

La CEM appliquée à l'électronique de puissance

De la foudre frappant le sol à proximité d'habitations aux téléphones portables brouillant les émissions radio, la compatibilité électromagnétique (CEM) s'immisce dans notre quotidien sans imaginer être la pierre d'achoppement des ingénieurs chargés de concevoir des dispositifs électroniques innovants. La CEM met en évidence que la combinaison d'équipements électroniques toujours plus performants avec les principes de l'électromagnétisme engendre des phénomènes extrêmement complexes.



Figure 1 : Foudre à Bordeaux 18 juillet 2017, image Nicolas Tucac, AFP

La CEM possède un très vaste domaine d'applications dont il paraît difficile d'avoir une représentation exhaustive dans cette ressource ; l'électronique de puissance, dont les équipements sont présentés comme étant parmi les plus perturbateurs sur le plan électromagnétique, est l'objet de cette publication.

Cette ressource présente les définitions usuelles et les principaux mécanismes de génération d'émissions des structures électroniques de puissance réputées pour leur pollution électromagnétique. Les émissions dites *conduites radiofréquences* sont les seules mises en évidence ici, en effet elles correspondent aux premières grandeurs à analyser pour maîtriser la CEM d'un dispositif électronique.

1 – Introduction

Les structures de conversion sont complexes, cependant la modélisation des émissions conduites semble relativement bien maîtrisée [1]. Les outils dédiés à la CEM sont encore peu répandus et peuvent difficilement définir tout le système dans son environnement. Afin de répondre à cette demande, l'uniformisation des techniques de simulation et des modèles utilisés est un des premiers objectifs.

Ces modèles actuellement développés au niveau des composants élémentaires (interrupteurs, éléments passifs, câbles, machines...) se doivent de donner des résultats acceptables dans les domaines temporel et fréquentiel. Afin de ne pas se limiter, ils doivent pouvoir être renseignés

soit à partir de simulations numériques à l'aide de logiciels usuels¹, soit par une approche analytique ou simplement par la mesure, ce qui reste indispensable pour certains éléments. En décrivant le système dans son ensemble donc l'environnement du composant, une partie du spectre des émissions rayonnées naturellement couplées aux émissions conduites, pourrait être simulé. Cette ressource montre comment des modèles spécifiques à l'électronique de puissance sont élaborés pour rendre compte de la CEM de ces dispositifs.

2 – La compatibilité électromagnétique

2.1 - Définitions

Emission et Susceptibilité sont les deux mots clés de la compatibilité électromagnétique. L'émission représente l'aptitude d'un appareil à transmettre des signaux perturbateurs à son entourage, la susceptibilité concerne la capacité de ce même dispositif à être perturbé par l'extérieur. Il s'agit ici de la CEM inter-système.

Le couplage de ces deux catégories entraîne une troisième définition : **l'auto-perturbation**, c'est à dire la possibilité d'un système de se perturber lui-même. On parle alors de CEM intra-système (figure 1). Ces termes génériques autorisent l'introduction des trois notions de bases de l'analyse CEM des dispositifs électriques : **les sources, les chemins et les victimes**. Dans le schéma classique d'une analyse en CEM, les générateurs de perturbations, ou *sources*, vont par l'intermédiaire de *chemins* de propagation, agir sur une *victime*, par définition susceptible. La modélisation CEM consiste donc à représenter au mieux ces trois composantes.

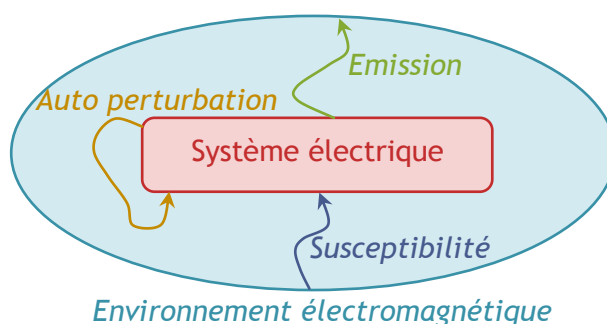


Figure 2 : Représentation des trois composantes CEM

L'identification des sources au cœur du dispositif électrique ou des appareils perturbateurs n'est pas toujours simple. Cependant, en électronique de puissance, certains générateurs sont intuitivement détectables. En effet, les principales perturbations conduites sont engendrées par les changements d'état des interrupteurs de puissance. Ces basculements brutaux amènent des variations rapides de courant ou de tension aux bornes des différents composants.

