

Principe généraux de la compatibilité électromagnétique

François COSTA¹

Édité le
 16/06/2025

école _____
 normale _____
 supérieure _____
 paris-saclay _____

¹ Professeur émérite, 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.

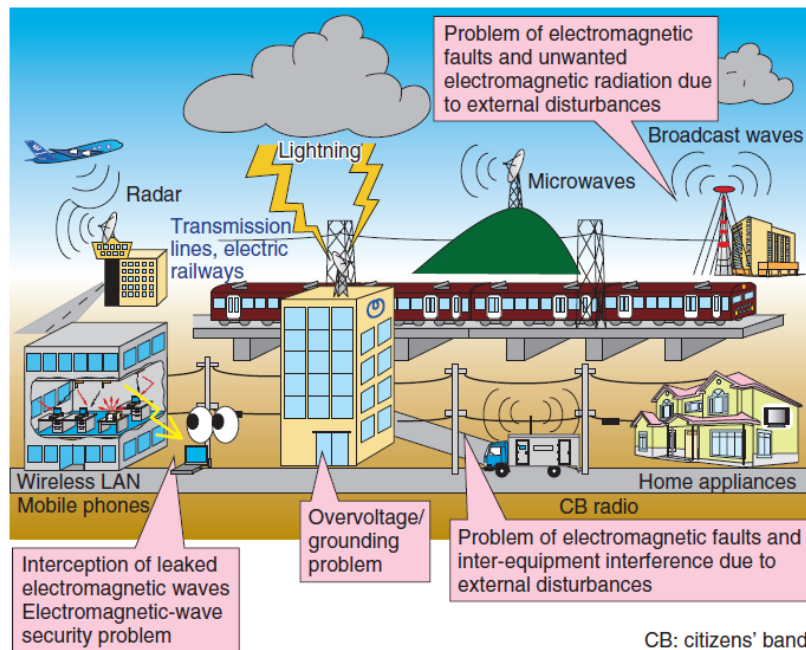


Figure 1 : Représentation schématique des interactions entre équipements relevant de la CEM

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).

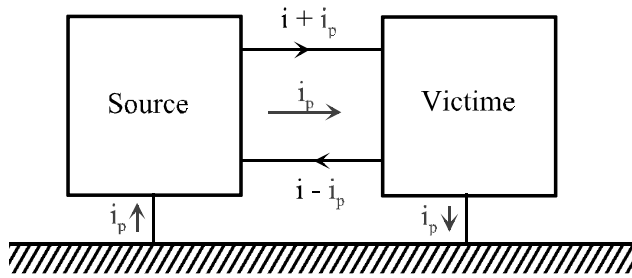


Figure 2 : Circulation du courant de mode commun.

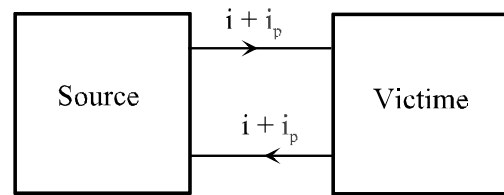


Figure 3 : Circulation du courant de mode différentiel.

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.

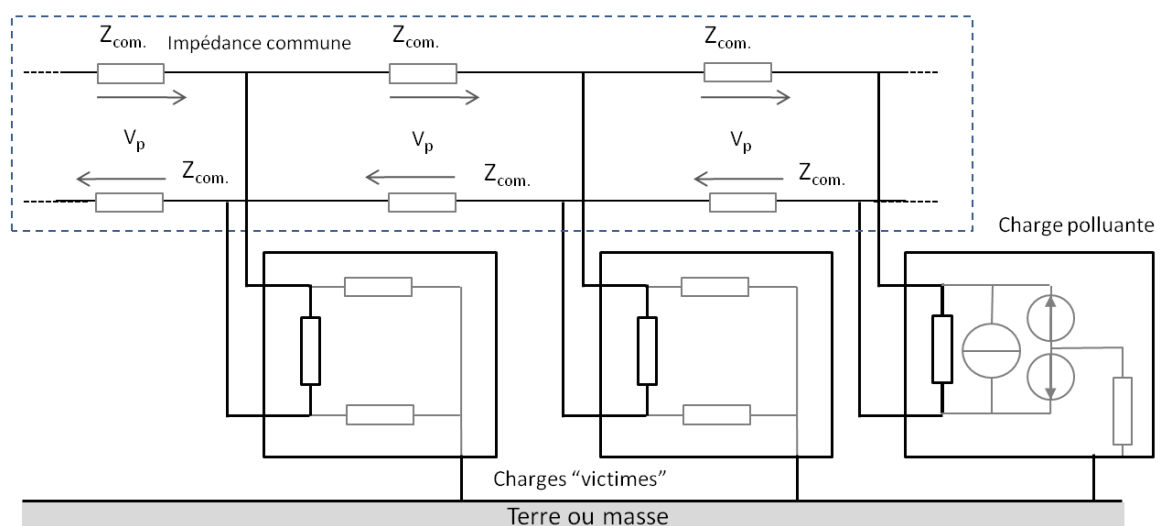


Figure 4 : Couplage par impédance commune en mode commun et différentiel

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_{pmd12} 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.

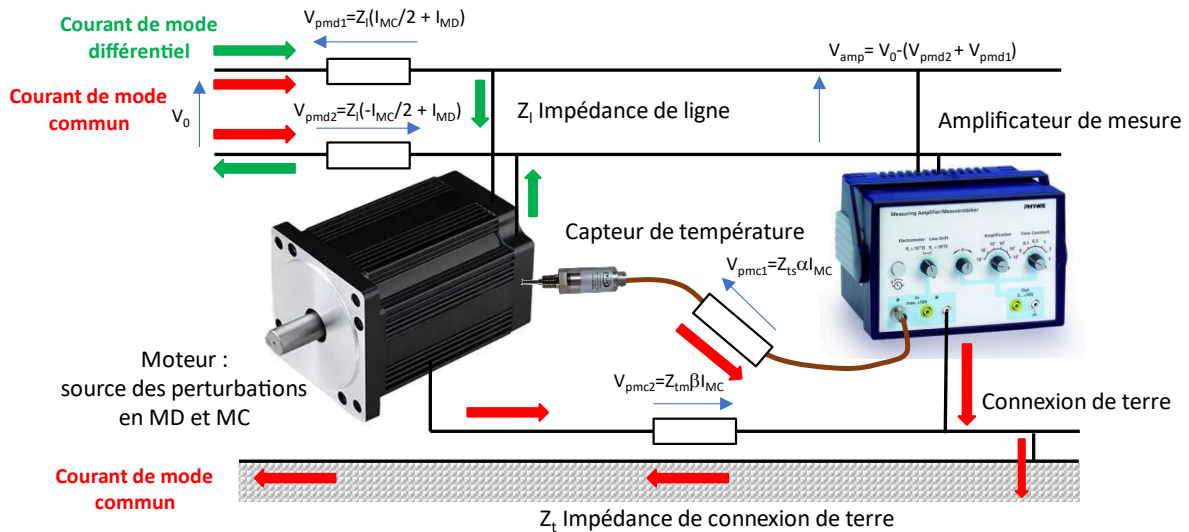


Figure 5 : Exemple de situation de couplage par impédance commune en mode commun et différentiel.

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 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.

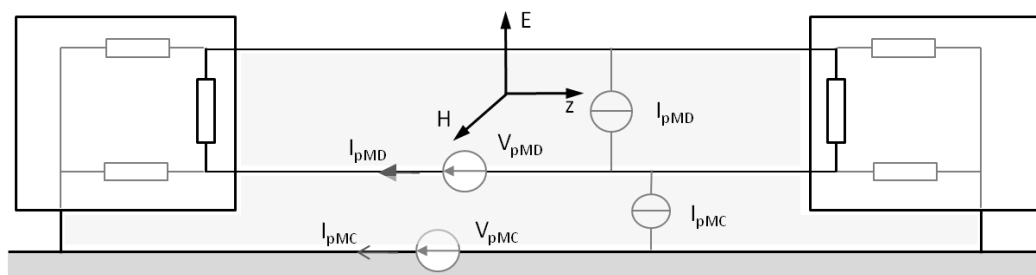


Figure 6 : Couplage champ à câble en mode commun

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

$$V_{pMC} = \iint_{\text{surface MC}} \mu_0 \frac{dH}{dt} ds \qquad I_{pMD} = \iint_{\text{surface MD}} \varepsilon_0 \frac{dE}{dt} ds$$

$$V_{pMD} = \iint_{\text{surface MD}} \mu_0 \frac{dH}{dt} ds \qquad I_{pMC} = \iint_{\text{surface MC}} \varepsilon_0 \frac{dE}{dt} ds$$

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 : $V_{in} = V_0 + V_p$.

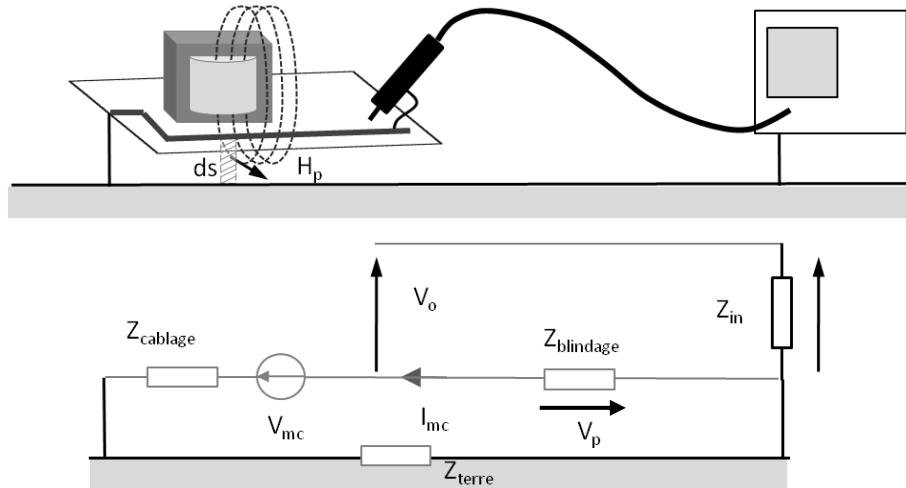


Figure 7 : Couplage champ à câble en mode différentiel

La **diaphonie** (Figure 8) est évoquée lorsque les liaisons entre boîtes 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.

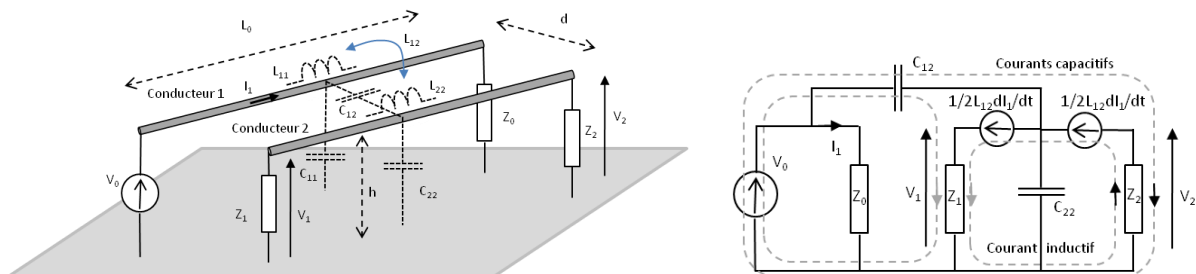


Figure 8 : Effet de diaphonie et modèle circuit équivalent.

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, le courant circulant dans le conducteur victime est donné par :

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

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.

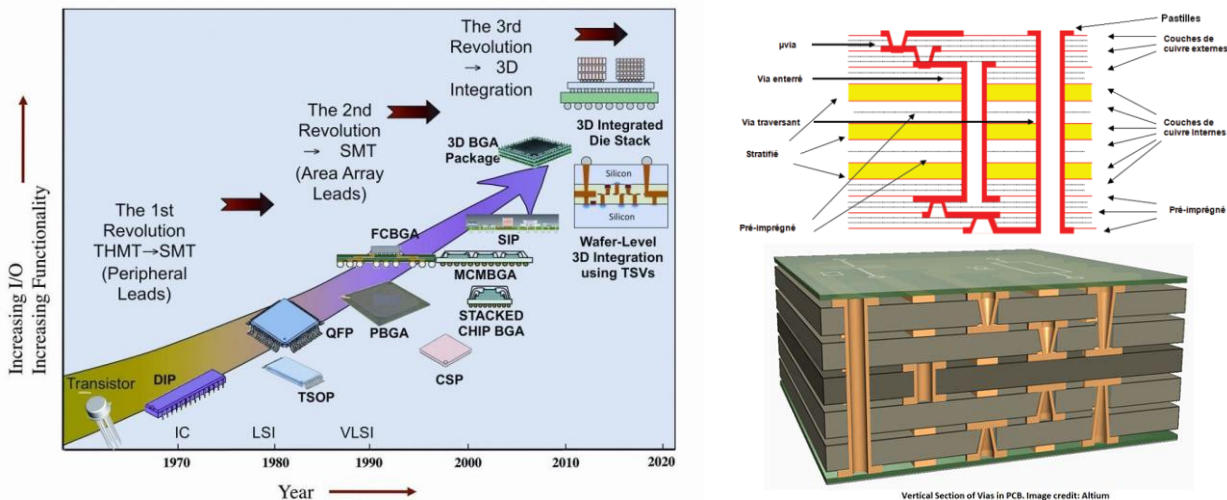


Figure 9 : Évolution du nombre de broches des circuits intégrés, structure d'une carte imprimée

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.

2.2.1 - 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 tensions et courants 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.

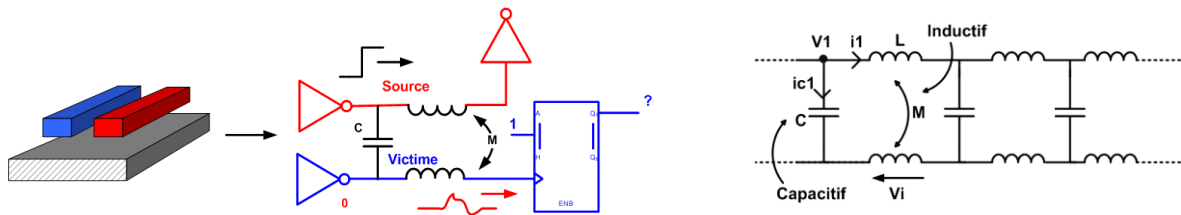


Figure 10 : Représentation géométrique et électrique d'un couplage, modèle distribué

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.

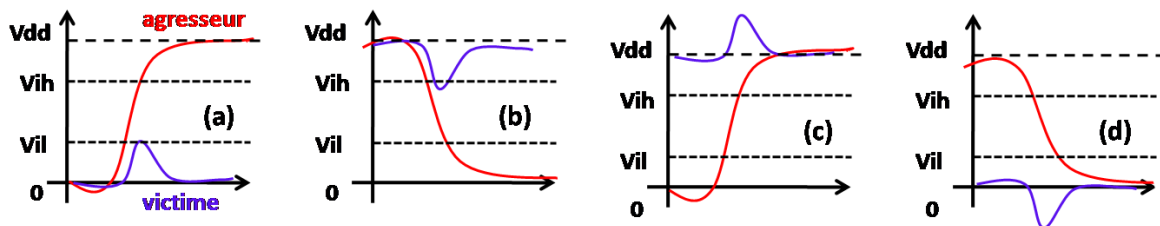


Figure 11 : Effets de la diaphonie sur une ligne victime

2.2.2 - 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 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.

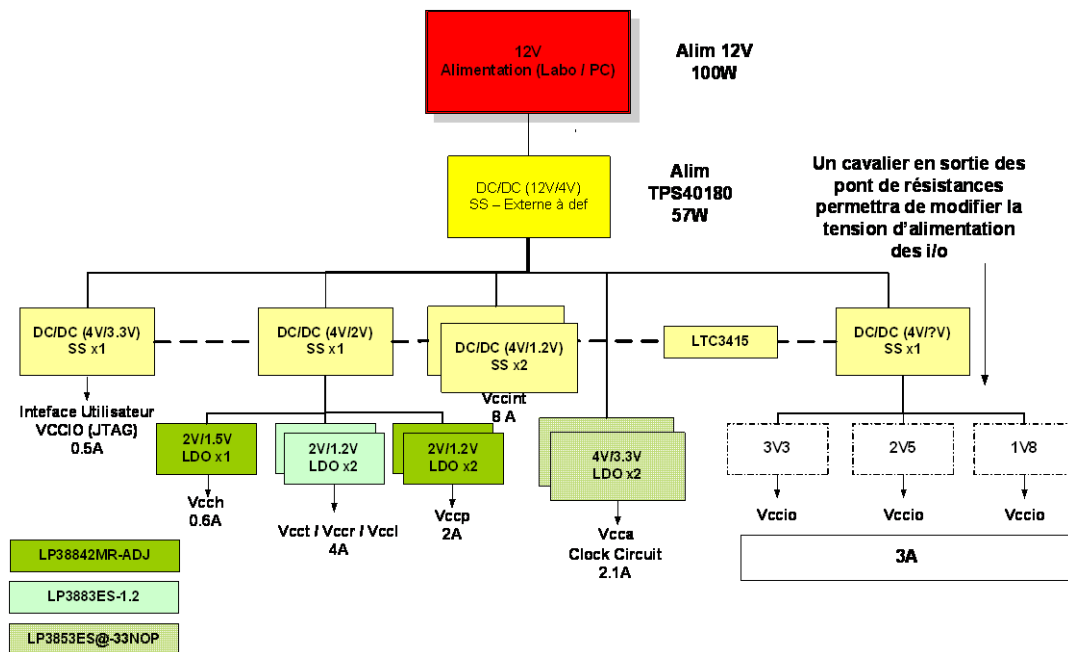


Figure 12 : Exemple de système d'alimentation d'une carte

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.

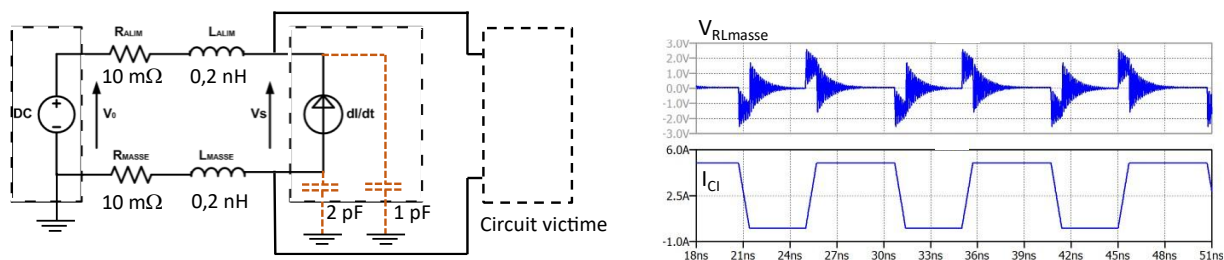


Figure 13 : Modèle d'impédance d'une ligne d'alimentation, exemple de fluctuation de tension induite sur la ligne de masse ($di/dt=7,1 \text{ A/ns}$, $V_0=5 \text{ V}$).

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).

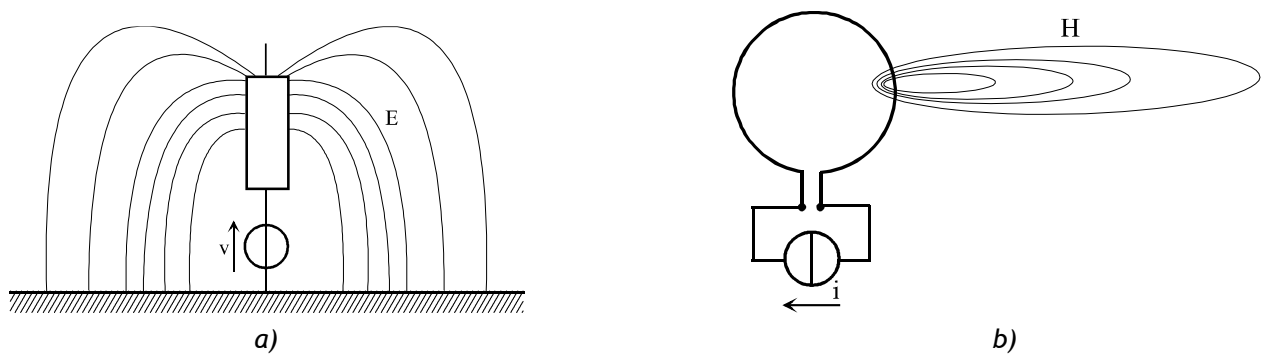


Figure 14 : Émission en champ électrique et magnétique

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.

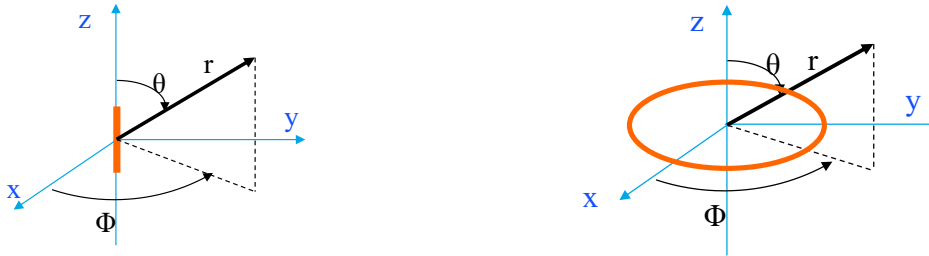


Figure 15 : Représentation des dipôle et boucle élémentaires

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).

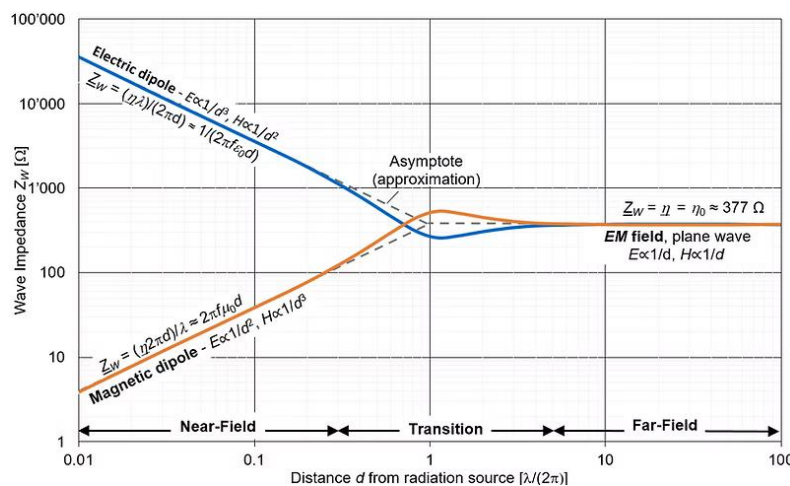


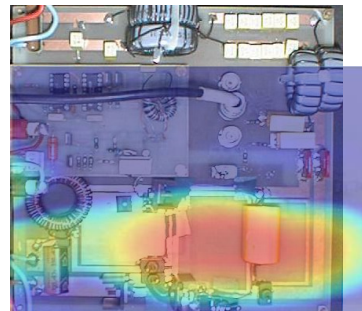
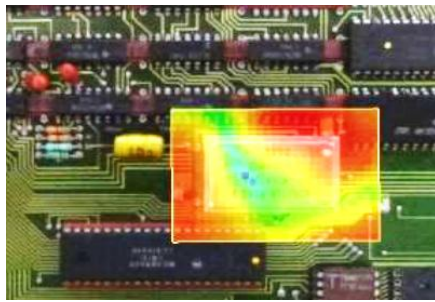
Figure 16 : Évolution de l'impédance d'onde selon la nature du dipôle et le nombre d'onde

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 est électrique, l'impédance d'onde est grande ($\sim 4000\Omega$), 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 ($\sim 40 \Omega$), 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

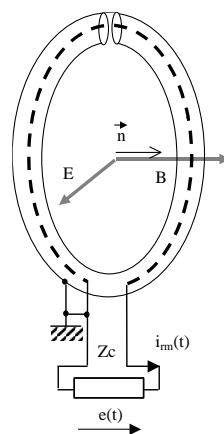
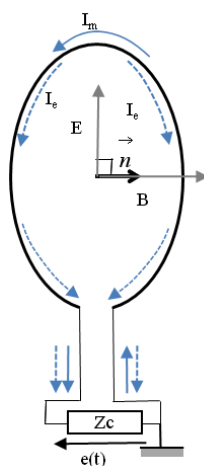
b) au-dessus d'un convertisseur DC-DC Buck à 20 kHz, champ Hz

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.

