélectriques).

[CISPR 11] Recommandations du Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques, définit les exigences d'émissions rayonnées et conduites pour les équipements industriels, scientifiques et médicaux.

[CISPR 16] Recommandations du Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques :

-CISPR 16 -1-1 : Spécifie les caractéristiques et performances des appareils de mesure des champs radioélectriques, ainsi que les exigences pour les appareils spécialisés de mesure de perturbations discontinues.

-CISPR 16 -1-4 : Détaille les caractéristiques et performances des équipements pour la mesure des perturbations radiées, incluant les spécifications pour les antennes et sites de test.

[CISPR 20] Recommandations du Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques : concerne les caractéristiques d'immunité et les limites d'émission pour les récepteurs de télévision, radiodiffusion sonore et équipements associés dans des environnements résidentiels, commerciaux et industriels légers.

[CHASTANG 2013] C. Chastang, « Techniques et méthodologies de validation par la simulation des liens multi-gigahertz des cartes électroniques haute densité », thèse de l'École normale supérieure de Cachan - 18 mars 2013. <https://theses.hal.science/tel-00846476v1/file/Chastang2013.pdf>

[COST 2010] F. Costa, « Compatibilité électromagnétique, présentation générale ». Les Techniques de l'Ingénieur, D1300V2, 2010.

[DEGAU 1990] P. Degauque, J. Hamelin, "Compatibilité électromagnétique" édition Dunod 1990.

[GEOSTORM 1989] https://en.wikipedia.org/wiki/March_1989_geomagnetic_storm

[GORAL 2017] B. Goral, « Techniques et méthodologie de conception du réseau de distribution d'énergie d'une carte électronique complexe à haute densité d'interconnexion », thèse de l'École normale supérieure de Paris-Saclay, 12 octobre 2017. https://theses.hal.science/tel-01679942v1/file/73482_GORAL_2017_archivage.pdf

[LABOUR 1993] E. Labouré, F. Costa, F. Forest, "Current measurement in static converters and realization of a high frequency passive current probe (50A-300MHz)", actes du congrès EPE93, Brighton septembre 1993, pp.4/478-4/483.

[ZAK 2001] Thèse T.Zak, « Intégration des exigences d'intégrité de signal et de compatibilité électromagnétique dans la conception des cartes électroniques numériques rapides et mixtes », 2001.

[WHITE 1964] H. Whiteside and R. King, "The loop antenna as a probe," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 12, no. 3, pp. 291-297, May 1964.