Lorsque les règles de l'électronique de puissance sont respectées, aucune variation brutale n'est imposée à une variable d'état du système. Mais les éléments parasites induits par la réalisation technologique, font que des courants vont brutalement varier en transitant dans des inductances parasites ; ainsi des fronts de tension vont s'appliquer à des capacités parasites, induisant alors des courants perturbateurs non désirés. Les interrupteurs de puissance sont les principaux acteurs de la génération de courants et de tensions parasites.

Les chemins ou canaux de propagation sont multiples et de natures totalement différentes comme, par exemple, le vide ou simplement l'air, les isolants, la connectique

¹ Comsol®, ANSYS®, FLUX®, FEMM...

constituée de circuits imprimés ou de câbles, mais aussi les semi-conducteurs et le reste des composants. Ceci introduit la notion de couplage, qui détermine le mode de transmission d'une perturbation électromagnétique de la source à un circuit victime. On définit cinq types de couplage différents, même si certains semblent très voisins [2] :

- Champ à boucle (effet des champs magnétiques),
- Champ à fil (effet des champs électrostatiques),
- Par diaphonie inductive,
- Par diaphonie capacitive,
- Par impédance commune.

Les chemins de propagation sont alors constitués par l'ensemble de ces couplages. Dans le cas de la CEM conduite des convertisseurs statiques, l'étude menée ici ne peut avoir la prétention de tenir compte de l'ensemble des couplages parasites ; en effet l'environnement électromagnétique n'est pas nécessairement connu, et certains de ces modes de transmission n'ont qu'un impact relatif sur les gammes de fréquences étudiées. Aussi, ne seront retenus que les effets induits et directs des grandeurs électriques (diaphonies et impédance commune).

2.2 - Mode commun/Mode différentiel

Les phénomènes associés aux émissions conduites peuvent se décliner en deux modes, pour permettre une analyse plus fine et des solutions ciblées. Il faut maintenant définir les notions de mode différentiel et de mode commun.

Pour aborder ces concepts, il est nécessaire de poser des définitions sur un cas simple, un équipement sous test (EST) monophasé possédant une liaison à la terre (figure 3). Il est important de noter que les grandeurs présentées figure 3 ne portent ni puissance ni informations utiles, elles ne représentent que des signaux indésirables. Le potentiel de référence des tensions est celui de la terre ou du châssis de l'équipement.

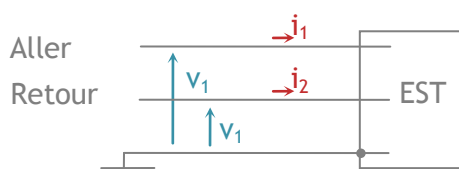


Figure 3 : Courants et tensions analysés

Mode différentiel (MD)

Les courants de mode différentiel circulent dans les fils d'alimentation de façon symétrique, c'est à dire dans les conducteurs « aller et retour » utiles. Il est encore appelé mode transversal ou mode symétrique. Les relations (1) et (2) expriment respectivement le courant et la tension de mode différentiel à partir des courants et des tensions de chacune des phases d'alimentation. En utilisant cette définition, une mesure directe de ces courants peut s'effectuer dans le cas d'une alimentation monophasée ou continue selon le schéma figure 4.

$$i_{MD} = \frac{i_1 - i_2}{2} \quad (1)$$

$$v_{MD} = v_1 - v_2 \quad (2)$$

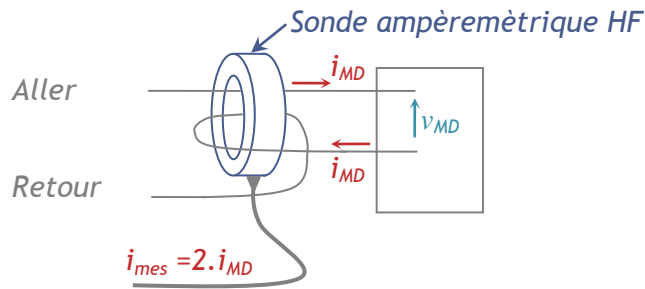


Figure 4 : Mesure du courant de mode différentiel

Mode Commun (MC)