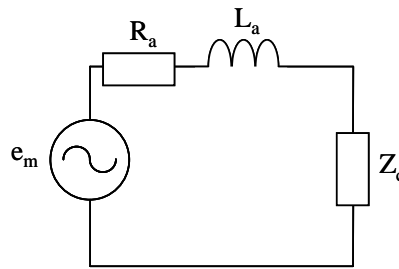


Figure 19 : Modèle équivalent de la sonde de champ

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

$$T_B(\omega) = \frac{e(\omega)}{B(\omega)} = \frac{Z_c j \omega \pi \frac{D^2}{4}}{Z_c + R_a + j \omega L_{a0}}$$

D : diamètre de la boucle, d : diamètre du conducteur, R_a : résistance de la boucle, L_{a0} : inductance de la boucle :

$$L_{a0} = \mu_0 \frac{D}{2} \left(\ln \left(\frac{8D}{d} \right) - \frac{7}{4} \right)$$

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 = R₀ = 50 Ω et que R₀ >> 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, c'est l'inverse de la fonction de transfert précédemment définie.

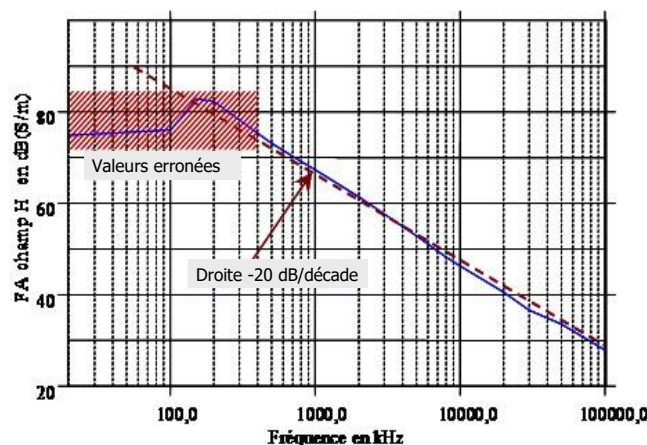


Figure 20 : Facteur d'antenne de la sonde représentée à la figure 16 b), (doc. Emco).

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 mesures 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.

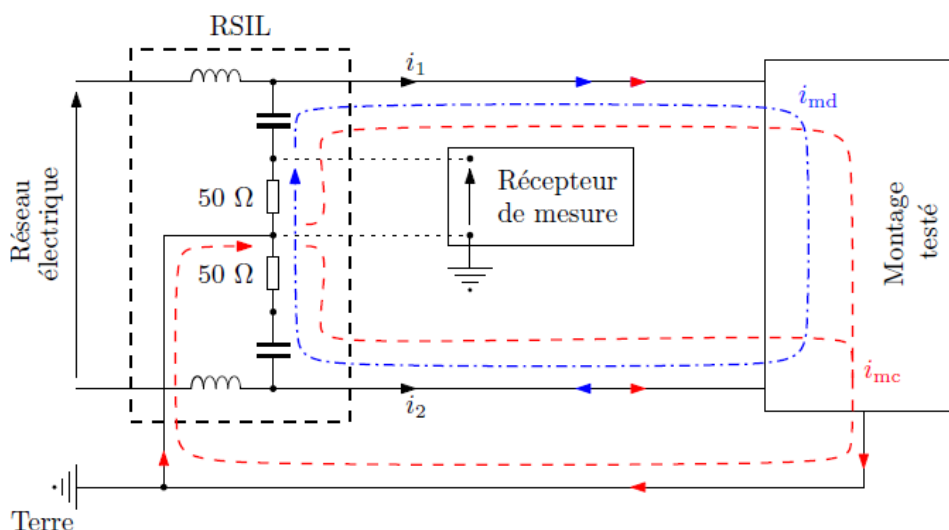


Figure 21 : Principe d'insertion d'un RSIL (doc. Thèse A. Videt, univ. Lille, 12/2008)

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.

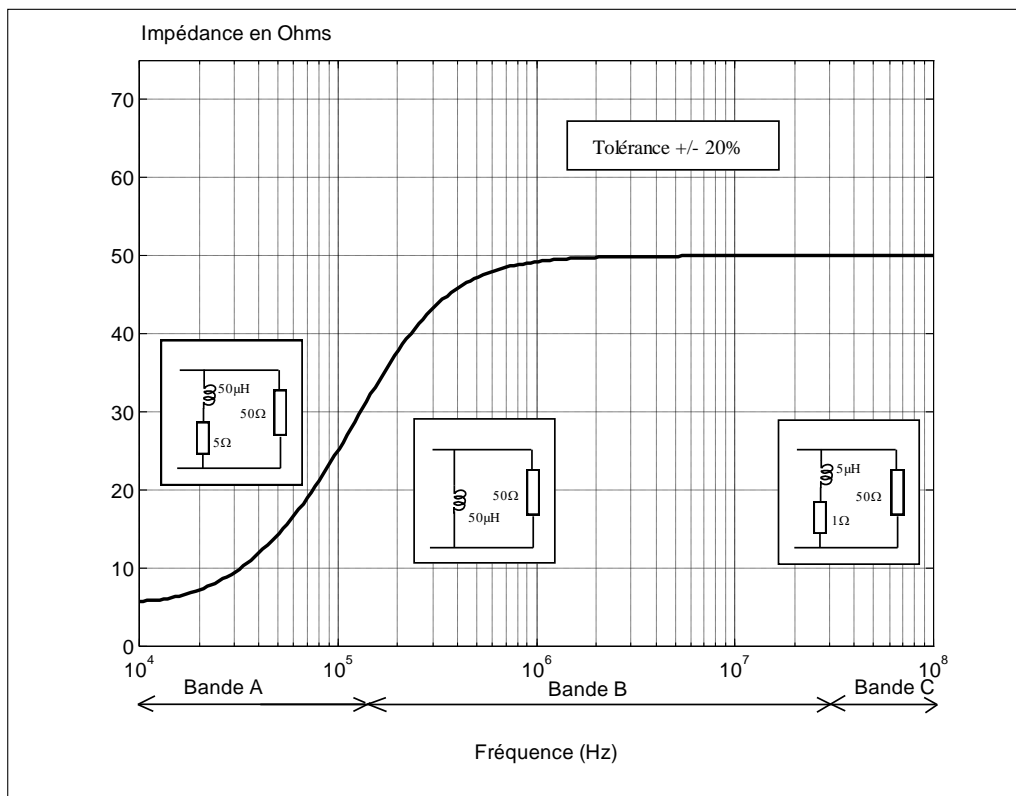


Figure 22 : Impédance de mode commun du RSIL

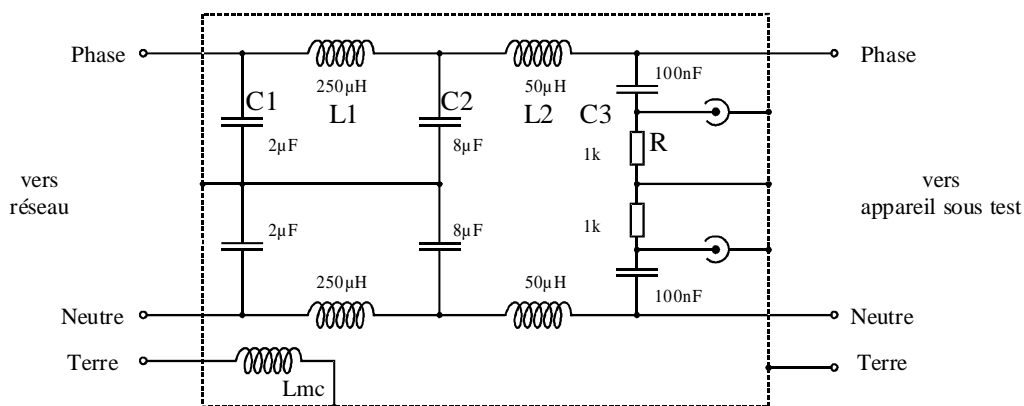


Figure 23 : Schéma de principe d'un RSIL monophasé (d'après doc. Chase Electronics)

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.

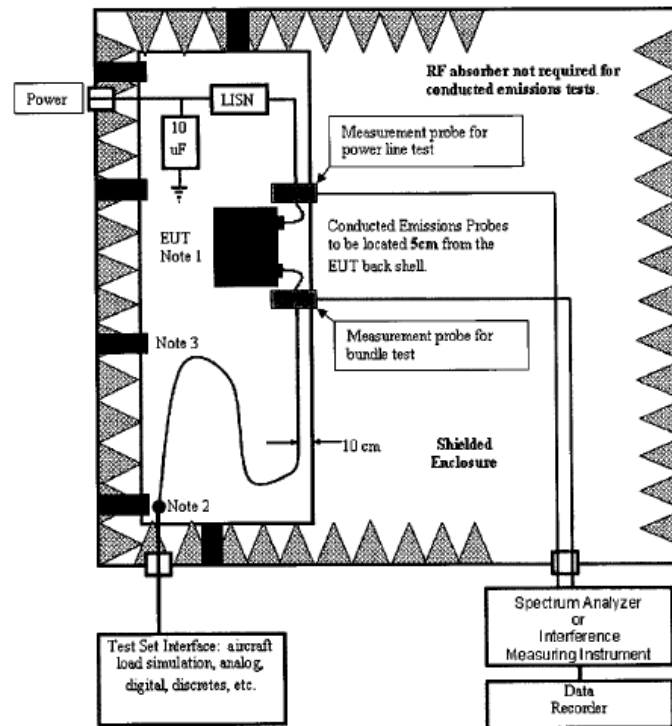


Figure 24 : Dispositif de mesure de perturbations conduites selon la norme DO160G.

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

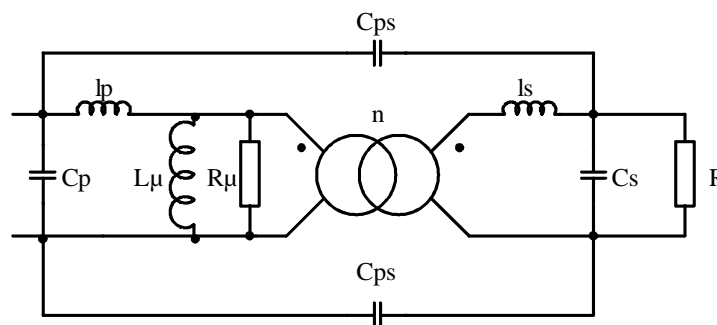


Figure 25 : Modèle du transformateur de courant

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 linéaires du dispositif en fonction des grandeurs impliquées (courant continu I_{DC} , courant alternatif maximal I_{ACmax} , 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 primaires 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.

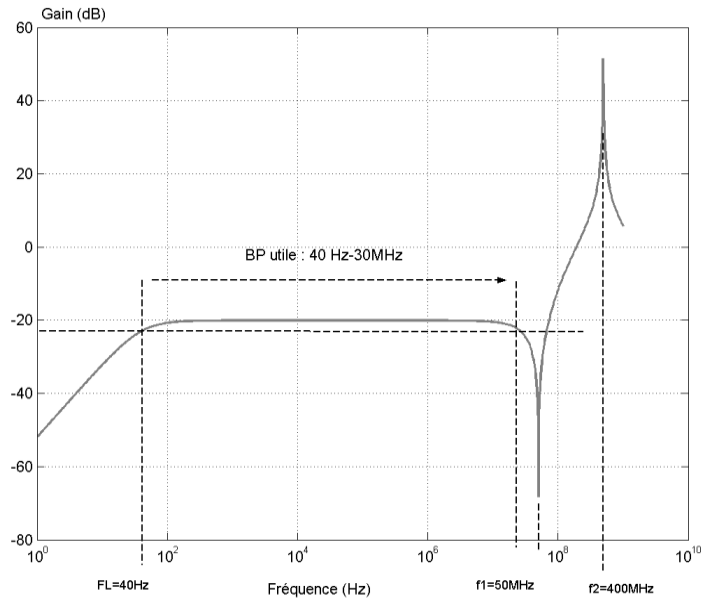


Figure 26 : Fonction de transfert du transformateur de courant obtenue par le modèle

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.

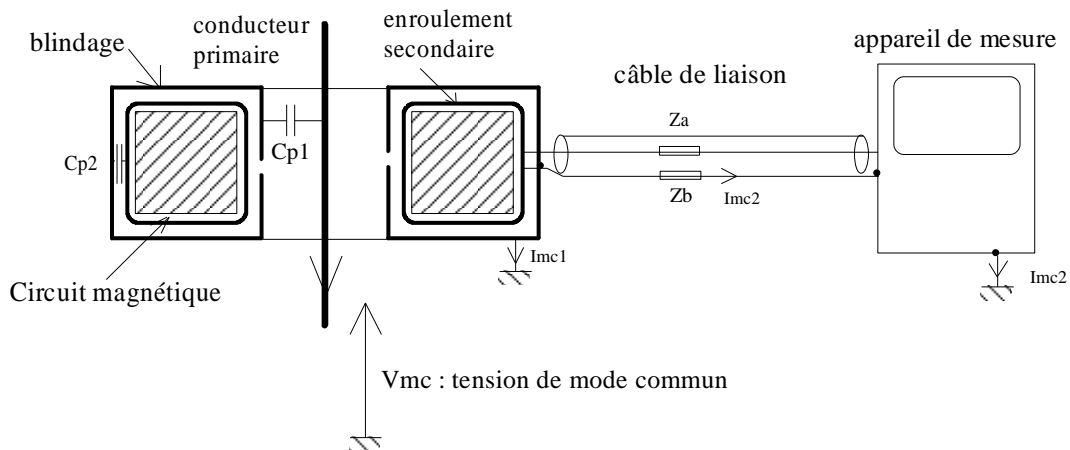


Figure 27 : Réduction des perturbations du capteur par blindage

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.

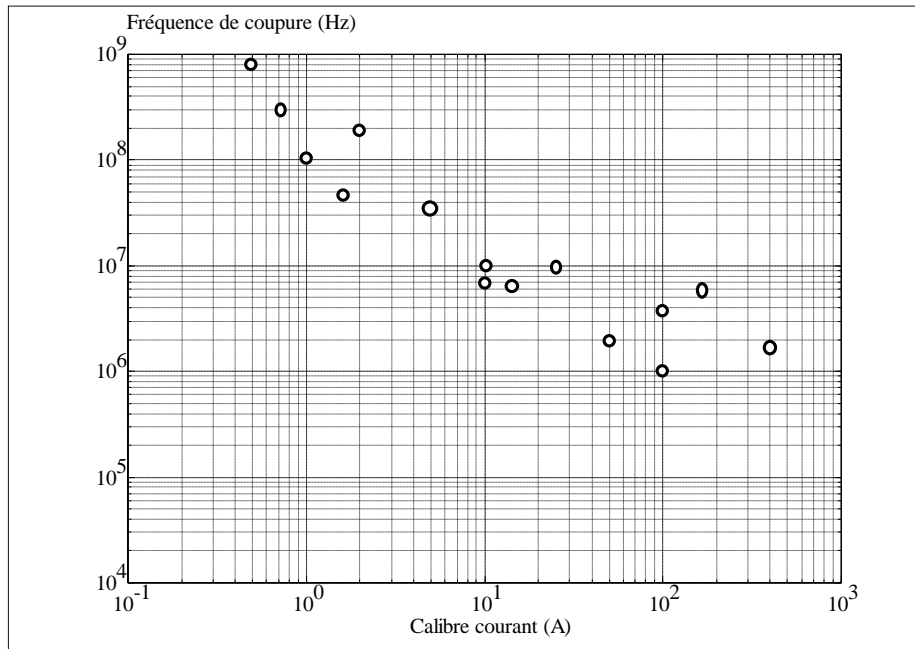


Figure 28 : Fréquence de coupure haute des transformateurs de courant en fonction du calibre en courant (d'après doc. Pearson)

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 : $F_a = 20 \cdot \text{Log} \frac{E}{H}$.

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.

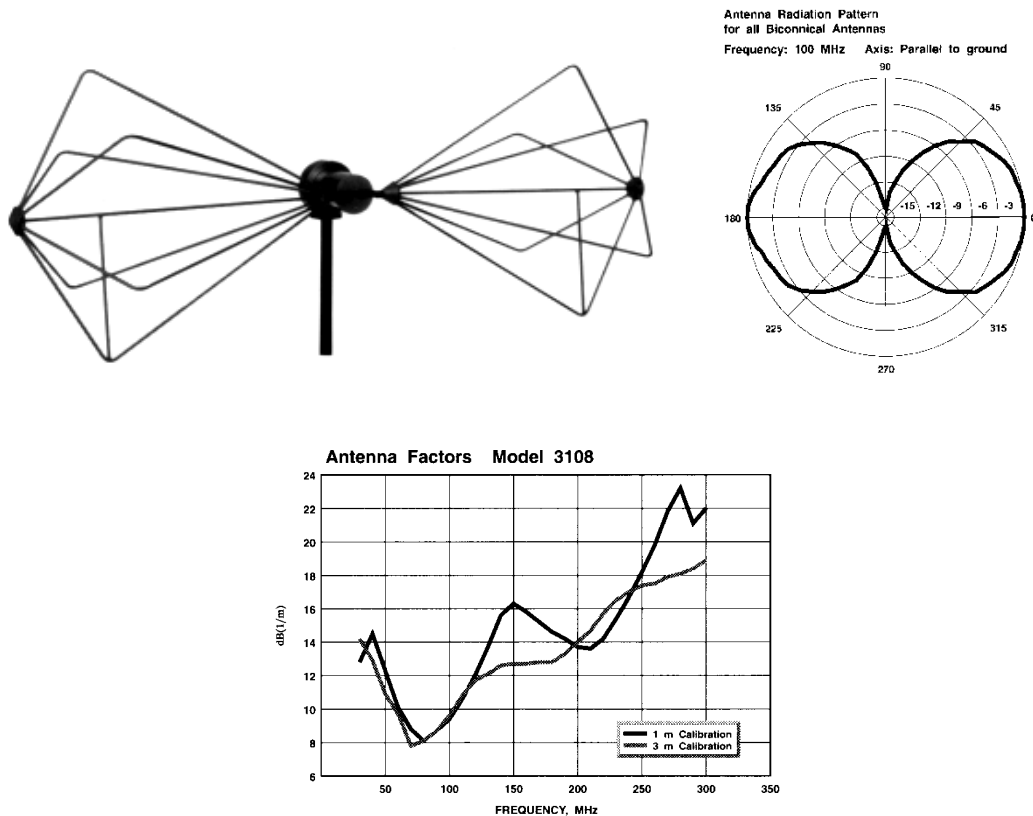


Figure 30 : Antenne biconique et sa courbe de facteur d'antenne (d'après doc. EMCO)

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.

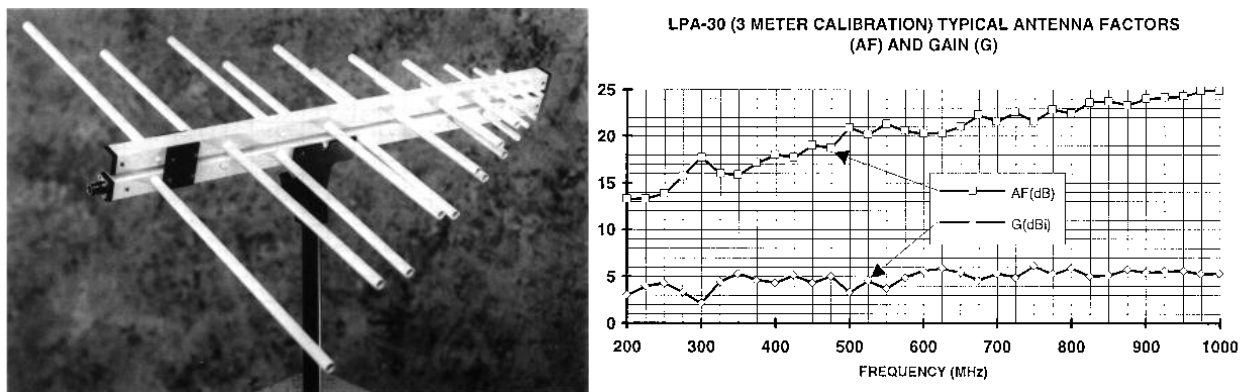
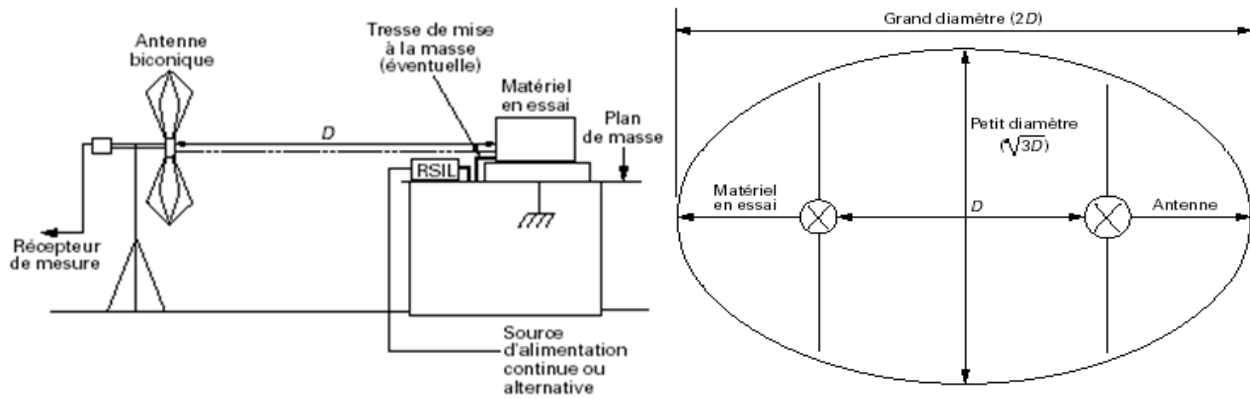


Figure 31 : Antenne log-périodique et son facteur d'antenne (d'après doc. Electro-Metrics)

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.