Les courants de mode commun circulent dans les fils d'alimentation de façon asymétrique, c'est à dire dans le même sens dans les conducteurs aller et retour utiles, le retour de ce courant s'effectue par les masses, par liaisons capacitives ou par liaisons directe. On l'appelle encore mode longitudinal ou mode asymétrique (3). La tension de mode commun résulte de la contribution moyenne de toutes les tensions de phase (4). A l'instar du mode différentiel une mesure directe du courant est possible en suivant le schéma présenté figure 5.

$$i_{MC} = i_1 + i_2 \quad (3)$$

$$v_{MC} = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (4)$$

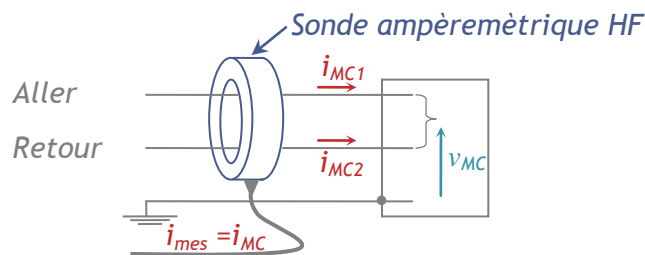


Figure 5 : Mesure du courant de mode commun

Remarque : On retrouvera également ces notions de mode commun et mode différentiel dans le cas des émissions rayonnées.

2.3 - Norme et dispositifs de mesure

L'analyse et la compréhension des problèmes de CEM des convertisseurs, ou de tout autre appareil électronique, sont nécessairement guidées par les diverses normes européennes et internationales imposées pour la commercialisation d'un équipement électrique. Le respect des normes CEM représente pour le constructeur un gage de qualité et de compétitivité de ses produits ; la conformité est alors un argument de vente.

Les normes peuvent se considérer suivant deux groupes : le premier définit le niveau d'émission conduite et rayonnée, le second traite des niveaux de susceptibilité des équipements. Cette étude porte sur l'estimation des perturbations conduites. Pour ce faire, la norme générique européenne EN55022 qui suit les recommandations du CISPR 16² [3] est prise comme support. Elle spécifie les niveaux des émissions conduites et rayonnées hautes fréquences applicables aux domaines résidentiels, commerciaux et à l'industrie légère. Les niveaux sont donnés sur une

² Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques. (CISPR 16 : Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques).

échelle logarithmique en dBμV (5) ; ce système d'échelle est donc utilisé par la suite pour les représentations spectrales.

$$dB\mu V = 20.\log\left(\frac{V_f}{1\mu V}\right) \quad (5)$$

Les spécifications des normes relatives aux perturbations conduites dans la bande des fréquences radio (150kHz-30MHz) se divisent en deux catégories [3] :

- La Classe A, définit le niveau d'émission pour des appareils destinés au secteur industriel,
- La Classe B, certainement non la moindre, est réservée au secteur domestique et hospitalier.

La classe B possède un gabarit nettement plus contraignant que celui de la Classe A (figure 6), les niveaux sont figure 7. En règle générale, les concepteurs des équipements électriques cherchent à répondre aux critères de la Classe B, afin de couvrir un marché plus vaste, et en allégeant les moyens de filtrage, de ne répondre qu'à la classe A.

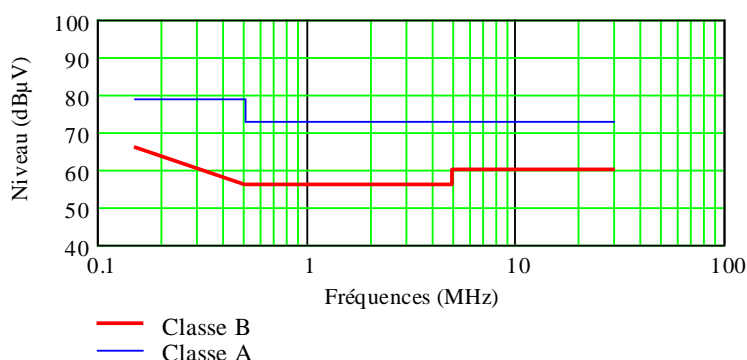


Figure 6 : Exemple de gabarits normatifs issu des spécifications de la norme CISPR 16

Fréquences (MHz)	Classe A (dBμV)	Classe B (dBμV)
0,15 - 0,5	79	66 - 56
0,5 - 5	73	56
5 - 30	73	60

Figure 7 : Valeurs limites des gabarits pour les classes A et B (CISPR 16)

Spécifier un gabarit normatif est inutile sans un protocole de mesure clairement défini et imposé ; il faut donc introduire un des dispositifs de mesure par la suite indissociable de certaines études menées.

Pour le mode conduit, le dispositif de mesure dépend essentiellement du niveau de courant absorbé par l'équipement sous test. Pour des courants de ligne inférieurs à 100A, cas de la plupart des équipements utilisés quotidiennement, le Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) s'impose ; au-delà, il est possible d'utiliser des sondes de courant. Ce dispositif s'incère entre l'équipement sous test et l'alimentation électrique (figure 8).

Le RSIL permet de définir une impédance déterminée au réseau d'alimentation aussi bien en mode différentiel qu'en mode commun. Son rôle est de collecter « l'ensemble » des courants haute fréquence générés par l'EST. Sa structure s'apparente à celle d'un filtre (figure 9). Il impose des impédances entre les phases et la terre (Z_Y) dont le module est inférieur à celui de l'impédance de ligne du réseau. Pour s'en assurer des éléments inductifs (Z_X) sont insérés en série

sur chaque phase. Les impédances Z_Y et Z_X sont donc respectivement de nature capacitive et inductive.

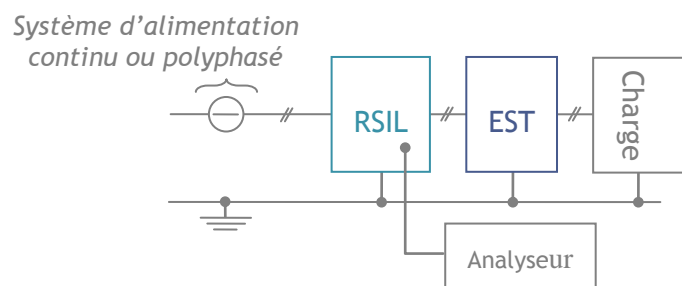


Figure 8 : Implantation du RSIL

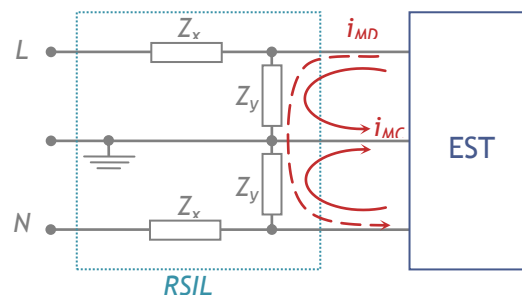


Figure 9 : Structure simplifiée du RSIL

Cet équipement, quasi-incontournable en CEM, permet une reproductibilité des mesures et de fixer, en partie, les conditions de mesure sur la plage normative de fréquences (150kHz - 30MHz). Plusieurs structures de RSIL existent suivant les spécifications des normes, cependant qu'ils soient composés d'une ou plusieurs cellules de filtrage, l'impédance vue par l'EST entre une phase et la terre (Z_Y) doit présenter un module de 50Ω de quelques kHz jusqu'à la fin de la bande fréquentielle imposée. Cette valeur permet l'adaptation d'impédance des appareils de mesure tels que des récepteurs CEM autrement dit des analyseurs de spectre dédiés aux mesures CEM. L'ensemble des réglages de ces équipements de mesure sont spécifiés et imposés par les normes.