Les limites de l'aire d'essai sont déterminées par une ellipse

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.

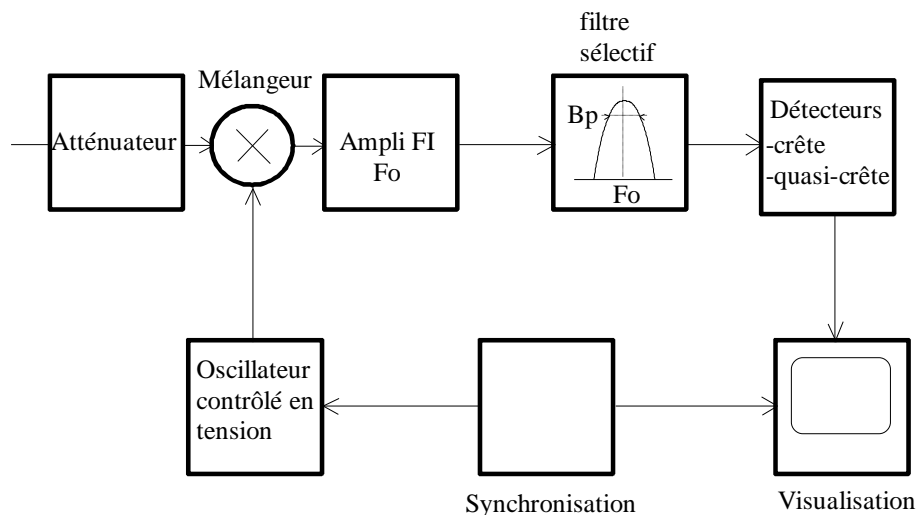


Figure 33 : Structure d'un analyseur de spectre hétérodyne

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.

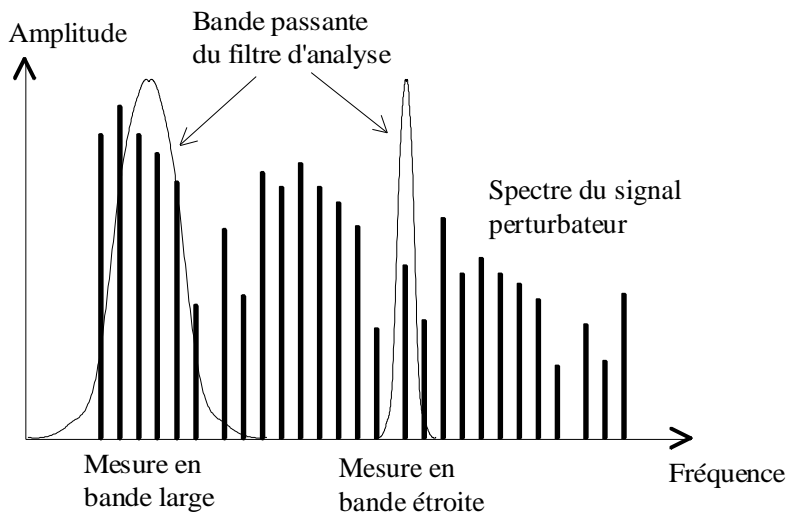


Figure 34 : Signal mesuré en bande étroite ou large

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 $RBW = 30 \text{ kHz}$, 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.

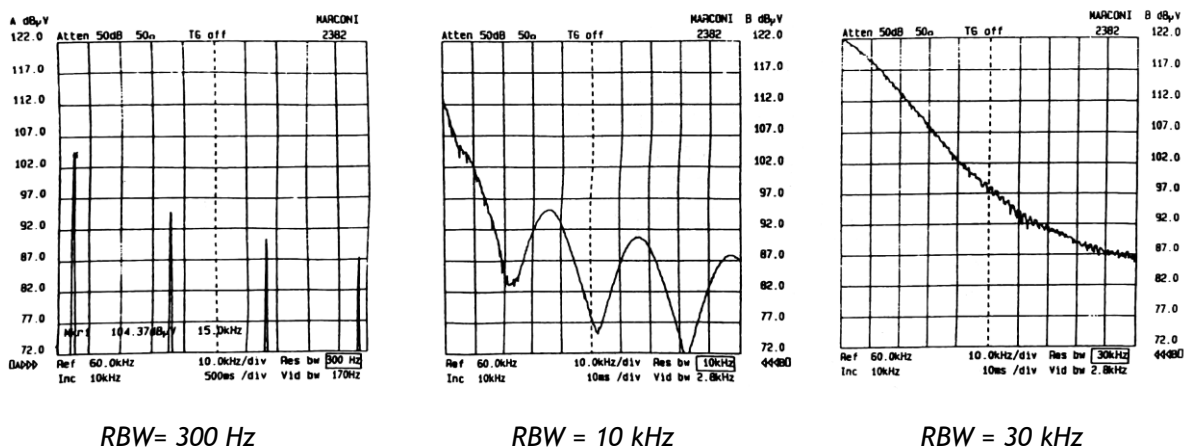


Figure 35 : Effet du choix de RBW sur la représentation du spectre

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 : Bande 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.

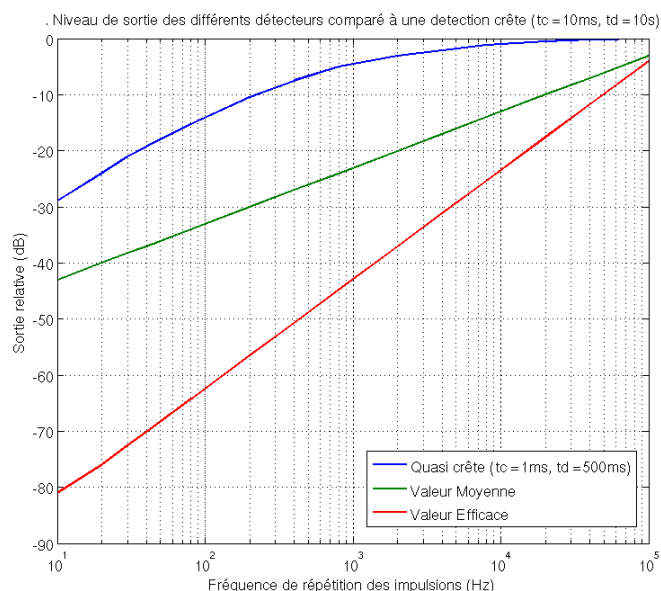


Figure 36 : Niveau de sortie des différents détecteurs en fonction de la fréquence du perturbateur

- 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.

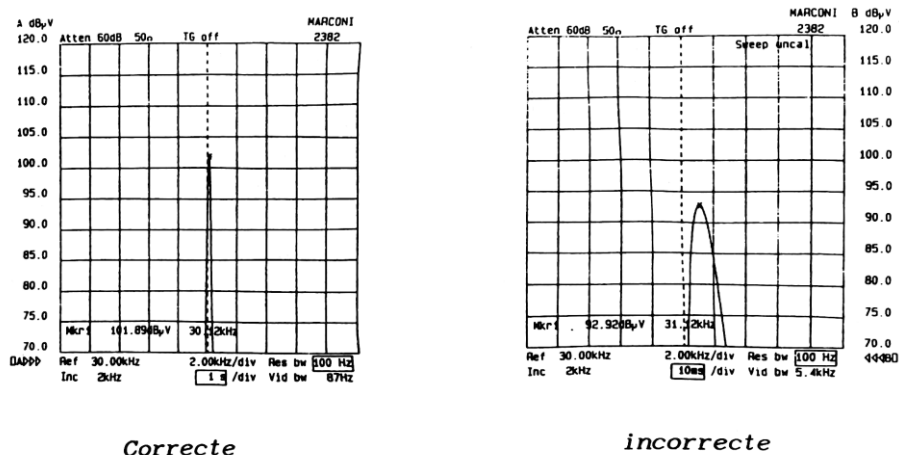


Figure 37 : Réglage de la vitesse de balayage du filtre de résolution RBW.

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 :

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

$U(t)$ est la fonction échelon.

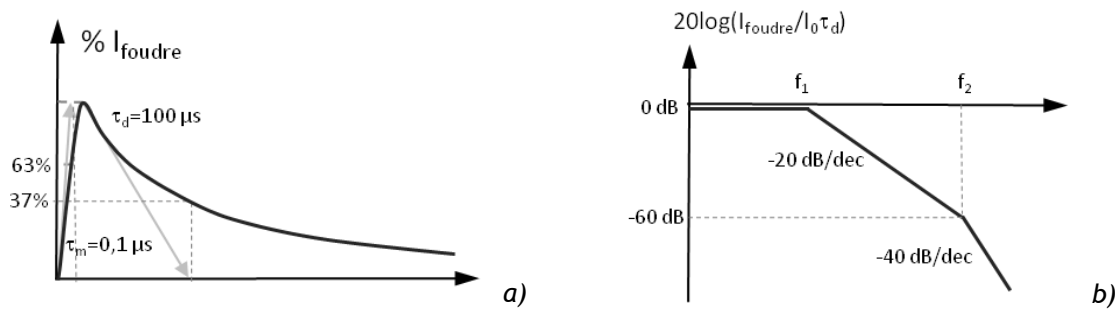


Figure 38 : Caractéristique temporelle a) et fréquentielle b) d'une onde de foudre (d'après [cours CEM Demoulin])

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.

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

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

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 ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 500 m
500 kHz	Radiodiffusion ondes moyennes	Quelques 100 kW	145 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 200 m
1 600 kHz	Communication MF et HF (marine, aviation, militaire) Radiodiffusion ondes courtes	Quelques 10 kW Quelques 100 kW	123 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 500 m 130 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) 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 ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 1 m 130 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 30 m
87/108 MHz	Radiodiffusion modulation de fréquence	Quelques 10 kW	130 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 200 m
176/223 MHz	Télévision VHF	Quelques 10 kW	125 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) 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 ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 200 m
470/862 MHz	Télévisions UHF	Quelques 10 kW	120 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 200 m
1 GHz	Radars	Quelques MW	146 dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) à 1 km
900MHz à 1800MHz	Téléphonie GSM (station de base)	Quelques 10W	126dB ($\mu\text{V}/\text{m}$) 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 ($\mu\text{V}/\text{m}$) 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).

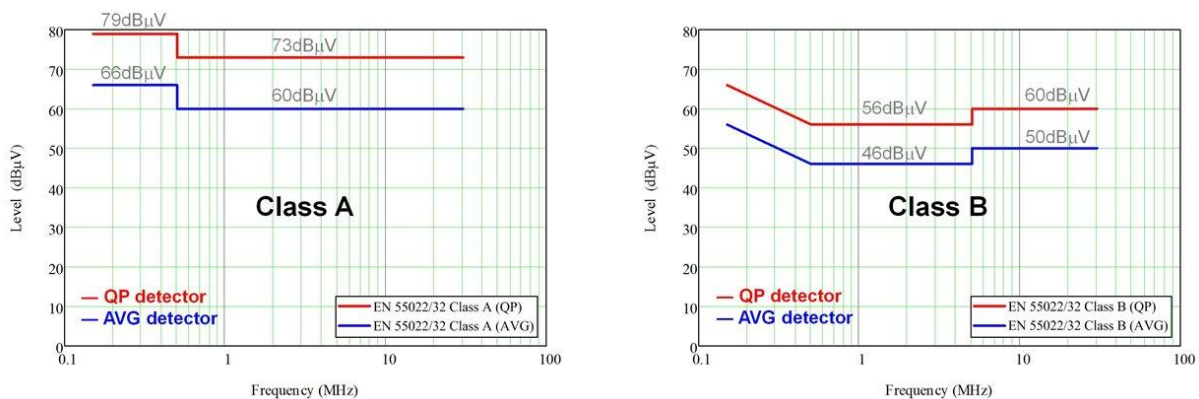


Figure 39 : Niveaux d'émission conduit de la norme EN55022/32 selon la classe d'application et le type de détection (quasi-crête / moyen)

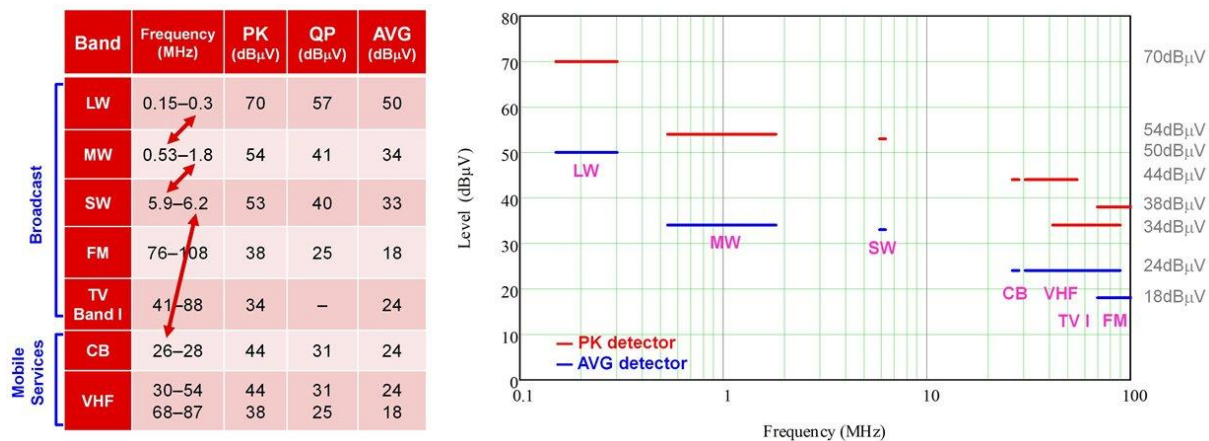


Figure 40 : Niveaux d'émission conduite pour un équipement embarqué dans une automobile : norme CISPR 25 selon le type de détection (quasi-crête / moyen) et selon la gamme de fréquence du récepteur radio.

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. Bégau, « 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 impulsions), 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.

Mécanismes de perturbation HF dans les systèmes d'électronique de puissance

François COSTA¹

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.

La compatibilité électromagnétique (CEM) est le domaine du génie électrique où l'on étudie et caractérise les interactions mettant en jeu les équipements électriques, leur environnement (réseau, charge, dispositifs de contrôle) et les phénomènes électriques naturels afin de respecter l'intégrité de fonctionnement de tous (voir la ressource *Principes généraux de la compatibilité électromagnétique* [8]). Le concept est apparu dans les années 1920 lors du développement des radiocommunications, lorsque l'on s'aperçu que la diffusion croissante des appareils électriques provoquait des perturbations de réception de plus en plus gênantes. Les premières normes virent le jour durant ces années. Actuellement ce domaine est particulièrement important car les dispositifs électriques et électroniques sont de plus en plus nombreux, complexes et stratégiques (électronique de bord d'un avion) donc vulnérables à la pollution électromagnétique avec des conséquences très importantes.

Le champ d'action de la CEM est fort vaste tant en termes de phénomènes physiques (foudre, décharges électrostatiques, rayonnements, courants conduits) qu'en termes de domaines d'application (télécommunications, équipement spatial et militaire, contrôle commande, instrumentation, électronique de puissance) ou en gamme de fréquence (de quelques Hz à quelques dizaines de GHz).

On peut toutefois délimiter trois principaux centres d'étude : les sources de perturbation, leur mode de couplage et de propagation, et les effets des perturbations sur les "victimes", qui correspond au concept de susceptibilité électromagnétique. Des normes existent concernant chacun de ces trois points.

Cet article se limitera au domaine de l'électronique de puissance selon le schéma qui vient d'être évoqué, il s'appuiera sur plusieurs travaux de thèse s'étendant de 1992 à 2024, dont les références sont données dans les titres de paragraphe et détaillées dans la section « références » ainsi que leurs liens de téléchargement.

Les convertisseurs statiques de par leur fonctionnement sont de puissantes sources de perturbation et on mettra en évidence la répartition des phénomènes perturbatoires sur une échelle de fréquence couvrant sept décades, de 10 Hz à 100 MHz.

L'étude des perturbations EM créées par les dispositifs d'électronique de puissance a démarré dans les années 80-90 [1], les concepts sont à présents bien connus. Toutefois, la recherche dans ce domaine reste nécessaire compte tenu d'une part de la vitesse de commutation élevée et croissante des interrupteurs statiques ainsi que de leur fréquence de commutation (émergence des

composants à grand gap SiC et GaN), et d'autre part la diffusion de plus en plus large des systèmes électriques intégrant une électronique de puissance (variation de vitesse, éclairage, chauffage, automobile, aéronautique, etc.) dans la perspective de la transition énergétique décarbonée.

1 - Analyse des perturbations dans un convertisseur statique / aspects théoriques [1]

1.1 - Étendue spectrale de perturbation

La structure d'un convertisseur statique comprend généralement plusieurs étages de conversion, souvent un redresseur suivi d'un étage de commutation à haute fréquence (alimentation à découpage (Figure 1), variateur de vitesse, onduleur de chauffage, etc.).

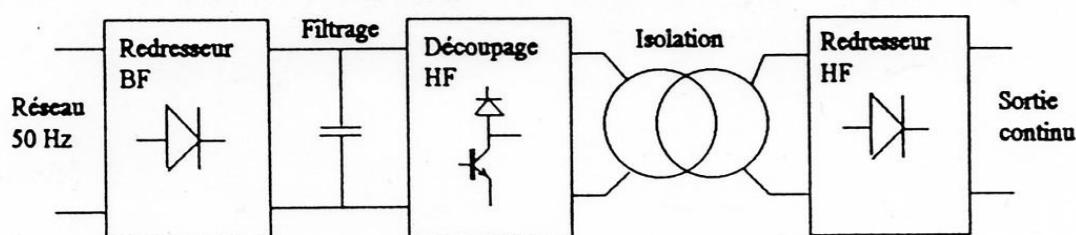


Figure 1 : Structure générique d'une alimentation à découpage

La Figure 2 présente le spectre fréquentiel de perturbations conduites mesurées sur un hacheur bidirectionnel commutant à 15 kHz, connecté au réseau 380V via un redresseur filtré par capacité en tête.

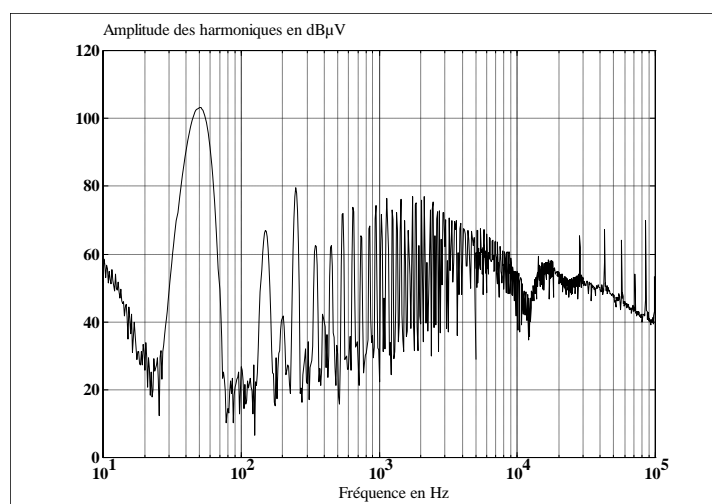


Figure 2 : Spectre de courant conduit sur un hacheur connecté au réseau

La mesure a été effectuée entre 10 Hz et 100 kHz. On constate que chaque étage va contribuer à créer des perturbations dans une certaine plage de fréquence, liée aux différentes fréquences de commutation du système : le redresseur en basse fréquence (gamme 10 Hz -10 kHz : harmoniques réseau) puis on voit apparaître les raies liées au découpage (15 kHz) au-delà (gamme 10 kHz-10 MHz). Si on étend la gamme de mesure, on constate l'existence de raies dans une gamme comprise entre 10 MHz et 100 MHz, liées aux phénomènes parasites extrêmement rapides qui apparaissent lors des commutations dans l'étage de puissance HF ou encore générés par la commande des interrupteurs, comme le montre le spectre de la Figure 3.

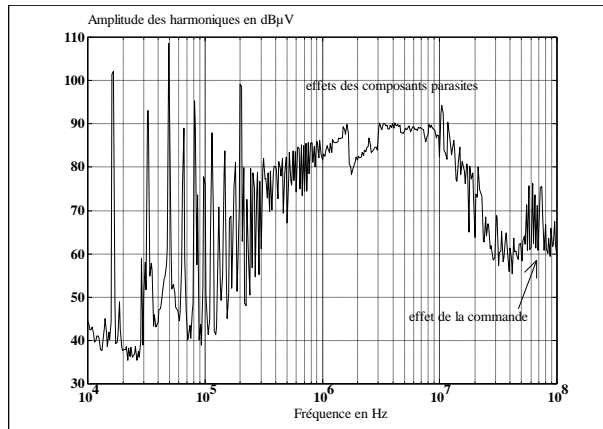


Figure 3 : Perturbations conduites dans un hacheur en haute fréquence

La Figure 4 représente ces divers phénomènes sur une échelle logarithmique de fréquence, l'étendue fréquentielle est très large faisant des convertisseurs statiques des perturbateurs à très large bande.

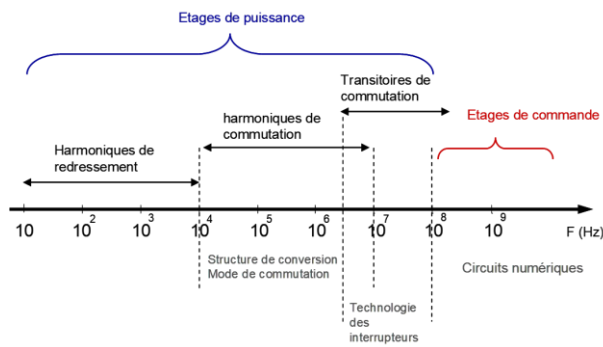


Figure 4 : Étendue fréquentielle des phénomènes perturbatoires

En réalité, on ne peut dissocier simplement ces phénomènes sur l'échelle des fréquences. En effet on peut montrer que le redresseur se comporte comme un multiplieur (le courant absorbé par l'étage HF est multiplié par 0, +1, -1), d'où une transposition complexe du spectre BF du redresseur autour de chaque raie HF (intermodulation). La Figure 5 permet d'observer ce phénomène sur l'exemple précédent où l'on a effectué la mesure en amont puis en aval du redresseur : l'effet d'intermodulation apparaît nettement autour de chaque raie de découpage sur la courbe en rouge.