3 – Electronique de puissance et CEM

Les structures électroniques de conversion d'énergie sont tout à fait adaptées pour illustrer les mécanismes d'émissions conduites et apporter les briques élémentaires de la modélisation de ces phénomènes [4]. La nature même de leur fonctionnement est en contradiction avec les règles de bon sens que l'on cherche à appliquer pour limiter l'interaction inter et intra système. La CEM tend à montrer qu'il est nécessaire de limiter les variations rapides des grandeurs électriques (tension, courant) et électromagnétiques (champs) alors que les structures à découpage génèrent des variations brutales, du moins électriques, pour gérer le transfert d'énergie souhaitée à moindre pertes.

Le schéma figure 10 reflète la richesse spectrale des structures de puissance, des harmoniques de la fréquence du réseau d'alimentation aux fréquences équivalentes des fronts de tensions et de courants engendrés par les commutations ; l'analyse s'étend sur plus de sept décades. L'analyse CEM des structures statiques de puissance, suivant le triptyque classique *source-chemin-victime*, est d'autant plus justifiée que la cellule de commutation, brique élémentaire des convertisseurs statiques [5], joue le rôle de générateurs. En effet, la cellule de commutation, facilement identifiable dans les structures non isolées, représente l'association de deux interrupteurs commandés ou non. Elle est le siège de forts gradients de tension et de courant. Les formes d'ondes idéalisées (figure 11) rendent compte de ces variations brutales. Ces phases de commutation n'auraient qu'un faible impact voire aucun, si il n'existait pas de couplage entre les interrupteurs et l'environnement proche de ces derniers. L'un des couplages les plus néfastes est défini par la capacité parasite reliant le potentiel du dissipateur généralement fixé à la terre au potentiel variable des transistors de la cellule.

L'exemple des transistors MOSFET de puissance en boîtier TO220 est caractéristique puisque la face arrière métallique de ces derniers est au potentiel du drain du composant (figure 12). L'épaisseur et la permittivité du film isolant (exemple : Mylar, $\epsilon_r = 2,5$) entre ce substrat métallique et le radiateur détermine alors cette capacité parasite qui offre un couplage privilégié en mode commun.

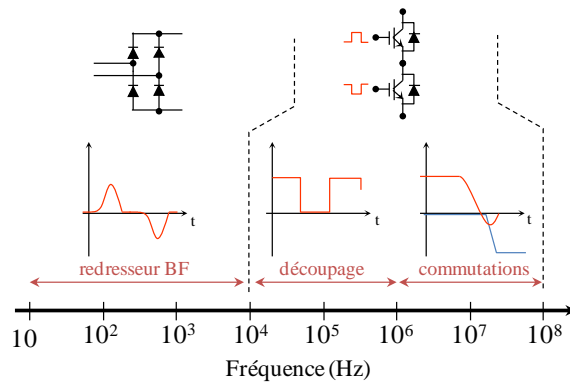


Figure 10 : Plage spectrale usuelle associée aux structures électroniques de puissance

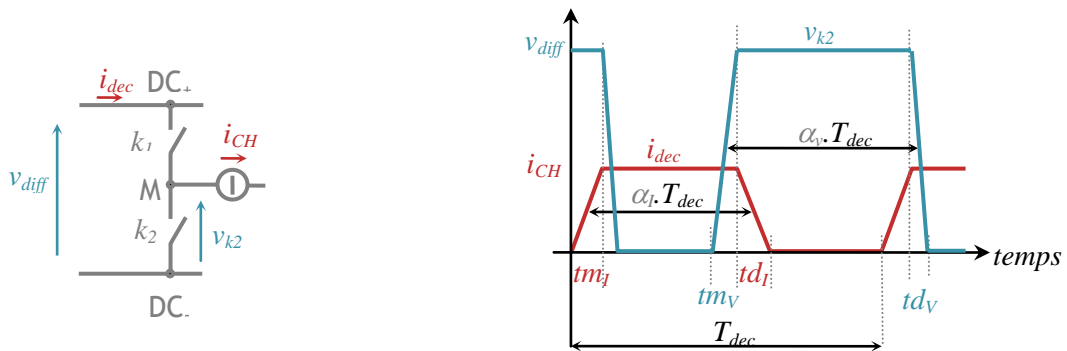


Figure 11 : Cellule de commutation et formes d'ondes théoriques associées

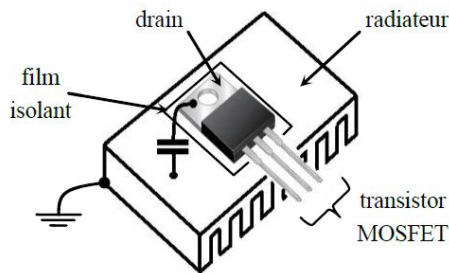


Figure 12 : Couplage capacitif transistor - radiateur

3.1 - Analyse d'une cellule de commutation

La modélisation des structures de puissance visant à estimer les émissions conduites passe par une représentation particulière, pour laquelle les interrupteurs en commutation sont remplacés par des générateurs localisés, dont les tensions et courants produits se propagent par différents chemins de mode commun et/ou de mode différentiel. La définition de ces sources, intuitive mais pas triviale, est exposée par la suite afin d'aborder la modélisation sans réelle difficulté. Parmi ces générateurs équivalents, les plus délicats à renseigner sont ceux de mode commun.

Analyse en mode commun

L'étude du schéma générique d'une structure non isolée avec une cellule de commutation (figure 13) commence l'analyse. L'étage d'entrée est volontairement non défini, seul le fonctionnement de la cellule de commutation et la tension de mode commun qu'elle génère nous intéresse. Pour simplifier son étude et déterminer le générateur équivalent de mode commun quelques hypothèses sont nécessaires :

- Les modes différentiel et commun sont totalement découplés, il n'y a pas de conversion de l'un vers l'autre,

- Le couplage principal en mode commun est uniquement défini par une impédance Z_{MC} entre le point milieu de la cellule de commutation et la terre (la charge du convertisseur ne propose pas de chemin de propagation plus simple au courant de mode commun),
- Les tensions v_1 et v_2 entre le bus continu et la terre sont défini indirectement par l'étage d'entrée de la structure, elles sont liées à la topologie de cette partie du système,

Les courants et tensions notés (i_{k1}, i_{k2}) et (v_{k1}, v_{k2}) décrivent l'état électrique des deux interrupteurs quelle que soit leur technologie (diode, transistor). Cette représentation volontairement idéalisée permet une mise en équation simple et abordable.

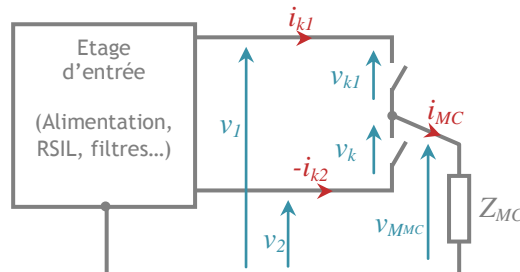


Figure 13 : Cellule de commutation vue en mode commun

La première étape consiste à exprimer la tension entre le point milieu de la cellule dont le potentiel est fortement variable et la terre en fonction des autres tensions de la cellule (6).

$$v_{M_{MC}} = \frac{v_1 + v_2}{2} + \frac{v_{k1} + v_{k2}}{2} \quad (6)$$

Les différentes tensions découpées présentent aux bornes des interrupteurs, sont définies par la tension de mode différentiel v_{diff} (7). Cette dernière correspond par définition à la tension du bus continu toutefois prise aux bornes de la cellule. La prédétermination rigoureuse de cette tension n'est pas aisée puisqu'elle dépend des chutes de tension liées aux courants parasites circulant dans les impédances du bus d'alimentation. Cette interaction, qualifiée en générale du second ordre, ne peut être prise en compte en utilisant le modèle simplifié proposé dans cette ressource ; seul un modèle mettant en œuvre une résolution itérative permet d'en tenir compte.

$$v_{M_{MC}} = \frac{v_1 + v_2}{2} + \frac{2 \cdot v_{k2} - v_{diff}}{2} \quad (7)$$

$$\text{avec } v_{diff} = v_1 - v_2$$

Nous savons aussi que v_{k2} est définie en fonction de la stratégie de commande de la structure représentée par la fonction de modulation f_{sw} (8) et de la tension aux bornes des deux interrupteurs v_{diff} (9).