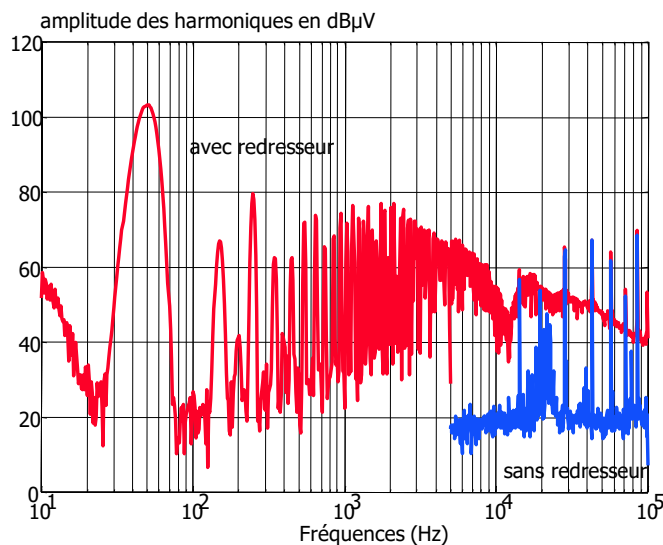


Figure 5 : Effet d'intermodulation dû au redresseur

Néanmoins, l'approche par gamme de fréquence reste intéressante car les spectres BF transposés décroissent en haute fréquence comme on peut le constater au-dessus.

1.2 - Analyse des mécanismes de perturbation sur un exemple simple de cellule de commutation

Dans le cas simple de la cellule de commutation représentée sur la Figure 6 a), les formes de courant et de tension d'interrupteur sont quasi-trapézoïdales, les temps de commutation τ (tension ou courant) peuvent être extrêmement courts (de l'ordre de quelques 10 à quelques 100 ns) pour des calibres moyens (500 V-20 A) d'interrupteurs MOSFET ou IGBT. Nous allons examiner comment ces grandeurs entraînent des perturbations électromagnétiques.

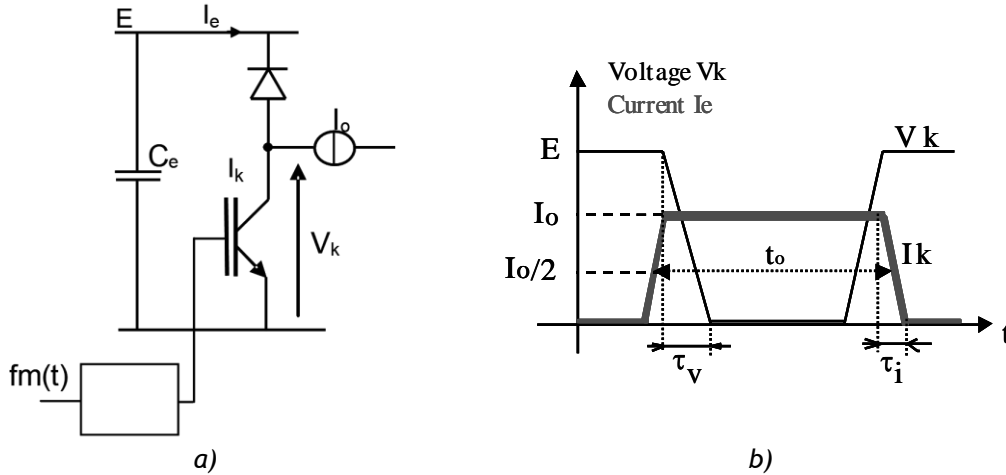


Figure 6 : Cellule de commutation et formes d'onde de tension V_k et de courant I_k

Considérons une grandeur trapézoïdale représentative des tension/courant dans une cellule de commutation ; on a supposé par simplicité que les temps de montée et de descente de chaque grandeur sont identiques, comme représenté sur la Figure 6 b).

Le spectre $sw(f)$ d'un signal trapèze est donné par l'expression ci-dessous. Il est défini par l'amplitude A , la fréquence F_s du signal, son temps de montée τ et son rapport cyclique α .

$$sw_h = 2A\alpha \frac{\sin(\pi h F_s t_o)}{\pi h F_s t_o} \frac{\sin(\pi h F_s \tau)}{\pi h F_s \tau} = 2A\alpha \text{sin c}(\pi h F_s t_o) \text{sin c}(\pi h F_s \tau)$$

L'enveloppe asymptotique de ce spectre est obtenue pour les valeurs maximales successives des harmoniques, représentées dans la Figure 7 : tout d'abord, l'asymptote du spectre est constante de F_s à la fréquence $F_o=1/\pi t_o$, puis elle décroît à partir de $F_o=1/\pi t_o$ avec un taux de -20dB/déc . puis à la fréquence $F_c=1/\pi \tau$, elle décroît avec une pente égale à -40dB/déc .

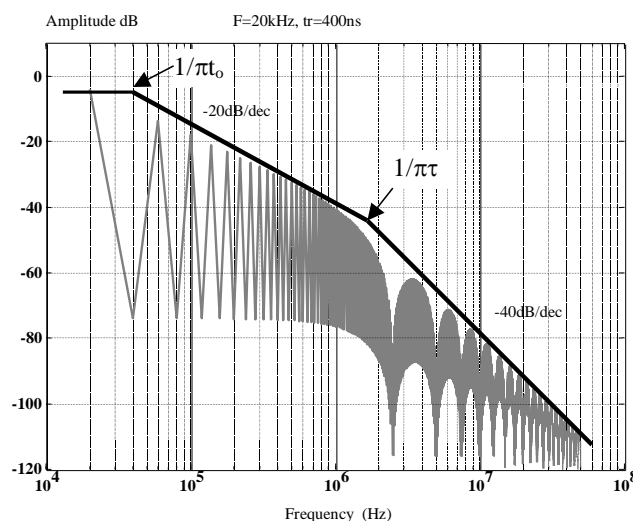


Figure 7 : Spectre fréquentiel d'un signal trapézoïdal ($T = 50 \mu\text{s}$, $t_o = 25 \mu\text{s}$, $\tau = 400 \text{ns}$)

Ainsi, les principaux paramètres temporels des sources équivalentes de bruit qui déterminent le spectre de perturbations conduites ou rayonnées sont la fréquence de commutation et les gradients temporels lors des transitions.

Sur l'exemple de la Figure 8 pour $\tau = 40$ ns et $t_0 = 25$ μ s, on obtient $F_C = 8$ MHz et $F_C = 0.8$ MHz pour $\tau = 400$ ns. On remarque donc que la vitesse de commutation est un facteur important dans le mécanisme de génération des perturbations et qu'il convient de pouvoir contrôler les dV/dt et dI/dt si on veut réduire l'amplitude du spectre en HF.

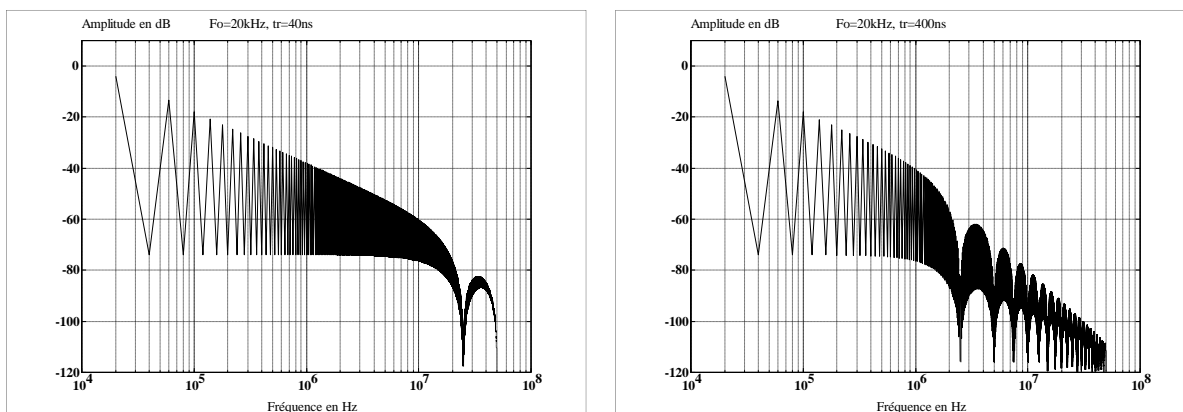


Figure 8 : Influence du temps de commutation sur la répartition spectrale ($A = 1$, $\alpha = 0,5$)

1.2.1 - Conséquences sur les perturbations rayonnées :

On notera que la maille constituée par la cellule de commutation et le condensateur de filtrage, parcourue par un courant trapézoïdal constitue une antenne boucle comme représenté sur la Figure 9, de même les conducteurs reliés au point milieu de la cellule de commutation soumis à potentiel fortement variable se comportent comme une antenne en champ électrique.

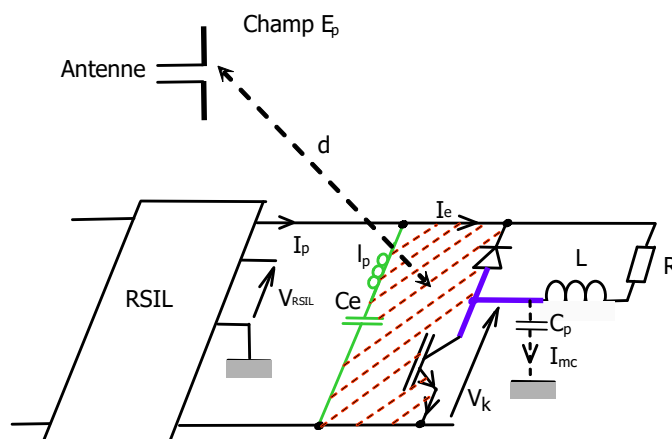


Figure 9 : Sources de rayonnement et d'émission de courant conduit d'une cellule de commutation

La conséquence est la création d'un champ électromagnétique lointain à spectre HF constant dans la zone en $1/F^2$ dont l'amplitude dépend de la surface de la maille polluante et du temps de montée τ du courant. Non seulement les paramètres électriques déterminent le niveau de pollution, mais également les paramètres géométriques telle l'aire de la maille de commutation [9].

1.2.2 - Conséquences sur les perturbations conduites :

Les perturbations conduites sont transmises à l'environnement (le RSIL dans l'exemple choisi) via les différentes impédances de couplage en modes commun et différentiel. La Figure 10 illustre comment s'effectuent ces couplages.

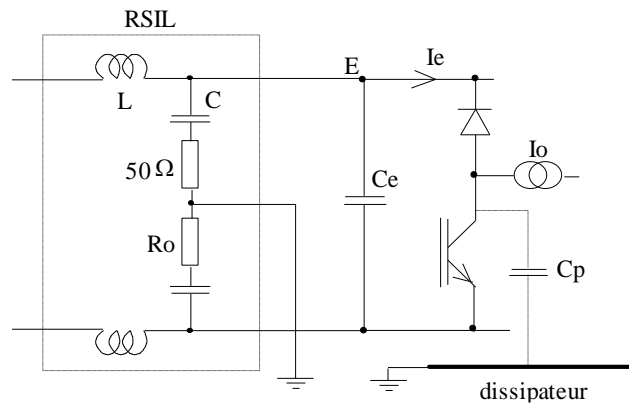


Figure 10 : Couplages des perturbations à l'environnement en mode commun et différentiel

En mode différentiel, le courant haute fréquence I_e généré dans la cellule de commutation se répartit entre le condensateur C_e et l'impédance R_o et C du RSIL :

$$I_{md} = \frac{C}{C + 2C_e} \cdot \frac{1}{1 + 2pR_oC_e \cdot \left(\frac{C}{C + 2C_e}\right)} \cdot I_e$$

En mode commun les différentes capacités vis-à-vis du potentiel de référence (terre) vont transmettre des courants de mode commun. Le couplage capacitif C_p favorise la transmission des termes HF du spectre de V_k . Là aussi, plus le contenu spectral HF de V_k est important (si τ est faible) et plus le niveau de courant de mode commun augmente :

$$I_{mc} = \frac{pC_p}{1 + pR_oC_p} \cdot V_k(p)$$

Les différentes capacités qui interviennent dans C_p sont :

- Les capacités semi-conducteur/dissipateur (généralement relié au châssis donc à la terre), son ordre de grandeur varie entre 10 et quelques 100 pF.
- Les capacités des câbles de sortie par rapport à la terre, son expression par unité de longueur est donnée par [10] :

$$C_p = \frac{2\pi \cdot \epsilon_o}{\ln\left(\frac{4h}{d}\right)}$$

h : distance au-dessus du plan conducteur, d : diamètre du conducteur

- Les capacités des composants magnétiques bobinés : ils sont généralement soumis à dV/dt et le circuit magnétique est suffisamment conducteur (même dans le cas de noyaux ferrite) pour que se créent des couplages électrostatiques, notamment si le circuit magnétique est relié au châssis. L'ordre de grandeur de ces capacités peut atteindre plusieurs centaines de pF.

Dans le cas de sources quelconques (réseau 50 Hz, alimentation de laboratoire, etc.) la fermeture du courant de mode commun est toujours assurée par l'impédance de connexion de la source à la terre (connexion physique ou liaison capacitive).

1.3 - Modélisation, mécanismes de perturbation

On peut alors donner un modèle de la cellule de commutation, représentatif des effets de perturbation. Le courant en entrée de la cellule est représenté comme un générateur de courant créant le courant parasite de mode différentiel par couplage par impédance commune (condensateur d'entrée). La tension d'interrupteur est représentée par un générateur de tension générant le courant de mode commun via les couplages capacitifs. La cellule de commutation peut alors être représentée par l'un des deux modèles de la Figure 11, où apparaissent les sources de courant I_e et de tension $V_{mc}=V_k$.

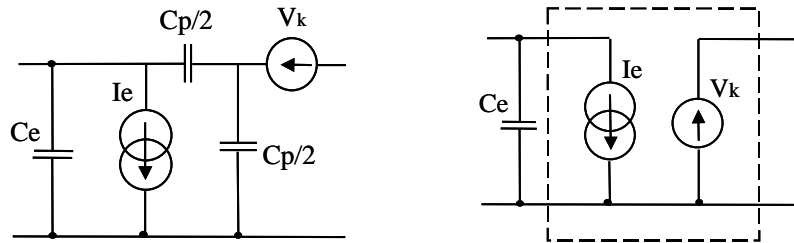


Figure 11 : Modèles de la cellule de commutation pour la représentation des perturbations conduites

Ces modèles peuvent être associés à celui de l'environnement électrique du convertisseur (réseau, charge, dispositifs de commande, connections avec la terre) pour déterminer et calculer les filtres de mode commun et de mode différentiel à placer en entrée [11].

Le premier modèle présente l'intérêt de montrer que les courants parasites dus à la tension V_k peuvent se refermer par les deux lignes d'alimentation mais inclut la capacité de couplage de mode commun, la source de tension V_k est à référence flottante ; le second est référencé à la tension de mode commun, ce qui simplifie l'exploitation analytique, ce modèle est plus représentatif de la cellule de commutation. Ces générateurs équivalents sont donc considérés comme les sources équivalentes des perturbations électromagnétiques.

On complète la description du modèle (Figure 12) avec les impédances de liaison des différents potentiels de la cellule à la référence de potentiel (terre, châssis, etc.), Z_+ , Z_- , Z_{mc} . Ces impédances immatérielles représentent les effets des couplages parasites de mode commun entre le convertisseur et son environnement électrique. Toutes les imperfections des composants passifs et actifs peuvent être inclus dans ce modèle, comme on le verra plus loin.

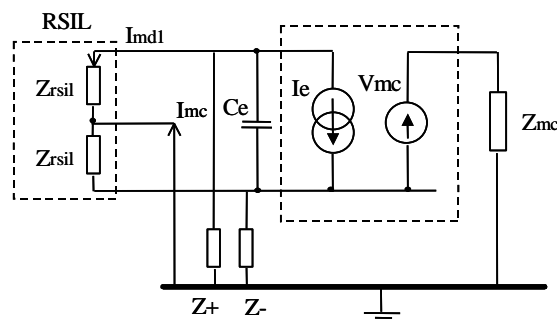


Figure 12 : Modèle CEM de la cellule de commutation par source équivalentes et couplages localisés

Cette représentation suppose donc des effets localisés, hypothèse admissible tant que les dimensions géométriques des dispositifs restent faibles devant la longueur d'onde des signaux les plus rapides, ce qui est généralement le cas. En complétant ce modèle avec celui du RSIL, il est aisé d'effectuer le calcul du courant I_p appliqué à l'impédance de mesure du RSIL, et représentatif de la contribution de chaque source au signal de perturbation. On en déduit que :

$$I_p = I_e \cdot F(C_e, Z_+, Z_-, Z_{mc}, Z_{RSIL}) + V_{mc} \cdot G(C_e, Z_+, Z_-, Z_{mc}, Z_{RSIL})$$

Les fonctions F et G sont représentatives des couplages des sources I_e et V_{mc} en mode différentiel et en mode commun. On peut donc constater que toutes les sources présentes dans le convertisseur contribuent aux perturbations conduites. Néanmoins, certaines fonctions de couplage sont dominantes vis-à-vis de chaque mode de propagation ; en particulier, la fonction F est dominante pour le mode différentiel et la fonction G l'est pour le mode commun. Deux points apparaissent alors comme déterminants :

- Les sources d'excitation (I_e , V_{mc})
- Leurs fonctions de couplage (F, G)

Cette approche peut aussi être appliquée au mode rayonné : les fonctions de couplage sont beaucoup plus complexes car elles intègrent les géométries (généralement tridimensionnelles) des circuits sources et les coordonnées du point d'observation du rayonnement. On peut toutefois exprimer les champs rayonnés sous une forme analogue, les fonctions de couplage dépendent alors de la nature du champ observé :

$$E_p = I_e \cdot F_R^E(\text{géométrie, circuit}) + V_k \cdot G_R^E(\text{géométrie, circuit})$$

$$H_p = I_e \cdot F_R^H(\text{géométrie, circuit}) + V_k \cdot G_R^H(\text{géométrie, circuit})$$

Dans tous les cas, ce sont toutes les grandeurs électriques de la cellule de commutation qui doivent être considérées comme les sources de bruits du convertisseur.

1.3.1 - Support de la modélisation

L'exploitation de ce modèle dans le cas d'un hacheur abaisseur va nous permettre d'interpréter les spectres de perturbations conduites. Dans la suite de ce chapitre, les résultats expérimentaux présentés ont été mesurés dans le hacheur représenté à la Figure 13, en vue de la confrontation et de l'interprétation avec le modèle. Ce système intègre un RSIL modifié qui permet de séparer les courants de mode commun et de mode différentiel, il est possible de faire varier différents composants parasites (inductance de la maille de commutation, du condensateur d'entrée, capacité de mode commun), la technologie des diodes, la vitesse (résistance de grille R_g) et la fréquence de commutation du transistor.

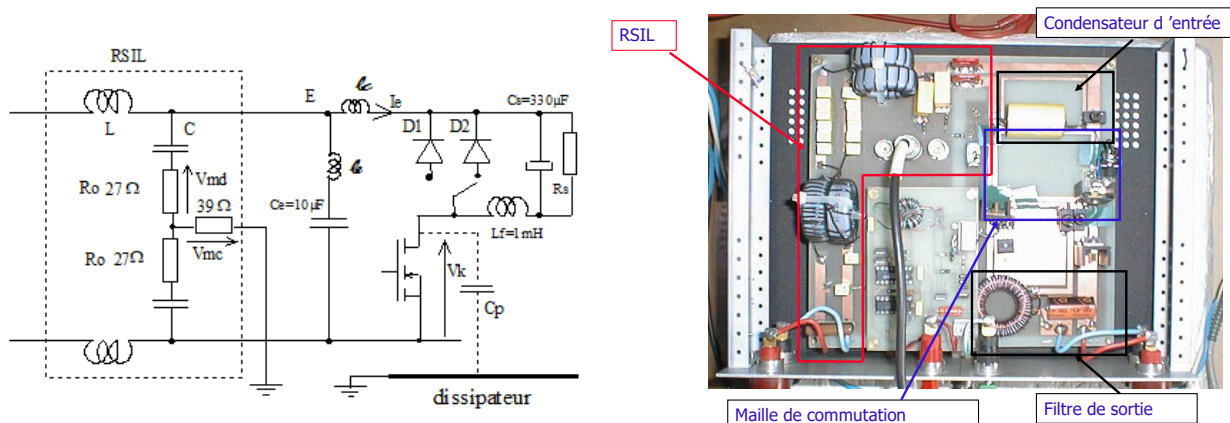


Figure 13 : Hacheur support du modèle analytique, $E = 50 \text{ V}$, $I_o = 5 \text{ A}$

1.3.2 - Analyse du modèle

Les fonctions de couplage

Dans l'exemple simple précédent, les impédances intervenant dans les fonctions de couplage $F(\omega)$, $G(\omega)$ sont essentiellement des effets parasites réactifs. Les couplages capacitifs parasites en mode

commun sont représentés par les impédances Z_+ , Z_- , Z_{mc} . On appelle Z_R l'impédance du RSIL vue entre une ligne et la terre, Z_f l'impédance du condensateur de filtrage d'entrée qui intervient dans la propagation des perturbations de mode différentiel.

Les expressions de $F(\omega)$ et $G(\omega)$ sont données par :

$$F(\omega) = \frac{Z_f}{Z_f + (Z_+ // Z_R) + (Z_- // Z_R // Z_{mc})} \cdot \frac{Z_+}{Z_+ + Z_R}$$

$$G(\omega) = \frac{\frac{Z_- // Z_R}{Z_{mc} + (Z_- // Z_R)}}{(Z_- // Z_R // Z_{mc}) + (Z_+ // Z_R) + Z_f} \cdot \frac{Z_+}{Z_+ + Z_R}$$

(// signifie que les impédances sont en parallèle) ; l'impédance Z_f peut contenir une inductance parasite interne ou de câblage ainsi qu'un terme résistif.

Ces fonctions peuvent se simplifier pour les hypothèses : $Z_+ \gg Z_R$ et Z_f , $Z_- \gg Z_R$ et Z_f ce qui signifie, comme c'est notamment le cas pour les signaux basse fréquence, que les impédances de mode commun des lignes d'alimentation sont très grandes devant celles du RSIL et du filtre d'entrée (condensateur C_e). Elles deviennent :

$$F(\omega) \approx \frac{Z_f}{Z_f + 2Z_R} \quad G(\omega) \approx \frac{1}{2Z_{mc}}$$

La Figure 14 illustre l'évolution des fonctions $F(2\pi f)$ et $G(2\pi f)$, où f est la fréquence. On peut noter l'importance de la capacité parasite de couplage en mode commun Z_{mc} dans la transmission en mode commun (fonction G), effet d'autant plus accentué que les composantes spectrales du signal d'excitation sont étendues. De même, l'importance de Z_f apparaît quant à la transmission en mode différentiel (fonctions F). En effet, si le condensateur C_e présente une inductance parasite, elle crée une résonance série (minimum de F) puis contribue à augmenter F pour les composantes fréquentielles élevées de l_e , ce qui signifie que le condensateur ne filtre plus les harmoniques aux fréquences supérieures à la résonance.

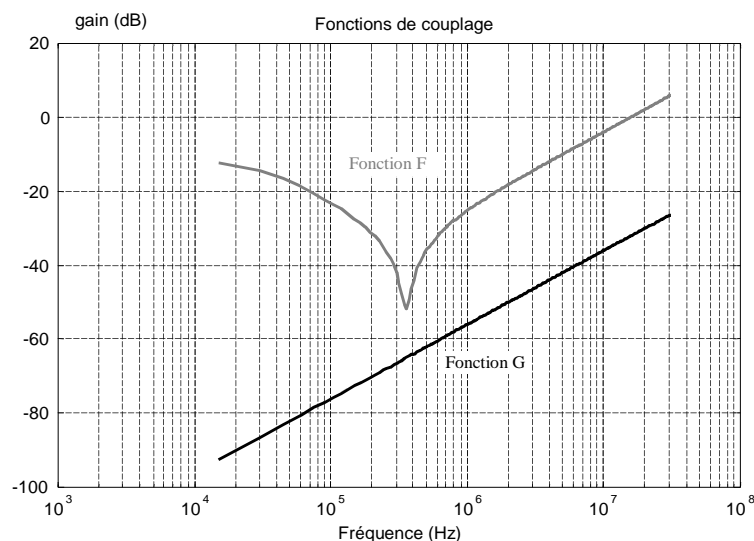


Figure 14 : Fonctions de couplage des sources équivalentes de bruit

Pour illustrer cet effet, on a représenté à la Figure 15 l'évolution du spectre de perturbation du hacheur mesuré sur le RSIL lorsque l'inductance parasite de C_e varie de 40 à 110 nH, correspondant à une variation de sa fréquence de résonance de 260 à 150 kHz. La conséquence de cette variation est qu'à partir de cette fréquence de résonance, le spectre est augmenté d'environ 10 dB.

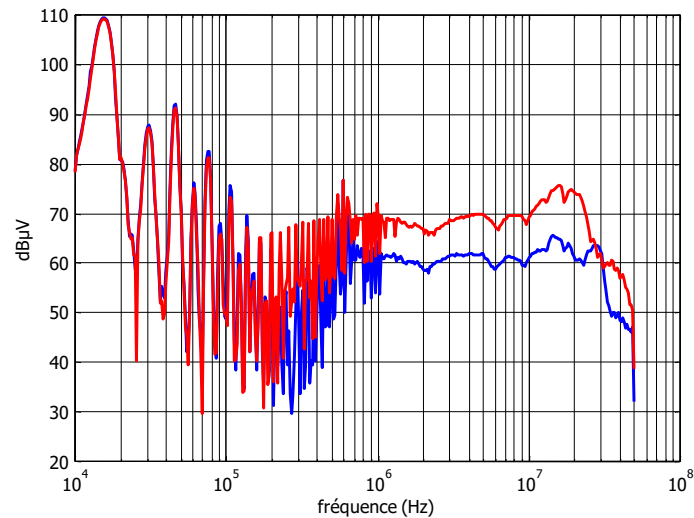


Figure 15 : Accroissement du spectre de perturbations conduites au-delà de la fréquence de résonance du condensateur C_e , mesurées sur le RSIL, dû à la variation de son inductance parasite

Que ce soit en mode commun ou en mode différentiel, les fonctions de couplage font apparaître des termes réactifs parasites constituant des couplages d'autant plus faciles et importants qu'ils sont proportionnels à la fréquence et que les spectres des signaux perturbateurs (I_e , V_{mc}) contiennent des raies à très haute fréquence.

Les sources

Les sources équivalentes de perturbation sont déterminées comme on l'a vu plus haut par l'évolution temporelle des grandeurs électriques de la cellule de commutation I_e et $V_k = V_{mc}$. Dans l'approche présentée ici, il est donc naturel de caractériser ces sources dans le domaine fréquentiel par leur spectre. Ainsi, il est nécessaire de lier leurs évolutions temporelles et leurs spectres pour évaluer les perturbations résultantes du convertisseur émises en haute fréquence. On examine ci-après quelques facteurs d'influence.

- La fréquence de commutation :

Son accroissement correspond à une translation du spectre vers les hautes fréquences comme l'illustrent les tracés de la Figure 16.

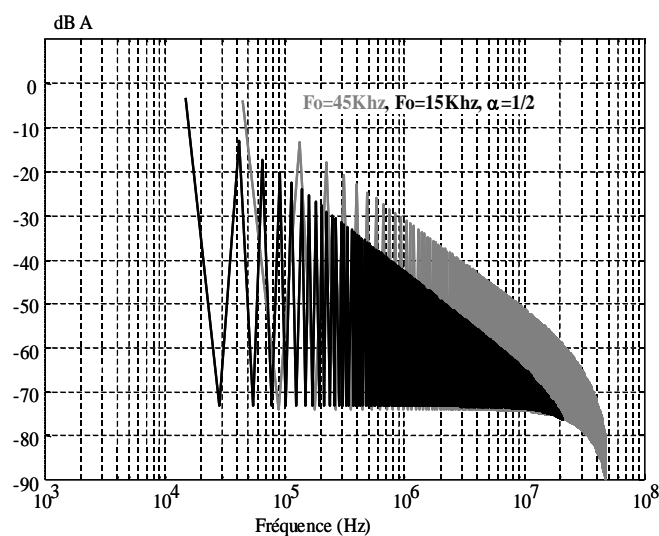


Figure 16 : Spectre du courant I_e selon la fréquence de découpage : son accroissement revient à traduire le spectre initial (tracé noir) vers les hautes fréquences (tracé gris)

La conséquence de cette translation est un accroissement du niveau global du spectre des perturbations conduites : en effet, les fonctions de couplages étant généralement croissantes avec la fréquence, le spectre de perturbation résultant s'élève. Les spectres de perturbations conduites de la Figure 17 illustrent ce comportement lorsque la fréquence de découpage a varié de 15 à 45 kHz.

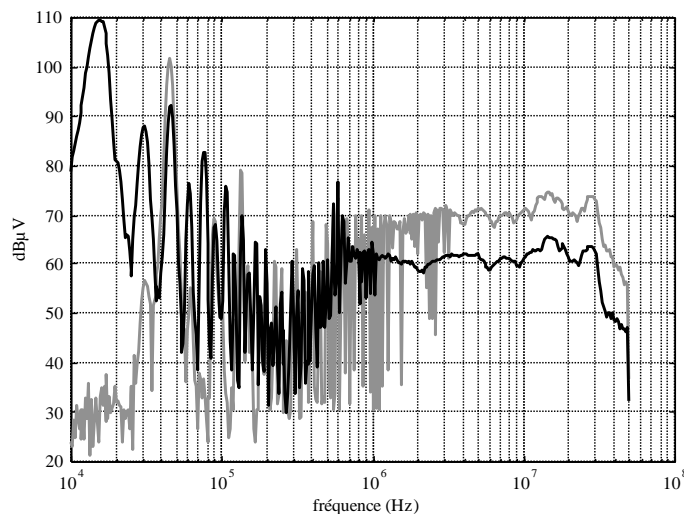


Figure 17 : Conséquence de l'accroissement de fréquence de découpage sur les spectres fréquentiels des perturbations conduites, toutes choses égales par ailleurs. Tracé gris : $F = 45$ kHz, tracé noir $F = 15$ kHz

On peut noter sur cette Figure que jusqu'à environ 200 kHz les harmoniques sont décroissantes et subissent la même décroissance (de l'ordre de -40dB/déc.) que la fréquence de découpage soit de 15 ou 45 kHz. Au-delà de cette fréquence qui correspond à la résonance propre du condensateur d'entrée C_e , le niveau des harmoniques est accru, sensiblement dans le rapport des fréquences ($\times 3 = 10\text{dB}$), ceci étant dû à la croissance de la fonction de couplage au-delà de cette fréquence.

- Les transitoires de commutation :

Lors de la commutation des semi-conducteurs, les dV/dt ou dI/dt sont déterminés par :

- **La technologie des semi-conducteurs** (MOSFET, IGBT, Bipolaire) ou la technologie des diodes qui détermine leur coefficient de softness. Ce point est extrêmement sensible sur le niveau des perturbations émises ; plus la diode a un recouvrement rapide et plus elle perturbe fortement parce que le spectre de la source équivalente de bruit décroît moins rapidement. Le spectre de perturbation présenté à la Figure 18, mesuré dans le RSIL illustre ce comportement. Il est remarquable que l'influence du recouvrement de diode s'étale sur une plage très large de fréquence, de quelques 100 kHz à quelques 10 MHz dans l'exemple proposé. Une analyse plus fine montre un accroissement des courants parasites dans les deux modes de propagation (commun et différentiel), le transitoire de recouvrement agissant à la fois sur le courant I_e et sur la tension V_k .

En ce qui concerne les semi-conducteurs commandés, il est difficile de donner des observations générales, compte tenu de la très grande diversité de comportement durant les transitoires. Ceux-ci dépendent en effet de la nature des transistors (MOSFET, IGBT), de leur calibre et de leur technologie.

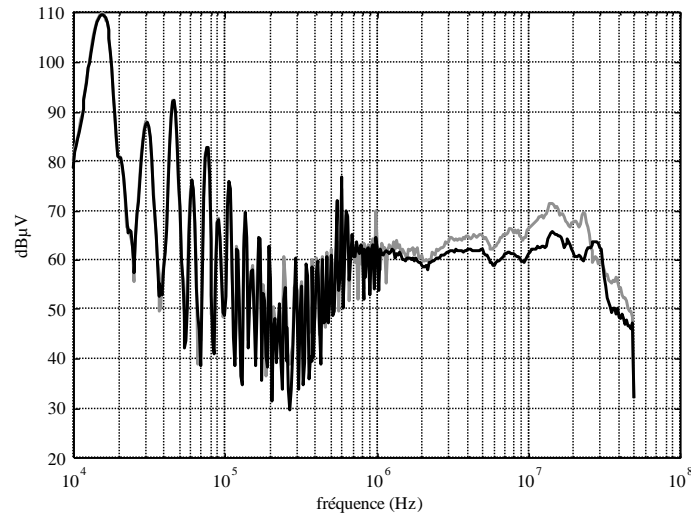


Figure 18 : Spectres de perturbations conduites, gris : diode snap-off, noir (BYW 77 200) diode soft (BYT 08 200), toutes choses égales par ailleurs ($F = 15 \text{ kHz}$, $I_o = 5 \text{ A}$)

- **La commande de grille** : elle contrôle la vitesse de commutation des interrupteurs et à ce titre détermine les transitoires. On peut noter sur le spectre de la Figure 19 que l'effet de la résistance de grille apparaît vers les hautes fréquences ($> 6 \text{ MHz}$), l'analyse montre que ce sont les courants de mode commun qui dominent dans cette gamme de fréquence parce que l'accroissement de la vitesse de commutation augmente fortement le dV_k/dt qui les détermine.

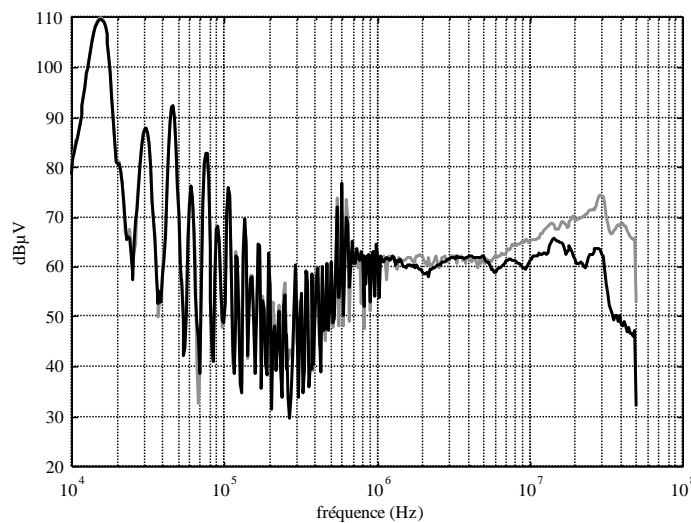


Figure 19 : Spectres des perturbations conduites, influence de la résistance de grille du MOSFET ($R_g = 0 \Omega$ gris, $R_g = 22 \Omega$ noir)

- **Le mode de commutation** : ce point est fondamental. On a vu en effet que la décroissance du spectre des sources de bruit dépend de la richesse en régimes transitoires rapides. Dans le cas de la commutation douce, les formes d'ondes présentent des variations limitées par le mécanisme de résonance associé à la commutation, d'où des spectres correspondants plus rapidement décroissants. Ce cas est illustré à la Figure 20 où on compare les spectres des courant I_e et de la tension V_k dans un hacheur à commutation forcé et en commutation à zéro de courant dans les mêmes conditions d'alimentation, de puissance fournie à la charge et de fréquence de commutation.

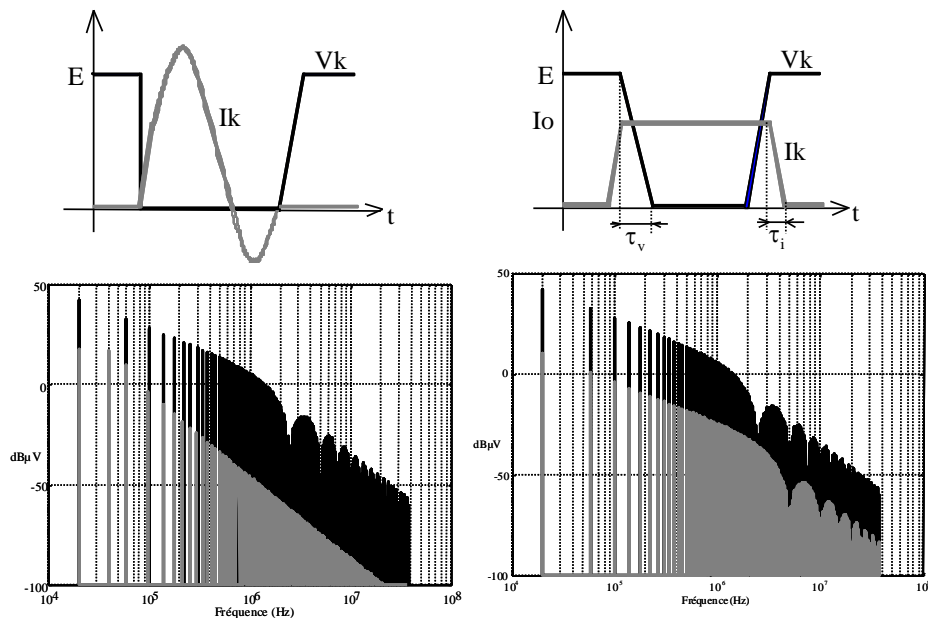


Figure 20 : Spectres des sources I_e (gris) et V_k (noir) selon le mode de commutation

On constate donc une décroissance rapide du spectre du courant en mode ZCS, mais le spectre de la tension reste identique dans les deux cas, à cause du transitoire rapide qui subsiste.

Plus généralement, la commutation douce permet d'assister une des deux grandeurs : courant I_e en mode ZCS (zero current switching), tension V_k en mode ZVS (zero voltage switching). Il en résulte donc pour cette grandeur un meilleur comportement vis-à-vis de la CEM. La grandeur présentant un transitoire rapide peut alors être contrôlée par un dispositif auxiliaire ou grâce à la commande de l'interrupteur.

1.3.3 - Exploitation du modèle analytique

Notons l'intérêt d'un modèle analytique pour prévoir le comportement CEM de ce convertisseur simple et d'analyser rapidement l'impact d'un paramètre donné (analyse de sensibilité). Dans l'exemple qui nous a servi jusqu'ici les courbes observées et simulées de la Figure 21 se recouvrent pratiquement attestant de l'intérêt de cette approche simplifiée.

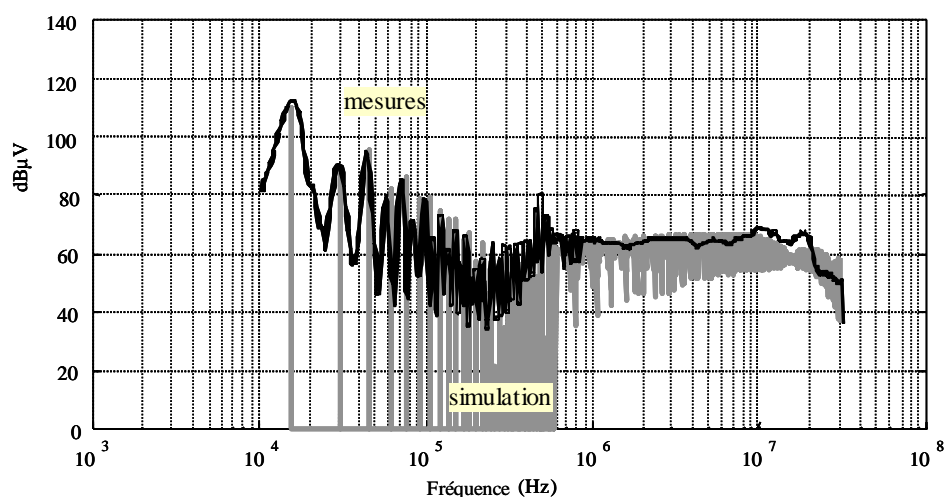


Figure 21 : Comparaison mesure (tracé noir) vs. simulation (tracé gris) des spectres fréquentiels des perturbations conduites dans le RSIL pour le hacheur étudié

On remarque que l'enveloppe du spectre est d'abord décroissante à -40dB/déc. entre 15 kHz et 230 kHz, valeur à laquelle elle présente un minimum pour tendre ensuite vers une valeur sensiblement constante entre 500 kHz et 20 MHz, puis finalement décroître (Figure 21).

Ce comportement peut s'interpréter aisément si on considère à la fois le spectre des sources équivalentes de bruit (Figure 7) et les fonctions de couplage (Figure 14) :

- Dans le premier intervalle (15 kHz -230 kHz), les spectres décroissent en $1/f$, la fonction $F(\omega)$ décroît en $1/f$ et $G(\omega)$ croît proportionnellement à f mais son impact est négligeable car son « gain » est très faible. La source I_e de mode différentiel est donc dominante, le spectre de perturbation résultant décroît en $1/f^2$.
- Le minimum correspond à la fréquence de résonance série du condensateur d'entrée du hacheur,
- Dans le second intervalle (230 kHz-20 MHz), les spectres de I_e et V_k décroissent en $1/f$, mais les fonctions $F(\omega)$ et $G(\omega)$ croissent avec f , il en résulte un niveau spectral de perturbation sensiblement constant, la part des perturbations de mode commun s'accroît avec la fréquence toutefois.
- Enfin, au-delà de 20 MHz, les spectres de I_e et V_k décroissent en $1/f^2$ (ou plus), le spectre des perturbations conduites peut enfin décroître.

Ce modèle est bien adapté à des structures simples et non isolées, mais le calcul analytique des fonctions de couplage devient complexe si on prend un grand nombre d'effet parasites en compte ou si la structure de conversion est plus complexe. L'approche est toutefois transposable à l'utilisation de logiciel de type PSPICE pour calculer les fonctions de couplage dans le cas de dispositifs plus complexes.

2 - Perturbations conduites dans un système complexe, cas des entraînements à vitesse variable

2.1 - Origine et propagation des perturbations conduites

Dans la section précédente on a présenté les mécanismes de génération et de transmission des perturbations conduites dans un dispositif canonique relativement simple ainsi que l'approche pour les modéliser. Les systèmes réels sont plus complexes comme c'est le cas de la chaîne d'énergie pour la variation de vitesse d'une machine triphasée représentée à la Figure 22.

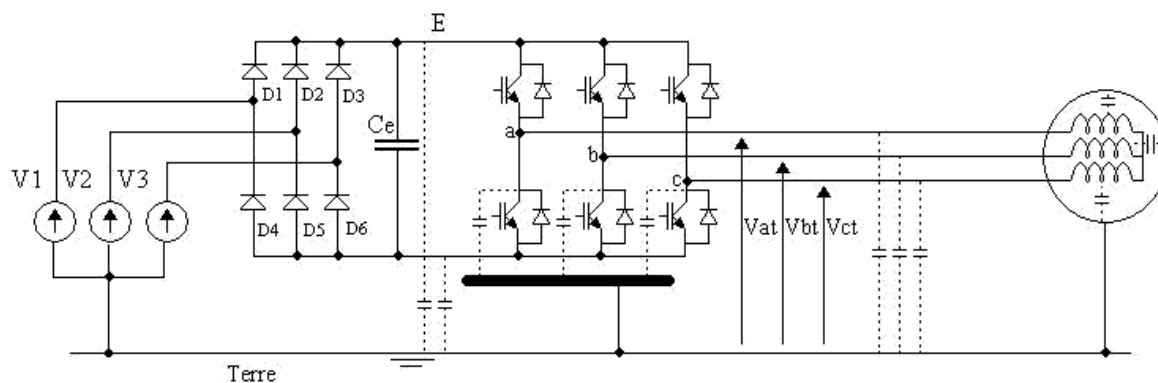


Figure 22 : Chaîne de conversion pour le réglage de la vitesse d'un moteur triphasé.

Cette chaîne est constituée d'une source triphasée (le réseau triphasé), de câbles de liaison, d'un redresseur triphasé, d'un onduleur, de câbles de sortie et enfin d'un moteur triphasé. Chaque

élément va donc contribuer à la génération et/ou à la transmission de perturbations EM conduites qui vont se propager vers le réseau et vers le moteur en mode différentiel et en mode commun. Ce dernier mode est le plus difficile à gérer car les chemins de propagation via les terres peuvent être multiples et complexes, le cas représenté à la Figure 22 étant simplifié.

La Figure 23 met en évidence les courants de mode commun circulant dans les boucles de terre amont et aval de l'onduleur. La tension de mode commun créée par l'onduleur est définie par :

$$V_{MC} = \frac{V_{at} + V_{bt} + V_{ct}}{3}$$

Elle génère des courants de mode commun vers le réseau (boucle en bleu), vers les câbles (boucle en rouge) et vers le moteur (boucles en vert) via leurs impédances de mode commun respectives. La Figure 23 présente la tension de mode commun V_{MC} générée par l'onduleur ainsi que son spectre fréquentiel (en bleu à gauche) : on observera des raies multiples de 150 Hz liées au fonctionnement du redresseur triphasé ainsi que les raies liées au découpage de l'onduleur à partir de 20 kHz.