$$f_{sw} = \begin{cases} 1, \{k_1 \text{ fermé}, k_2 \text{ ouvert}\} \\ 0, \{k_1 \text{ ouvert}, k_2 \text{ fermé}\} \end{cases} \quad (8)$$

$$v_{k2} = f_{sw} \cdot v_{diff} \quad (9)$$

L'expression de la tension de mode commun donnée en (7) s'écrit à l'aide d'une fonction de modulation modifiée f_{MC} (10).

$$v_{M_{MC}} = \frac{v_1 + v_2}{2} - f_{MC} \cdot v_{diff} \quad (10)$$

$$\text{avec } f_{sw} = \frac{1 - 2 \cdot f_{MC}}{2}$$

Le courant de mode commun i_{MC} exprimé aisément en fonction de l'admittance relative à Z_{MC} notée Y_{MC} (11), est issu de la contribution de deux tensions particulières : la première représente, par définition, la tension de mode commun du bus continu au plus près de la cellule, et la seconde fait clairement apparaître le découpage puisqu'elle dépend directement de la loi de commande des interrupteurs.

$$i_{MC} = Y_{MC} \left(\frac{v_1 + v_2}{2} - f_{MC} \cdot v_{diff} \right) \quad (11)$$

En suivant une démarche similaire, l'analyse des courants sur le bus continu en amont de la cellule, permet d'identifier un courant circulant en mode différentiel (figure 14). Pour cela l'hypothèse de découplage de mode est encore nécessaire et suppose que seuls les courants de mode différentiel existent. En appliquant la définition donnée (1), le courant i_{MD} est donné par la relation (12).

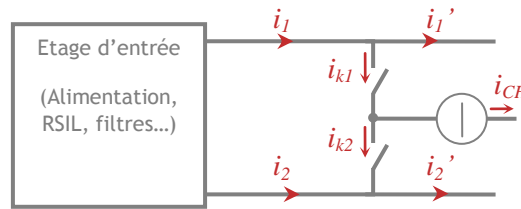


Figure 14 : Cellule de commutation vue en mode différentiel

$$i_{MD} = \frac{i_1 - i_2}{2} + \frac{i_{k1} + i_{k2}}{2} \quad (12)$$

Les courants des interrupteurs sont naturellement complémentaires et s'expriment en fonction du courant i_{CH} . L'expression du courant i_{MD} s'écrit, de ce fait, en fonction de i_{CH} (13).

$$i_{MD} = \frac{i_1 - i_2}{2} + \frac{2 \cdot i_{k1} + i_{CH}}{2} \quad (13)$$

Cette démonstration permet de donner des conclusions similaires au courant de mode différentiel circulant sur le bus continu à l'instar de la tension de mode commun. Il se caractérise par la contribution de deux termes : l'un représente le courant de mode différentiel en aval de la cellule et le second est défini par le courant commuté puisqu'il s'écrit à l'aide du courant d'un interrupteur. Pour simplifier cette expression, et obtenir une relation finalement évidente, on remarque que le terme en aval de la cellule peut également s'écrire en fonction du courant de charge i_{CH} (14). L'expression (13) se simplifie considérablement (15).

$$i_1 + i_2 = -i_{CH} \quad (14)$$

$$i_{MD} = i_1 + i_{k1} \quad (15)$$

Le courant dans l'interrupteur est directement lié au courant de charge i_{CH} par l'intermédiaire de la fonction de modulation f_{sw} . L'équation (16) donne finalement la relation entre le courant recherché et le découpage du courant de charge.

$$i_{MD} = i_1 + f_{sw} i_{CH1} \quad (16)$$

3.2 - Modélisation d'une cellule de commutation

Les relations principales (10) (16) montrent que l'étude des émissions conduites d'une structure dans laquelle la cellule de commutation est clairement définie peut être abordée de manière relativement simple. Il s'agit finalement d'établir un schéma linéaire équivalent sur lequel les

interrupteurs n'apparaissent plus. Ces derniers sont tout simplement remplacés par des sources localisées permettant de vérifier sur ce schéma les courants i_{MD} et i_{MC} .