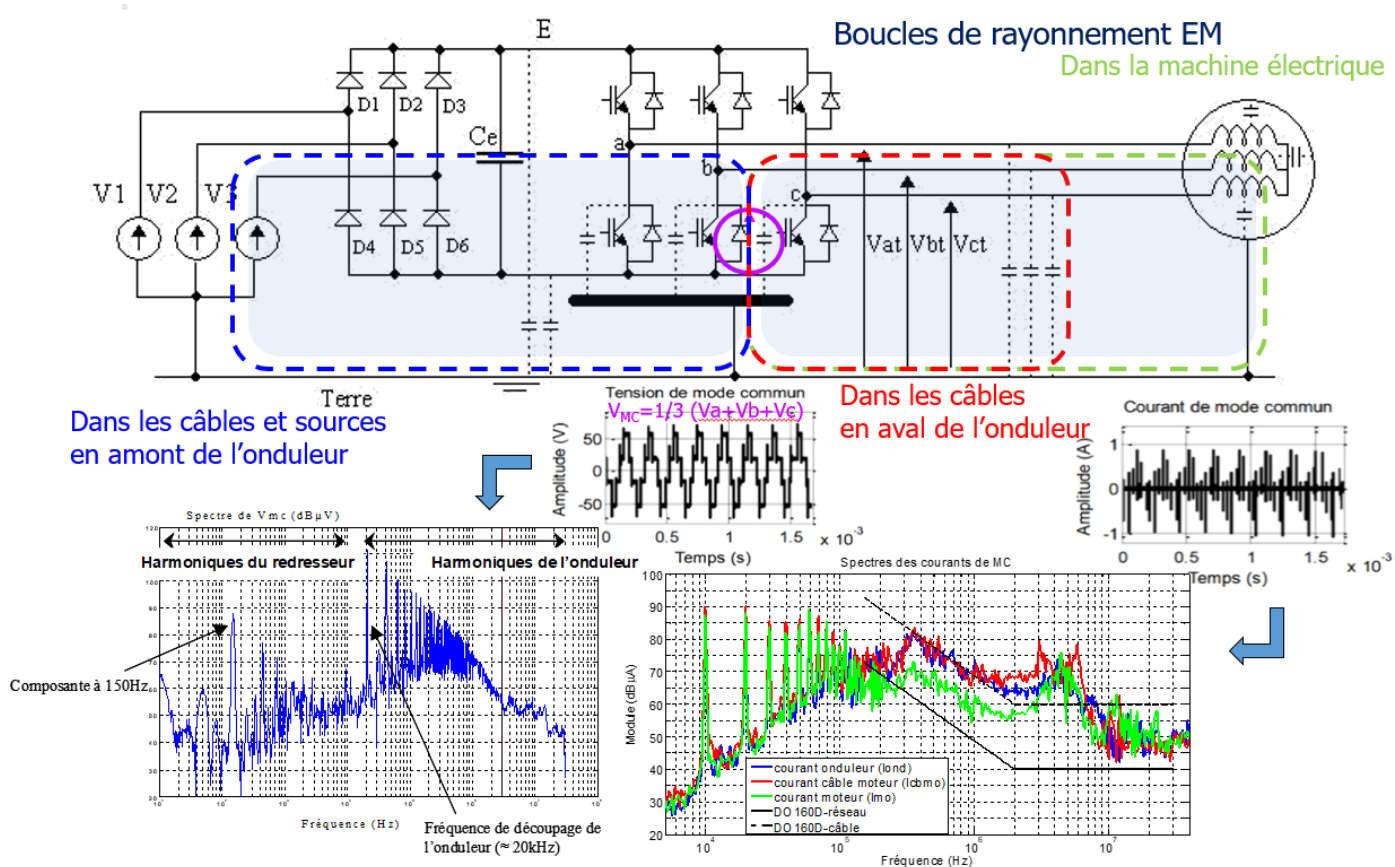


Figure 23 : Propagation des courants de mode commun dans la chaîne d'énergie

La Figure présente aussi le courant de mode commun en temporel issu de la carcasse du moteur ainsi que les spectres des courants de mode commun à différents endroits de cette chaîne d'énergie (voir légende sur les spectres à droite). On peut observer que les niveaux sont très largement supérieurs à ceux autorisés par la norme aéronautique DO160D, que ce soit en entrée ou en sortie de l'équipement. Enfin, ces boucles se comportent en HF comme des antennes aptes à rayonner des champs électromagnétiques indésirables.

2.2 - Phénomènes HF dans les actionneurs électriques [2], [3], [4]

Comme on l'a vu au-dessus, les actionneurs électriques sont maintenant systématiquement associés à des dispositifs de conversion statique (hacheurs, onduleurs), alimentés par des sources de tension ou de courant à découpage qui les soumettent à de forts dv/dt (quelques $kV/\mu s$) et di/dt (quelques $100 A/\mu s$), loin du régime sinusoïdal pour lequel ils ont généralement été conçus.

Si le modèle « basse fréquence » destiné au contrôle est bien connu, le modèle HF l'est beaucoup moins. Cependant il détermine en grande partie le comportement des actionneurs vis-à-vis de la CEM, des décharges partielles, des phénomènes d'érosion de paliers. Ces effets HF entraînent leur vieillissement et la dégradation de leur fiabilité.

Les machines électriques sont complexes en termes de diversité de matériaux (isolants, conducteurs, magnétiques) et de constitution (feuilletage, encochage), de non linéarité des propriétés physiques (magnétiques, diélectriques, conducteurs), elles présentent des disparités de fabrication (bobinage « en vrac », têtes de bobines, tolérancement mécanique, etc.). Par ailleurs, les dimensions géométriques sont telles que certains phénomènes électromagnétiques nécessitent de considérer la propagation des champs EM (longueur développée des conducteurs). Pour illustrer la complexité du comportement HF d'une machine électrique, on représente à la Figure 24 la mesure des impédances de mode différentiel et commun d'une phase de machine asynchrone triphasée entre 10 kHz et 100 MHz. On peut observer dans les deux modes une très grande variabilité de l'impédance (module et phase) due à de multiples résonances/antirésonances et à des effets de propagation dans le bobinage.

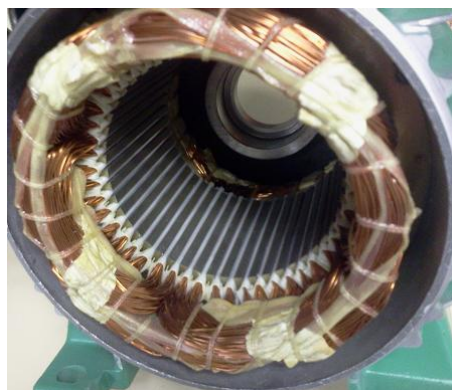
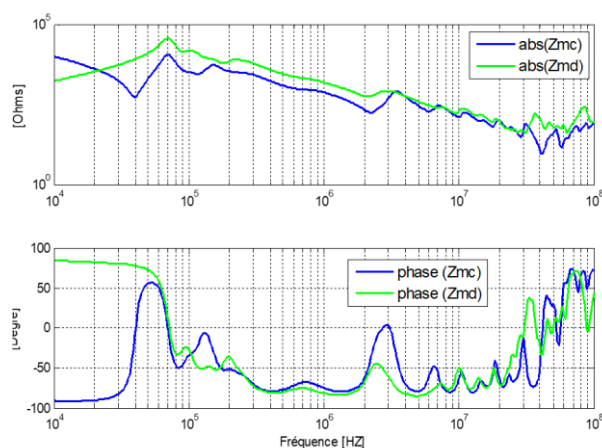


Figure 24 : Module/phase des impédances de mode commun Z_{mc} et différentiel Z_{md} d'une phase de moteur asynchrone (MAS 1,1kW/400V, 1500tr/mn)

Comme on le voit, la diversité des structures et des matériaux constituant les actionneurs électriques nécessite une approche multiphysique complexe pour les modéliser et correctement appréhender les phénomènes HF auxquels ils sont soumis lorsqu'alimentés par des tensions découpées. La suite de cet article aborde cette problématique.

2.2.1 - Effets capacitifs dans les machines électriques, propagation du courant de mode commun

Dans une machine électrique, les bobinages constitués de conducteurs émaillés sont logés dans des encoches au fond desquelles un isolant a été placé afin de respecter l'isolation galvanique requise comme représenté à la Figure 25. Cette disposition conduit à la création de capacités parasites entre les conducteurs et la masse métallique de la machine, généralement connectée à la terre. Ainsi, si les conducteurs sont soumis à des dV/dt élevés, des courants de déplacement sont créés, ils constituent le courant de mode commun de l'actionneur.

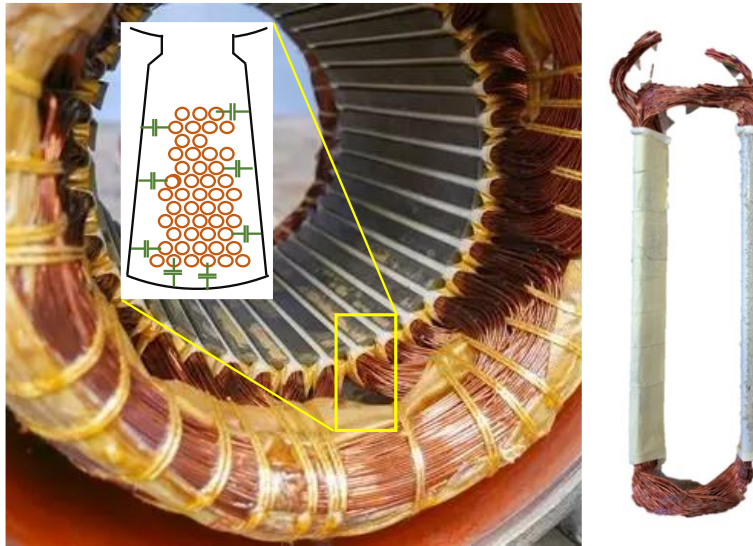


Figure 25 : Représentation schématisée des couplages capacitifs dans une encoche de machine électrique, vue d'une section de bobinage extraite du stator

Outre les couplages capacitifs dans les encoches, il existe d'autres capacités parasites dans un moteur. Elles sont de nature distribuée mais on peut les localiser comme schématisé à la Figure 26, les principales sont :

- Capacités d'encoche C_{bs} représentées en rouge ;
- Capacités des têtes de bobine à la carcasse C_{bs} en rouge ;
- Capacités des masses métalliques stator-rotor C_{rs} en vert ;
- Capacité des têtes de bobine au rotor C_{br} en bleu ;
- Capacités des conducteurs d'encoche au rotor C_{br} en bleu ;
- Capacité des paliers $C_{p1/2}$.

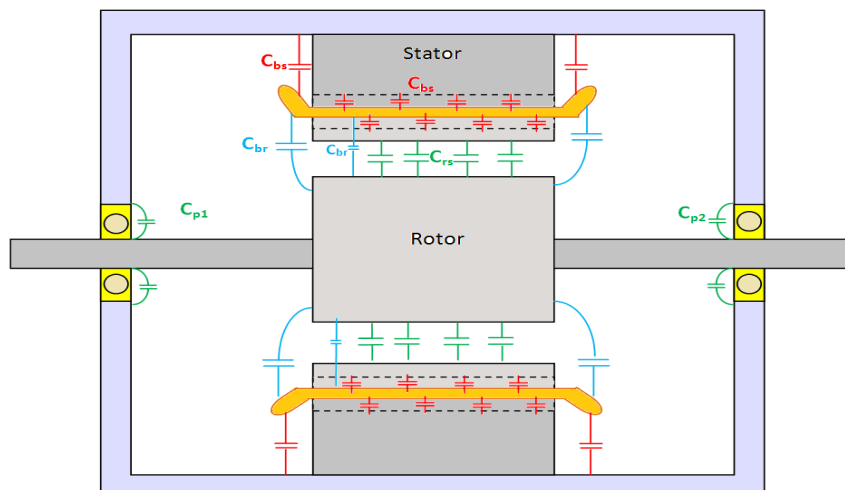


Figure 26 : Représentation schématique des couplages capacitifs internes d'un moteur électrique triphasé

La tension de mode commun V_{MC} appliquée aux enroulements statoriques génère des courants qui se distribuent dans l'ensemble des capacités parasites du moteur. En les regroupant et en les localisant, on peut établir le modèle équivalent représenté à la Figure 27 : $Z_{\phi 1/2/3}$ représentent les impédances des enroulements de la machine. Pour tenir compte d'un enroulement rotorique éventuel (machines à rotor bobiné), on a ajouté les capacités $C_r/2$ entre les conducteurs du rotor et la masse métallique du rotor.

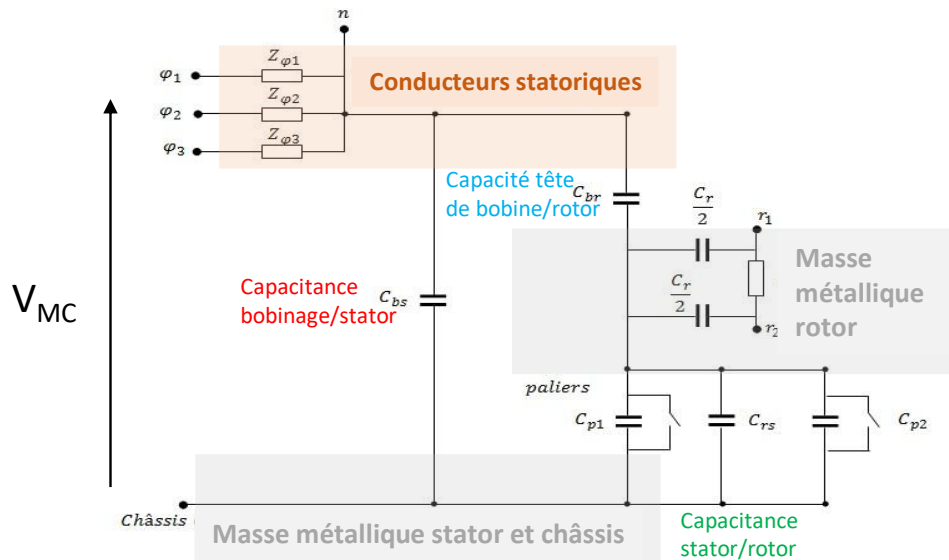


Figure 27 : Schéma équivalent du réseau capacitif d'un moteur triphasé

Par des essais adaptés, il est possible d'identifier les différentes capacités parasites internes du moteur. Dans le tableau 1, on donne à titre d'exemple les valeurs mesurées pour le moteur synchrone à rotor bobiné de la Renault Kangoo (modèle de 2008 : 22 kW, 165 Nm, 2 paires de pôles).

Capacités	Valeur (nF)
C_{bs}	6,07
C_{br}	0,12
$C_{eq} = C_{rs} + C_{p1} + C_{p2}$	0,63
C_r	0,95

Tableau 1 : Valeurs des capacités parasites internes du moteur synchrone de la Kangoo Renault

On constate que ces valeurs sont très importantes, de l'ordre de quelques nF, et que le moteur est donc un chemin de propagation très important pour les perturbations conduites de mode commun. Par ailleurs, si le rotor bobiné est alimenté par un convertisseur à découpage (hacheur d'excitation rotorique), les capacités parasites C_r contribuent à la propagation d'un courant de mode commun issu de cette source. Le moteur est donc le lieu de superposition et de propagation privilégiés des perturbations conduites de mode commun, donnant lieu, outre des perturbations électromagnétiques, à des régimes complexes de courants parasites susceptibles de dégrader les paliers comme on va le voir dans ce qui suit.

2.2.2 - Les courants de palier dus à la tension de mode commun et aux couplages capacitifs

Le modèle de la Figure 27 permet de déterminer les tensions qui peuvent exister entre différentes parties internes du moteur, en particulier aux bornes des paliers à billes. En rotation, les billes flottent sur un film de graisse isolante épais de quelques centaines de nanomètres selon la température, la charge mécanique et la vitesse de rotation (voir Figure 28 b). En rotation, les bagues extérieures et internes sont donc isolées, le roulement peut être représenté par le modèle de la Figure 28 a). Si la tension à ses bornes devient trop grande, le film isolant claque : l'énergie électrostatique stockée dans ses capacités parasites se dissipe sous la forme d'un micro-arc qui dégrade progressivement le chemin de roulement comme présenté à la Figure 28 c).

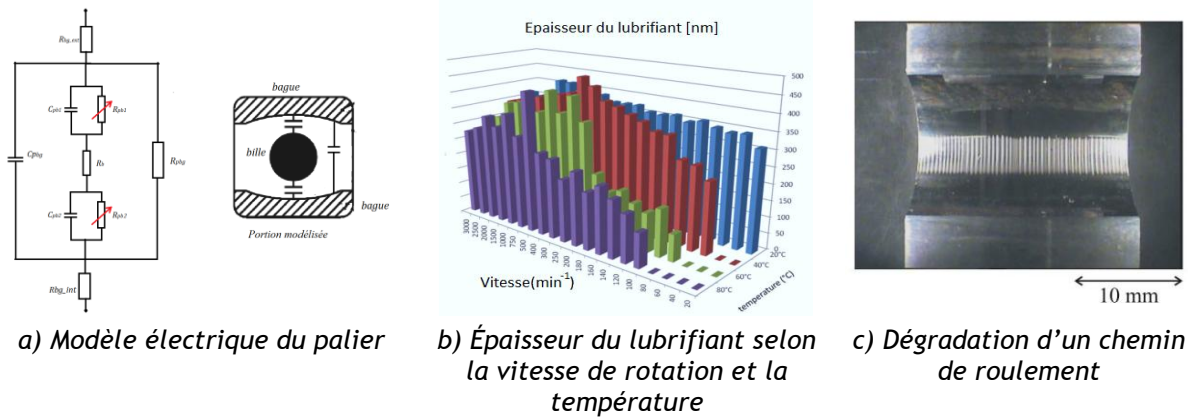


Figure 28 : Comportement mécano-électrique d'un roulement à bille [5], [6]

Les roulements à billes sont donc des composants sensibles à la tension de mode commun. Le modèle électrique de la Figure 27 permet de la calculer, afin de mettre en évidence un potentiel risque de claquage. Un exemple de ce phénomène est montré à la Figure 29. On a mesuré à l'aide de contacts glissants la tension aux bornes d'un palier d'un moteur synchrone de véhicule électrique. La tension de mode commun appliquée aux enroulements statoriques est le signal carré d'amplitude 50 V (tracé jaune). On observe la tension de roulement sur le tracé en bleu (mesure inversée pour faciliter la lecture), son amplitude est de 5 V ce qui est cohérent avec les valeurs des capacités parasites mesurées au préalable. A certains instants, alors que la tension $V_{MC} = 50$ V, cette tension s'annule (zones en pointillés) mettant en évidence la décharge de la capacité de roulement suite à un micro-arc.

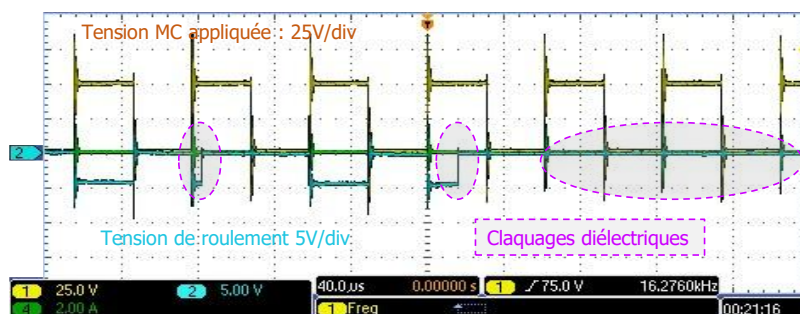


Figure 29 : Tension de paliers (tracé bleu) et tension de mode commun (tracé jaune), les claquages sont circlés en pointillés

Cet exemple démontre que la tension de mode commun appliquée à un moteur par un convertisseur à découpage génère des courants de mode commun qui circulent dans toute la structure de la machine mais aussi crée des tensions de palier susceptibles de provoquer leur défaillance. Il existe plusieurs solutions pour éviter ce type de dégradation :

- Utiliser des roulements à billes céramiques ;
- Eviter l'apparition de tension de palier en ajoutant une bague conductrice chargée en carbone qui « court-circuite » les capacités de roulement ;
- Réduire par construction les capacités C_r et C_{br} qui déterminent la tension de palier, cette solution n'est pas toujours possible.

2.2.3 - Modélisation HF des impédances d'une machine électrique

Cette section présente le principe de modélisation des impédances de modes commun et différentiel d'un enroulement d'une machine électrique en haute fréquence. Celles-ci déterminent les courants HF de modes commun et différentiel qui parcourent la machine. Aux effets électrostatiques vus dans les paragraphes précédents, il faut ajouter les effets magnétiques dans

les encoches. Dans la plage des hautes fréquences (> 100 kHz), le champ magnétique est confiné dans les encoches car il ne peut pénétrer dans les masses métalliques conductrices, les parois d'encoche se comportant comme des blindages magnétiques. On peut donc adopter une modélisation par éléments localisés dans le cas d'une spire passant dans deux encoches, cas simple représenté à la Figure 30 a). Chaque tronçon de la spire est représenté par le réseau RLC de la Figure 30 b). Les tronçons successifs (passages dans les encoches et dans les têtes de bobine) sont chaînés pour obtenir le schéma équivalent de la Figure 30 c). On a simplifié le modèle pour les têtes de bobine où les effets capacitifs sont négligés (tronçons en vert).

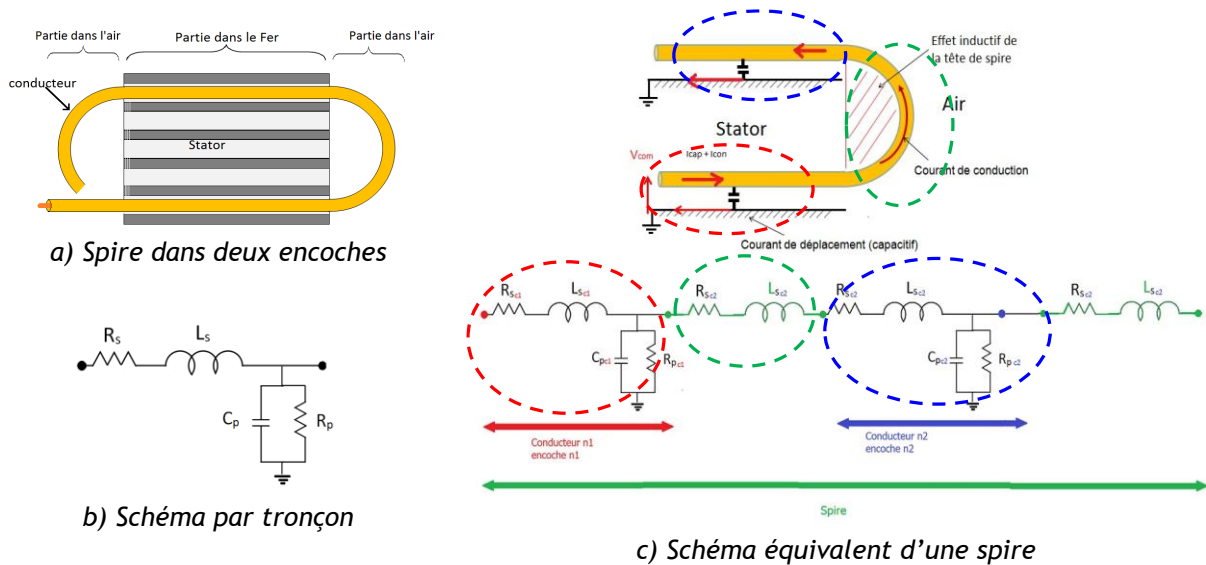


Figure 30 : Schéma électrique d'une spire dans deux encoches

Ce modèle de spire permet une représentation de son impédance en mode différentiel (vue entre les bornes d'entrée et de sortie) ainsi qu'en mode commun (vue entre les extrémités de la spire et la carcasse de la machine). La Figure 31 représente le cas de deux spires placées dans deux encoches : au modèle de la Figure 30 c), il faut ajouter les couplages électrostatiques (C_{te} , C_{tt}) et magnétiques (M_{te} , M_{tt}) dans une même encoche.

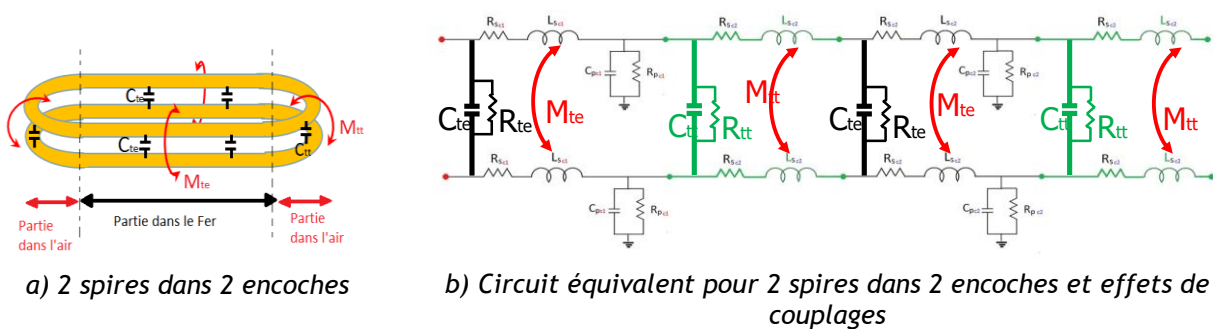


Figure 31 : Élaboration du modèle équivalent de 2 spires localisées dans 2 encoches

Comme on peut le constater, le modèle se complexifie très vite avec le nombre de spires par encoche et les multiples couplages électromagnétiques qui apparaissent entre les conducteurs. Par ailleurs, il est nécessaire de connaître les valeurs de l'ensemble des éléments RLC du modèle, ils diffèrent selon la position de la chaque spire dans chaque encoche. Le calcul analytique n'est plus possible et il faut alors avoir recours au calcul numérique par éléments finis pour estimer l'ensemble de ces paramètres. Le calcul est automatisé : pour chaque conducteur dans chaque encoche ou tête de bobine, on calcule son inductance propre, sa résistance, les mutuelles par rapport aux autres conducteurs, les capacités par rapport aux autres conducteurs et par rapport aux parois d'encoche. Les valeurs obtenues permettent la constitution d'une « netlist » représentative du modèle électrique compatible avec le logiciel SPICE. On peut ensuite extraire

l'impédance globale de l'ensemble des spires et donc d'une phase du moteur. La Figure 32 présente ce flot de calcul.

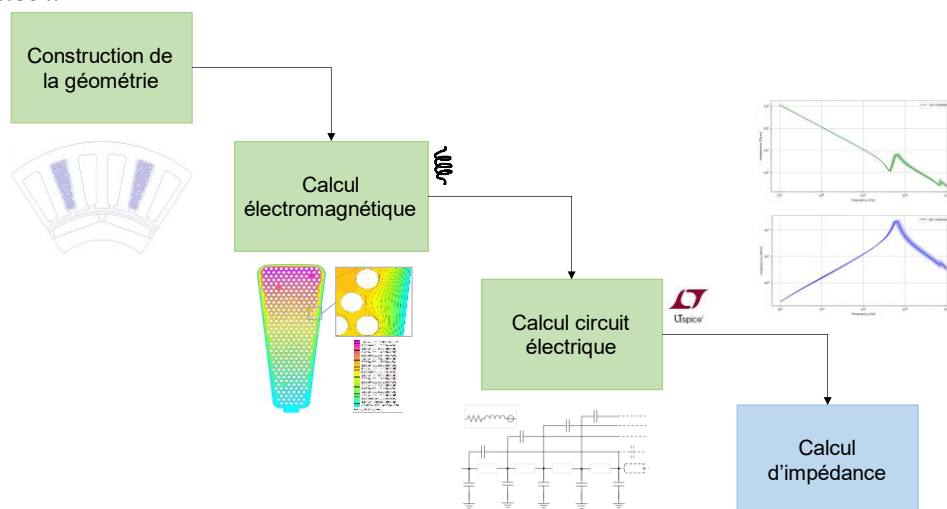


Figure 32 : Flot de calcul pour la modélisation circuit des impédances de modes commun et différentiel d'un enroulement de machine électrique

Cette technique est complexe et nécessite d'avoir une bonne connaissance de la position de chaque spire dans l'encoche, ce qui est quasi-impossible dans le cas de machines à bobinage en vrac. Ainsi, la précision de prédiction de leurs impédances HF est limitée par cette dispersion de placement des conducteurs mais la simulation numérique permet cependant d'encadrer les valeurs limites des impédances en faisant varier les paramètres de positionnement des conducteurs. Les courbes d'impédance de mode commun et différentiel d'un bobinage présentés à la Figure 33 montrent cette possibilité : les courbes en pointillés orange sont calculées avec les conducteurs parfaitement rangés ; en pointillés vert les conducteurs sont distribués aléatoirement dans l'encoche et les courbes en gris sont des mesures sur 9 bobines identiques. On voit d'une part la dispersion liée à la fabrication (aires grisées) et d'autre part que la simulation encadre correctement les valeurs d'impédance. La prédiction est relativement correcte en mode commun pour le cas « parfaitement rangé ». On peut donc conclure que la distribution réelle des conducteurs est donc intermédiaire entre le cas « parfaitement rangé » et le cas « aléatoire ».

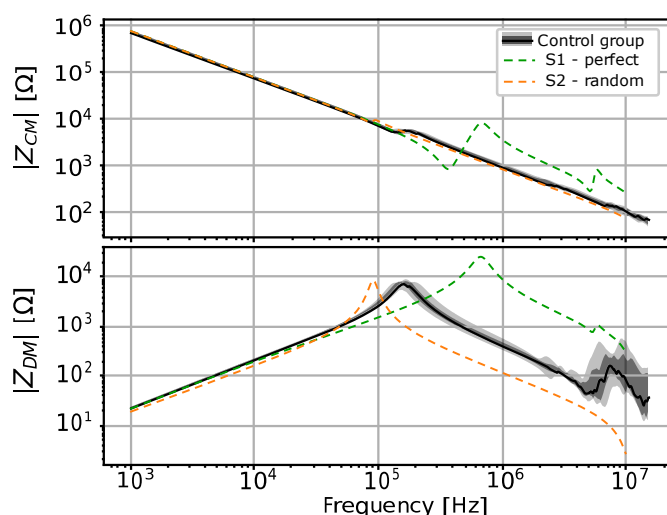


Figure 33 : Comparaison mesures et simulations des impédances de mode commun (haut) et différentiel (bas) d'un bobinage de machine électrique : simulations en pointillés, mesures en traits pleins et aires grisées

L'intérêt d'une telle modélisation est qu'elle permet de prédire les courants HF dans toutes les parties de la machine pour éventuellement modifier sa conception de telle façon à les réduire par ajout d'isolants ou par un meilleur contrôle de la disposition des conducteurs dans les encoches.

Cependant, la constitution d'un modèle prédictif tel que présenté au-dessus est complexe et sujette à incertitudes et par ailleurs les temps de simulation peuvent devenir très longs. Cependant, dans de nombreux cas, on dispose du moteur et il est possible de mesurer les impédances de modes commun et différentiel et leur associer un modèle circuit dit « comportemental ». Ainsi, les grandeurs externes (courants de modes commun et différentiel) sont simulables mais il est impossible de connaître leur distribution interne dans la machine, à l'inverse du cas prédictif. L'intérêt de cette approche est de réduire l'ordre du modèle et donc les temps de calcul, elle est très utile pour la simulation globale d'un système complexe en vue par exemple de dimensionner les filtres CEM.

Un exemple de cette méthode est donné à la Figure 34 pour la modélisation d'une machine asynchrone à cage 230 / 400 V / 3 kW / 1500 tr/mn. Un modèle d'impédances d'une phase est posé à la Figure 34 a) en s'appuyant sur le modèle BF de la machine auquel on a ajouté des impédances localisées de mode commun. Ce modèle est décliné sous la forme de réseaux RLC en échelle pour simuler les multiples résonances et antirésonances des impédances HF (voir Figure 24) ainsi que les effets de variation des éléments inductifs et résistifs avec la fréquence (effets de peau et de proximité dans les bobinages). Une routine d'optimisation permet d'identifier les valeurs des différents éléments par minimisation d'une fonction d'erreur. Le schéma a pu être simplifié car les valeurs de certains éléments devenaient négligeables. On obtient alors le modèle simulable sous SPICE de la Figure 34 c).

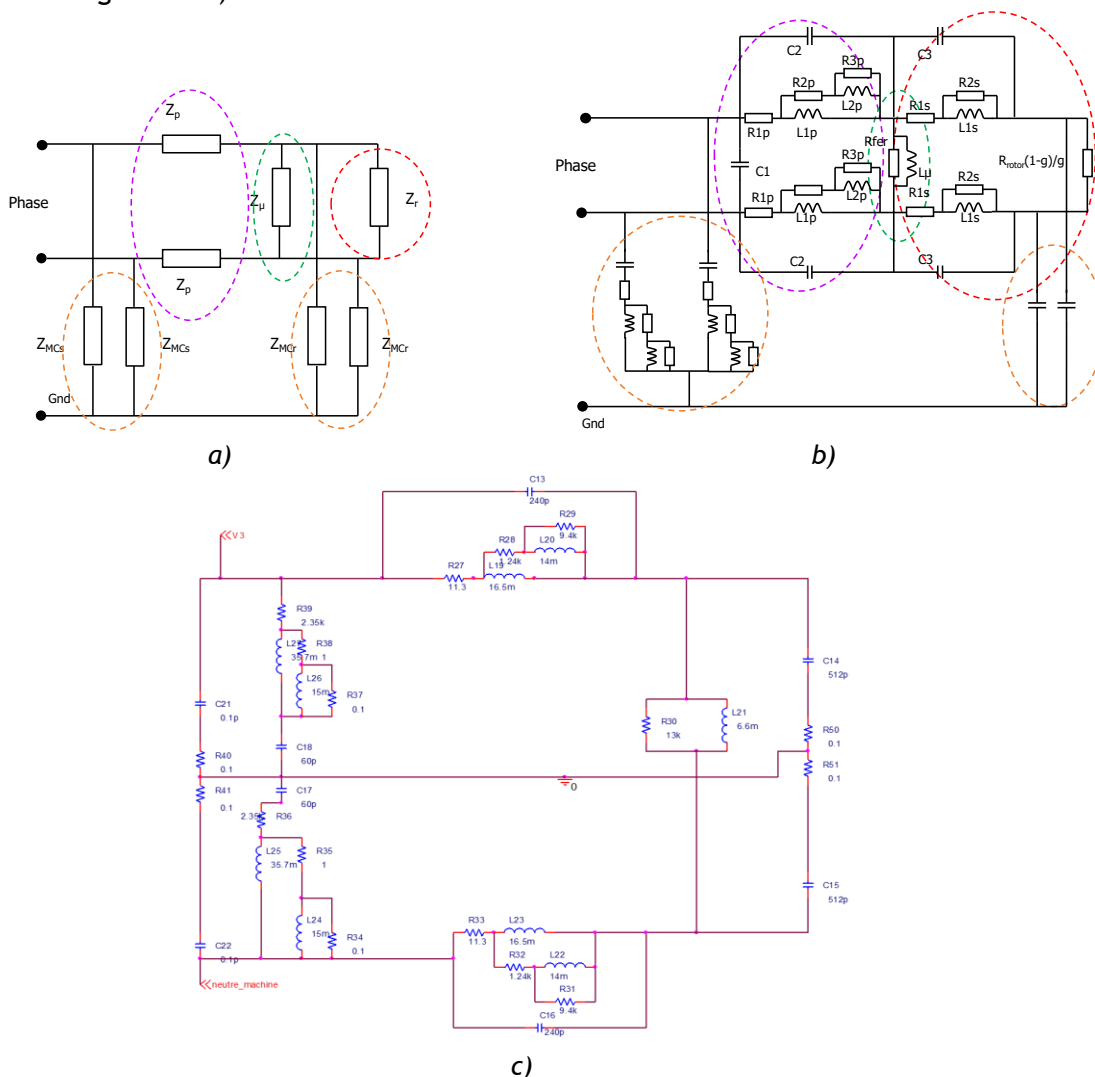
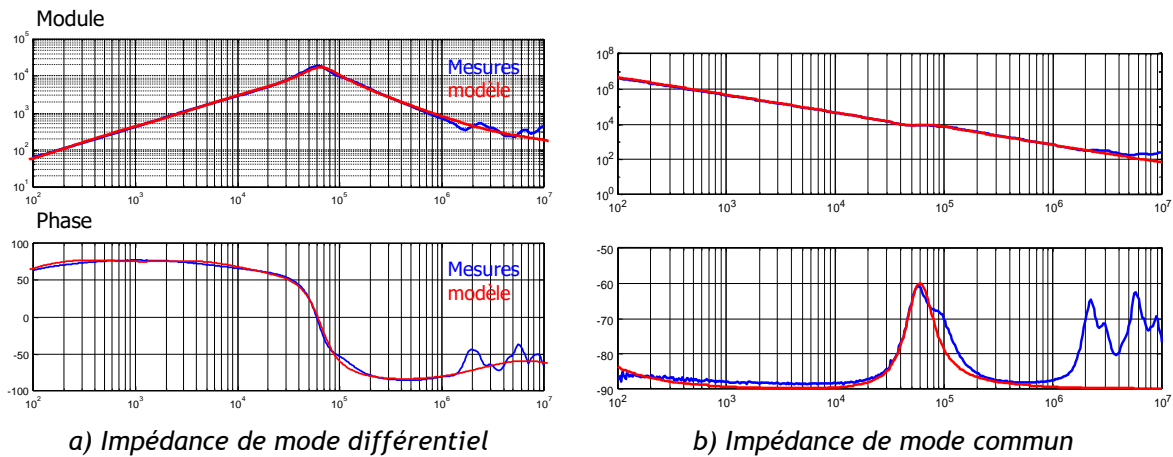


Figure 34 : Élaboration du modèle comportemental des impédances de MD et MC d'une phase de moteur asynchrone

Les courbes de la Figure 35 montrent une très bonne convergence des courbes d'impédance HF entre le modèle et les mesures jusqu'à la dizaine de MHz.



a) Impédance de mode différentiel

b) Impédance de mode commun

Figure 35 : Comparaison modèle de simulation vs. mesures des impédances HF d'une machine asynchrone

La bande passante de ce type de modèle dépend de la discrétisation des impédances par des réseaux en échelle : ils doivent être étendus si on souhaite l'élargir au-delà de 10 MHz ce qui peut poser des problèmes de convergence de la routine d'optimisation et allonger les temps de calcul.

2.3 - Modélisation et calcul analytique des perturbations de mode commun dans un entraînement à vitesse variable

Cette dernière partie illustre la méthode de modélisation des perturbations de mode commun dans un système de variation de vitesse d'une machine asynchrone depuis le RSIL, représenté à la Figure 36 [7]. La représentation par impédances localisées est utilisée, elle est suffisamment précise jusqu'à la fréquence de 10 MHz, suffisante pour le dimensionnement d'un filtre de mode commun d'entrée du système (non représenté). Les calculs sont effectués directement en régime fréquentiel bien adapté à la caractérisation des perturbations en CEM.

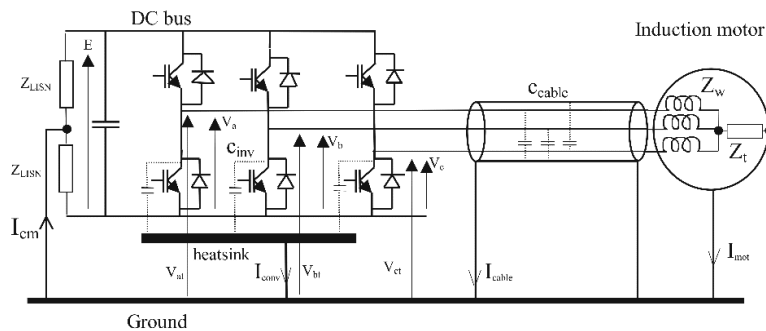


Figure 36 : Chaîne de variation de vitesse : RSIL, onduleur, câble, moteur

La méthode utilisée ici consiste à établir les matrices des quadripôles impédances de mode commun $[Z_{ijc}]$ de chaque élément de la chaîne puis à calculer analytiquement les tensions et courants de mode commun aux différents points du système comme représenté à la Figure 37.

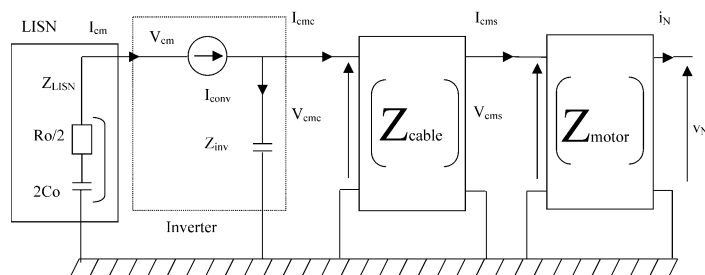


Figure 37 : Modèle équivalent matriciel en mode commun

Chaque élément est caractérisé par un quadripôle d'impédances de mode commun. La matrice $[Z_{ijc}]$ peut être calculée selon une des méthodes vues précédemment ou mesurée directement avec un analyseur de réseau ou un impédancemètre. A titre d'exemple le modèle du câble est donné à la Figure 38.

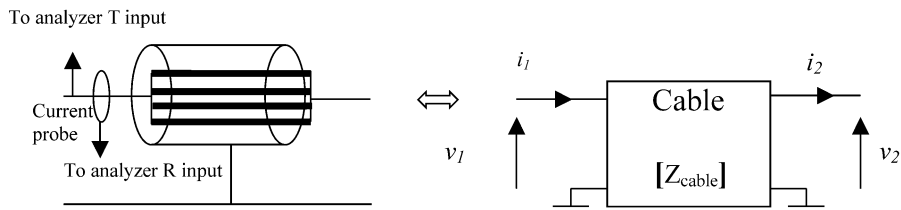


Figure 38 : Méthode de détermination des impédances Z_{ijc} d'un câble triphasé blindé

Le formalisme pour déterminer $[Z_{ijc}]$ est donné par les équations suivantes :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11c} & Z_{12c} \\ Z_{21c} & Z_{22c} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ -i_2 \end{pmatrix}$$

Les termes de la matrice sont donnés par :

$$Z_{11c} = \frac{v_1}{i_1} \text{ avec } i_2 = 0$$

$$Z_{21c} = \frac{v_2}{i_1} \text{ avec } i_2 = 0 \quad (\text{circuit ouvert})$$

$$Z_{12c} = -\frac{v_1}{i_2} \text{ avec } i_1 = 0$$

$$Z_{22c} = -\frac{v_2}{i_2} \text{ avec } i_1 = 0$$

Le quadripôle étant passif, on a de plus : $Z_{11c} = Z_{22c}$, $Z_{12c} = Z_{21c}$.

Ces expressions peuvent être mesurées directement ou calculées à partir des paramètres géométriques du câble et des propriétés physiques des matériaux le constituant. La Figure 39 montre les modules et phases de ces impédances pour un câble triphasé blindé de 5 m, le blindage ayant été relié à la terre de référence à ses extrémités.

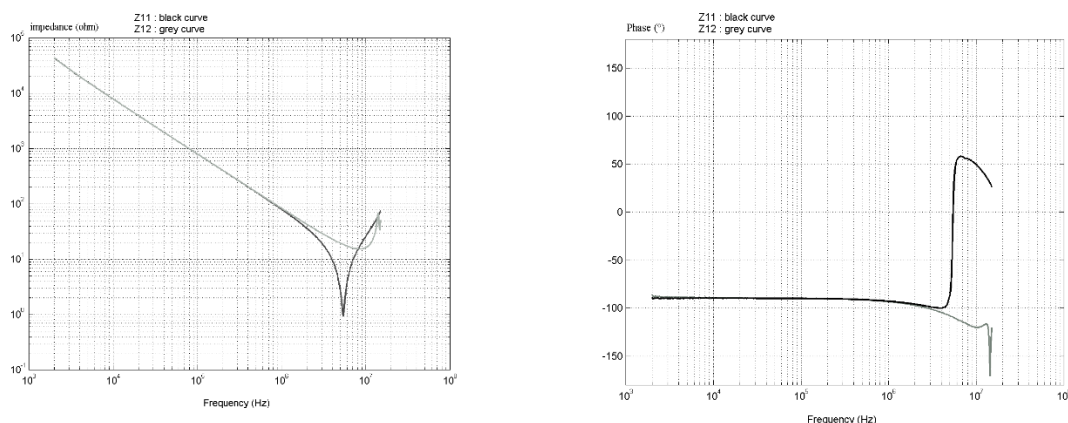


Figure 39 : Mesures directes des éléments de $[Z_{cable}]$, câble triphasé blindé, longueur = 5 m, extrémités connectées au plan de masse, tracé noir Z_{11c} , gris Z_{12c}

La même procédure permet de déterminer les éléments de la matrice $[Z_{motor}]$ du moteur comme représenté à la Figure 40 ; on a vu au paragraphe précédent comment obtenir cette courbe d'impédance soit par prédiction soit par mesure. On s'est limité à l'identification de Z_{11m} car les autres termes n'interviennent pas dans le calcul des courants de mode commun comme on le verra plus loin.

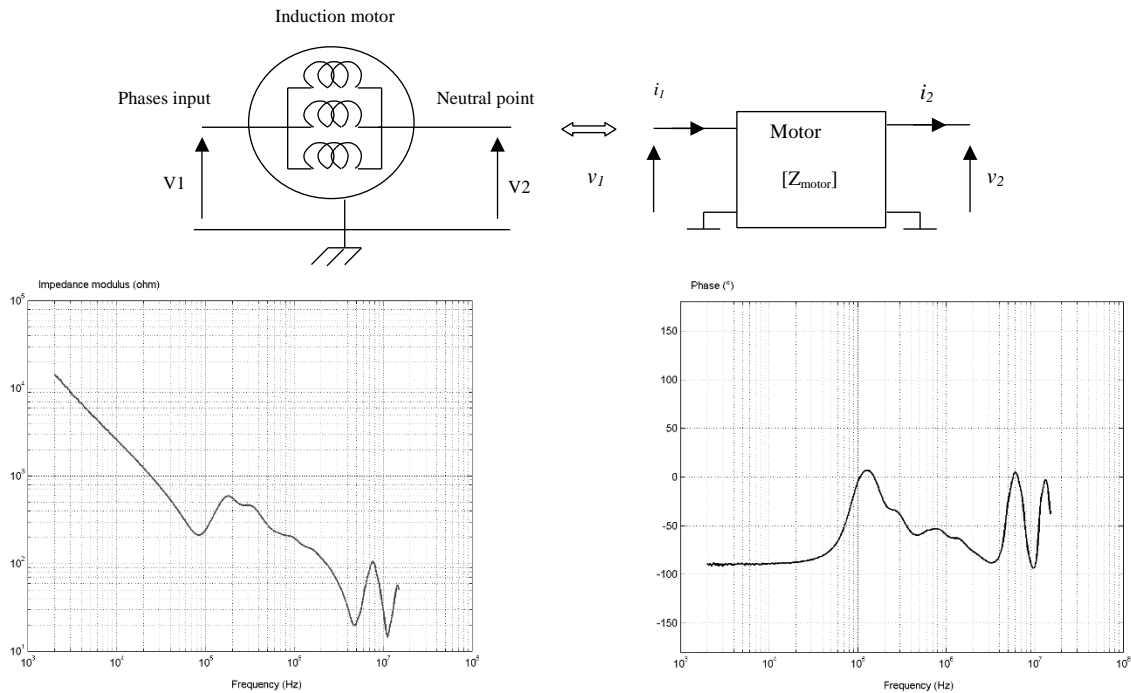
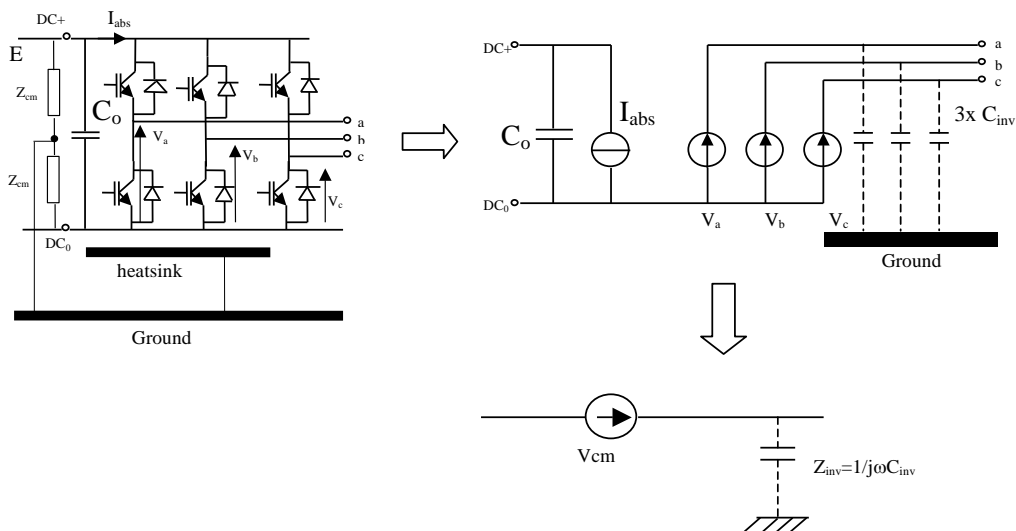


Figure 40 : mesure directe de Z_{11m} , moteur triphasé asynchrone à cage 400 V / 1500 tr/mn, 3 kW

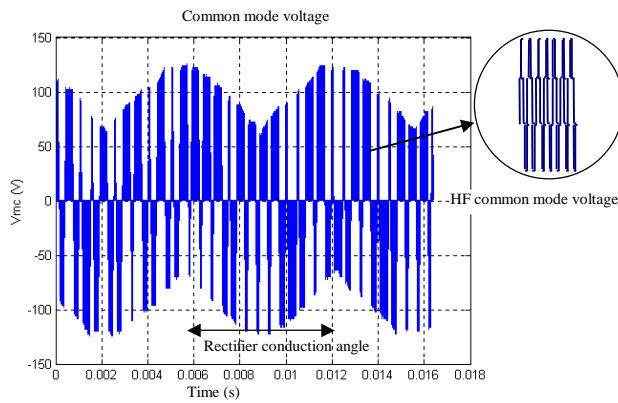
Enfin, on identifie la source de tension de mode commun du système à partir de la tension de mode commun issue de l'onduleur comme représenté à la Figure 41 a). L'expression de V_{cm} est donnée par :

$$V_{cm} = 1/3(-3E/2 + [f_{m1}(t) + f_{m2}(t) + f_{m3}(t)].E) = -E/2 + 1/3 (V_a + V_b + V_c)$$

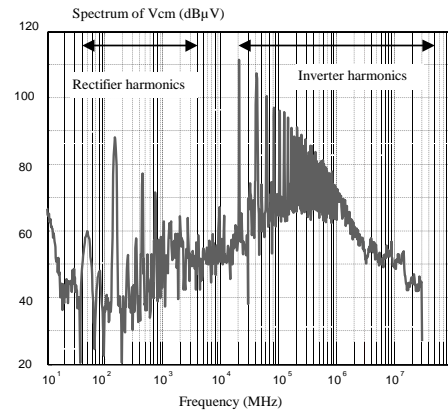
$f_{m1}(t)$, $f_{m2}(t)$ et $f_{m3}(t)$ sont les fonctions de modulation des bras d'onduleur. La tension V_{cm} est représentée à la Figure 41 b) et son spectre à la Figure 41 c) ; on observe sur ces courbes la contribution du redresseur PD3 qui alimente l'onduleur. Les couplages capacitifs internes de l'onduleur entre les points milieu des cellules de commutation et la terre sont regroupés dans l'impédance Z_{inv} .



a) Définition de la source équivalente de tension de mode commun et son impédance interne de mode commun Z_{inv} .



b) Mesure temporelle de V_{cm}



c) Spectre fréquentiel de V_{cm}

Figure 41 : Élaboration de la tension de mode commun créée par l'onduleur

Toutes les impédances et sources du modèle étant connues, on peut calculer analytiquement dans le domaine fréquentiel les expressions des courants de mode commun aux différents points de la chaîne :

- dans le RSIL :

$$i_{cm} = \frac{v_{cm}}{Z_{LISN} + z_{inv} // Z_{eq}} = \frac{v_{cm}}{Z_{LISN} + \frac{z_{inv} \left(z_{11c} - \frac{z_{12c} z_{21c}}{z_{11m} + z_{22c}} \right)}{z_{inv} + \left(z_{11c} - \frac{z_{12c} z_{21c}}{z_{11m} + z_{22c}} \right)}}$$

- dans le blindage du câble triphasé :

$$i_{cmc} = \frac{z_{inv} v_{cm}}{z_{LISN} z_{inv} + (z_{LISN} + z_{inv}) \left(z_{11c} - \frac{z_{12c} z_{21c}}{z_{11m} + z_{22c}} \right)}$$

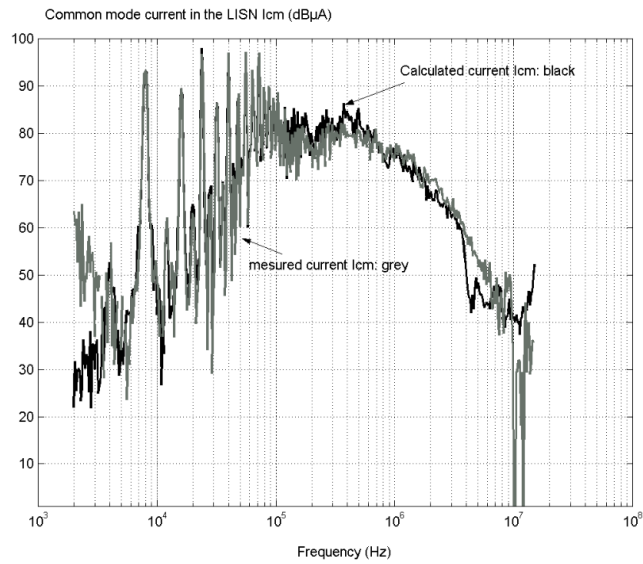
- dans le châssis du moteur :

$$i_{cms} = \frac{z_{21c} z_{inv} v_{cm}}{(z_{21m} + z_{22c}) \left(z_{LISN} z_{inv} + (z_{LISN} + z_{inv}) \left(z_{11c} - \frac{z_{12c} z_{21c}}{z_{11m} + z_{22c}} \right) \right)}$$

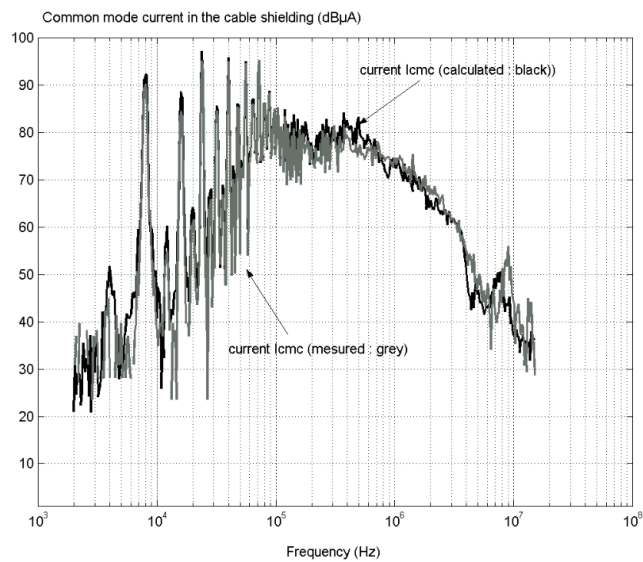
Z_{eq} est définie par :

$$z_{eq} = \frac{V_{cmc}}{I_{cmc}} = z_{11c} - \frac{z_{12c} z_{21c}}{z_{11m} + z_{22c}}$$

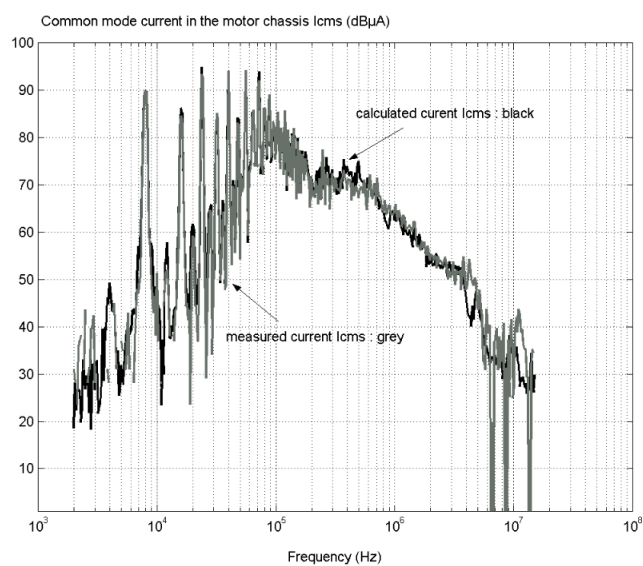
La Figure 42 présente la comparaison entre les spectres mesurés directement et calculés via la méthodologie détaillée au-dessus. On constate un bon accord entre mesures et calculs dans la bande de fréquence allant jusqu'à 10 MHz.



a) Spectre fréquentiel du courant dans le RSIL : comparaison mesure directe (gris) et calcul (noir)



b) Spectre fréquentiel du courant dans le blindage du câble triphasé : comparaison mesure directe (gris) et calcul (noir)



c) Spectre fréquentiel du courant dans le châssis du moteur : comparaison mesure directe (gris) et calcul (noir)

Figure 42 : Comparaisons mesures directes et calculs à différents points du système

Dans cet exemple, nous avons décrit une méthodologie de prédiction des perturbations conduites de mode commun dans un système classique d'entraînement à vitesse variable. Elle est basée sur des déterminations expérimentales et sur une représentation en mode commun du système complet par des matrices quadripolaires. Le modèle est réduit à cette seule propagation ce qui est limitatif, mais ce mode est largement responsable des principales perturbations générées par ces dispositifs. Nous avons choisi de minimiser la complexité du modèle afin de le rendre facilement calculable ; l'enchaînement de quadripôles est intéressant de ce point de vue. Les résultats obtenus prouvent qu'il est possible de déterminer avec une précision correcte l'amplitude des courants de mode commun en divers endroits du système.

Cette méthode est bien adaptée à la conception de filtres pour la réduction des perturbations de mode commun : en insérant entre le RSIL et l'onduleur un filtre de mode commun sous la forme d'un quadripôle, il est possible de concevoir ses composants de manière à obtenir l'atténuation souhaitée. Enfin, cette architecture de modèle est suffisamment polyvalente pour être adaptée à des paramètres issus de modèles physiques, de simulations ou de mesures (tel qu'effectué ici). En outre, cette méthode est bien adaptée pour représenter le courant de mode commun circulant dans n'importe quelle partie du système : réseau amont, redresseur, onduleur, câbles d'alimentation, châssis du moteur ou même arbre du rotor ou charge entraînée ; il suffit alors de chaîner les quadripôles correspondants.

3 - Conclusion

Les exemples présentés dans cet article ont pour objectif de décrire les phénomènes de compatibilité électromagnétique selon l'approche classique (sources - couplage) et d'établir leur origine dans le fonctionnement des structures d'électronique de puissance et dans les multiples chemins de propagation internes au convertisseur, dans les câbles de liaison ou dans les charges alimentées (machines électriques). On a montré qu'une approche simplifiée est possible pour prédire les perturbations conduites dans un cas simple et bien défini en termes d'environnement (hacheur) mais qu'il est nécessaire de recourir à des modèles numériques hors de ce cas. La simulation des perturbations conduite peut être réalisée dans le domaine temporel en ajoutant au schéma électrique du dispositif ses couplages à l'environnement (capacitifs, mutuelles) et les éléments parasites (inductances de câblage, capacités parasites, etc.). Cette représentation peut être aussi traitée dans le domaine fréquentiel, les sources devant être définies dans ce domaine également. Ainsi, la représentation des couplages et des chemins de propagation par des modèles circuits est souvent bien adaptée dans une bande de fréquence limitée à quelques 10 MHz car au-delà, les phénomènes de propagation nécessitent d'autres approches.

- La détermination des chemins de propagation et/ou des couplages dans un système de puissance par des impédances localisées peut être réalisée de façon prédictive comme on l'a vu dans le cas du moteur au §2.2 mais aussi par voie expérimentale comme présenté au §2.3. L'approche est cependant limitée à la représentation quasi-statique des phénomènes comme évoqué plus haut.

- La représentation des sources sous la forme de générateurs équivalents de tension (ou de courant) associées ou pas à des impédances internes équivalentes nécessite une modélisation fine des commutations des semiconducteurs : là aussi une approche prédictive avec des modèles précis des interrupteurs de puissance est possible, ce qui conduit souvent à des temps de calculs longs. Toutefois, une approche purement comportementale est possible, où l'on acquiert les grandeurs sources expérimentalement, soit dans le domaine temporel, soit en fréquentiel.

Un schéma global d'approche de la simulation en CEM en vue de tester la conformité à des normes est proposé à la Figure 43 pour prédire les perturbations conduites et rayonnées dans un dispositif

quelconque. Il est basé sur une représentation circuit des fonctions de couplage conduites et sur une modélisation analytique ou numérique des fonctions de couplage rayonnées. Les paramètres des différents modèles peuvent être renseignés de multiples façons : numérique, analytique ou expérimentale.

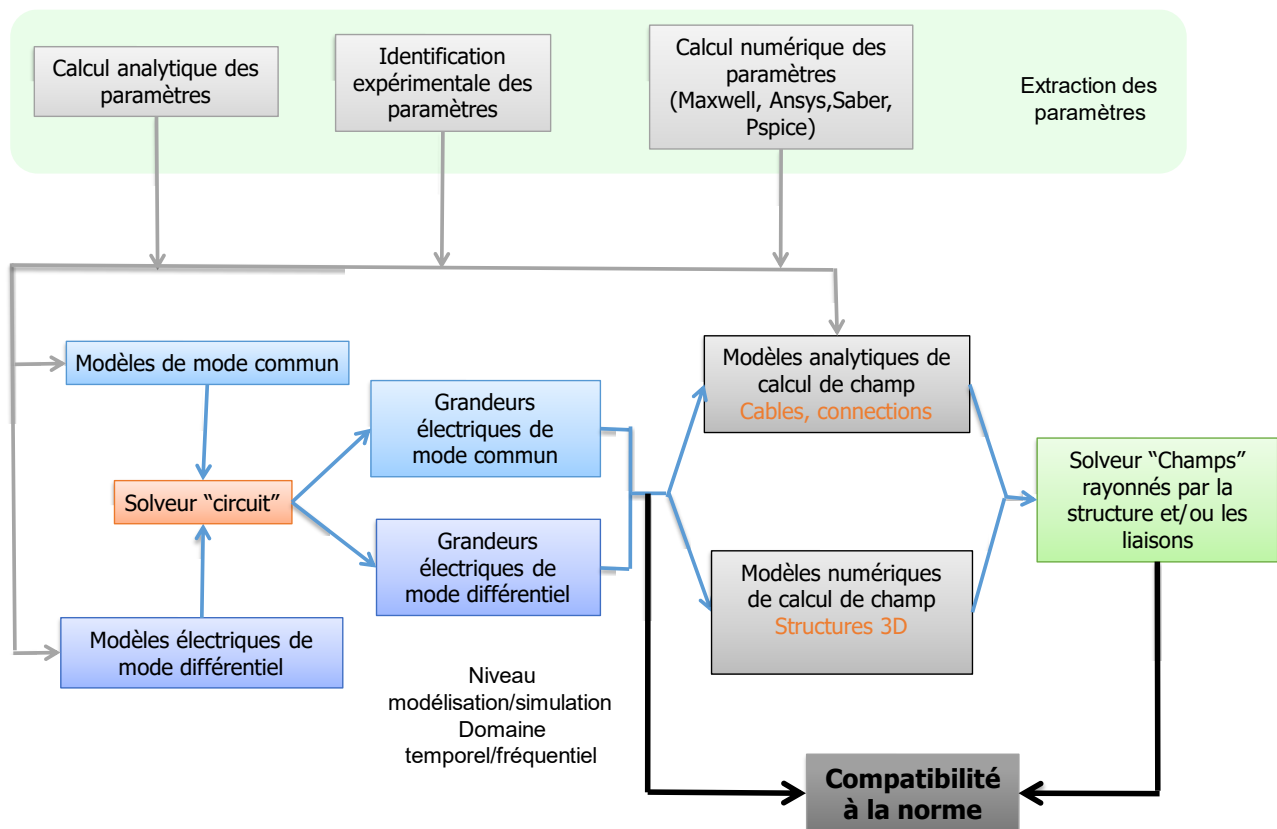
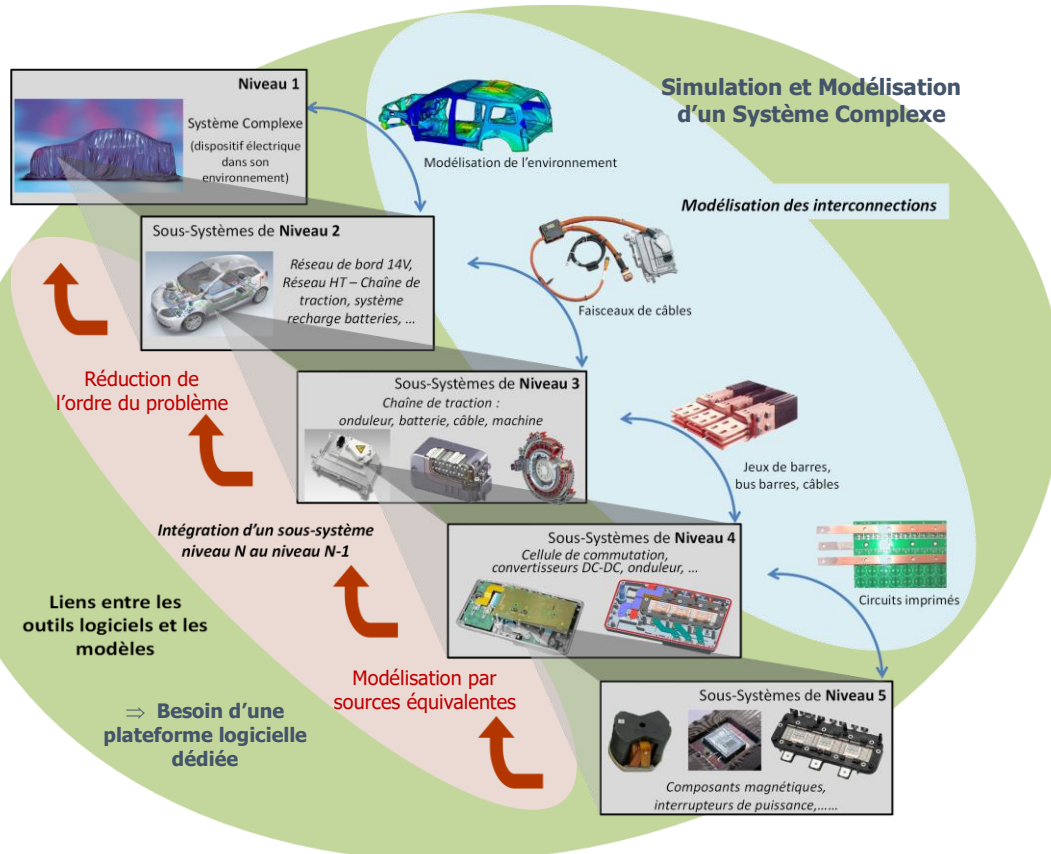


Figure 43 : Approche globale pour la simulation CEM en électronique de puissance

Comme on peut le constater, cette approche nécessite un environnement numérique intégré pour pouvoir chaîner les différentes étapes de simulation. Malheureusement, cet environnement n'existe pas encore chez les principaux éditeurs de logiciels, il reste donc du chemin à parcourir pour que la simulation en CEM dispose d'outils aussi aboutis qu'en simulation en microélectronique ou en mécanique !

Enfin, pour des systèmes très complexes, il serait également nécessaire de disposer d'une telle plateforme logicielle qui permettrait de hiérarchiser les modèles et de les interconnecter en gérant de façon efficace les problématiques d'échelles de temps et d'espace, très différents selon les niveaux hiérarchiques de la représentation : du composant au système comme représenté ci-après.



Références :

- [1] F. Costa, Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs haute fréquence, thèse de doctorat de l'université d'Orsay Paris-Sud, avril 1992.
- [2] N. Boucenna, Contribution à la modélisation en compatibilité électromagnétique des machines électriques triphasées, thèse de l'ENS de Cachan, mai 2014. <https://theses.hal.science/tel-01064831v2/document>
- [3] A. Piat, Contribution à la prise en compte de paramètres incertains dans la modélisation prédictive des impédances de Mode Commun et Différentiel d'une machine électrique à grand nombre de spires, thèse de l'université Paris-Saclay, décembre 2024. <https://theses.hal.science/tel-04834164v1/document>
- [4] Ch. Vermaelen, Contribution à la modélisation et à la Réduction des perturbations conduites dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable, thèse de l'ENS de Cachan, décembre 2003. <https://theses.hal.science/tel-00661714v1/document>
- [5] A. Muetze, Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors, Doctoral Dissertation, Darmstadt University of Technology, Germany, 2004.
- [6] E. Wittek, M. Kriese, H. Tischmacher, S. Gattermann, B. Ponick, and G. Poll, Capacitances and lubricant film thicknesses of motor bearings under different operating conditions, Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference, pp. 0-5, 2010.
- [7] F. Costa, Ch. Vollaie, R. Meuret, Modeling of conducted common mode perturbations in variable-speed drive systems, IEEE transactions on electromagnetic compatibility, Vol. 47, N° 4, pp.1012-1021, nov. 2005. DOI 10.1109/TEMC.2005.857365.
- [8] F. Costa, Principe généraux de la compatibilité électromagnétique, 2025, https://sti.eduscol.education.fr/si-ens-paris-saclay/ressources_pedagogiques/principes-generaux-dela-compatibilite-electromagnetique

[9] A. Puzo, "Contribution à l'étude des perturbations rayonnées dans les convertisseurs haute fréquence", thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, juin 1992.

[10] Combes, Sautereau, Graffeuil, "Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes", éditions Dunod.

[11] E. Labouré, "Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les alimentations continu-continu isolées", thèse de doctorat de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, octobre 1995.