L'équation (11) est relativement simple à interpréter et à retranscrire par un schéma équivalent (figure 15). En s'imposant aux bornes de Y_{MC} , la différence entre la tension de mode commun en amont de la cellule et la tension produite par un générateur équivalent se substituant à la cellule, engendre le courant i_{MC} . Ce schéma équivalent bien qu'extrêmement simple impose que le reste de la structure soit également modélisé en mode commun et ne laisse pas la possibilité d'intégrer facilement le mode différentiel. Pour résoudre ce problème, il s'agit d'écrire différemment l'équation donnant le courant de mode commun (17). Le schéma équivalent qui résulte de cette écriture fait de nouveau apparaître le bus continu et le reste de la structure sans modification ni besoin de transformation (figure 16).

$$i_{MC} = \frac{Y_{MC}}{2} \cdot v_1 + \frac{Y_{MC}}{2} \cdot v_2 - 2 \cdot \frac{Y_{MC}}{2} \cdot v_{gMC} \quad (17)$$

avec $v_{gMC} = f_{MC} \cdot v_{diff}$

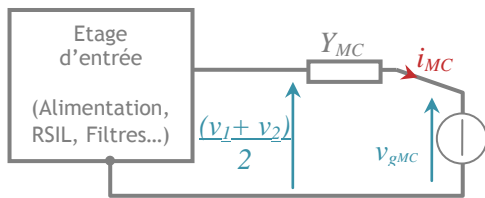


Figure 15 : Schéma équivalent en mode commun

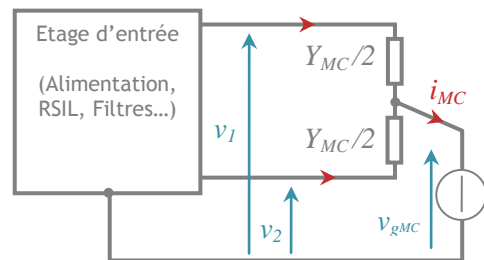


Figure 16 : Schéma équivalent en mode commun distribué

Dans le cas de structures simples à une seule cellule de commutation (figure 2), l'un des courants i' est nécessairement nul. La définition retenue pour la fonction de modulation implique que l'interrupteur k_1 est commandé et que la charge se reboucle sur k_2 . Le courant i_1' est par définition nul. L'interprétation de l'équation (15) relative au courant de mode différentiel devient encore plus simple puisque le générateur équivalent de mode différentiel est égal au courant de charge commuté (18).

$$i_{gMC} = f_{MC} \cdot i_{CH} \quad (18)$$

La superposition des deux modes, rendue possible par l'hypothèse du découplage des sources de perturbations, permet d'obtenir le schéma CEM équivalent de la cellule de commutation (figure 17).

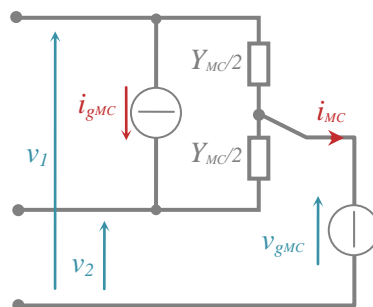


Figure 17 : Modèle équivalent de la cellule commutation

4 – Mise en œuvre : simulation et mesures

Pour démontrer l'efficacité de cette modélisation, les résultats d'une simulation à la mesure directe sur un hacheur abaisseur (*Buck*) sont comparés. Une démarche d'analyse est adoptée, en effet l'ensemble des composants est connu contrairement à la conception et au pré-dimensionnement pour lesquels les éléments ne sont que virtuels.

La cellule de commutation est constituée de l'association d'un transistor MOSFET IRFP450 et d'une diode BYT06-PI400. Ces deux composants représentent un choix standard pour un convertisseur de 200W fonctionnant à 100kHz. La tension d'alimentation continue est fixée à 100V pour un courant de charge nominal de 4A. L'impédance de tous les composants discrets est caractérisée au pont d'impédance HP 4194A. Cette étude préliminaire permet de déterminer le comportement en fréquence des différents composants et de la connectique, et d'établir des modèles équivalents (figure 18). Un RSIL simplifié constitue l'étage d'entrée du convertisseur.

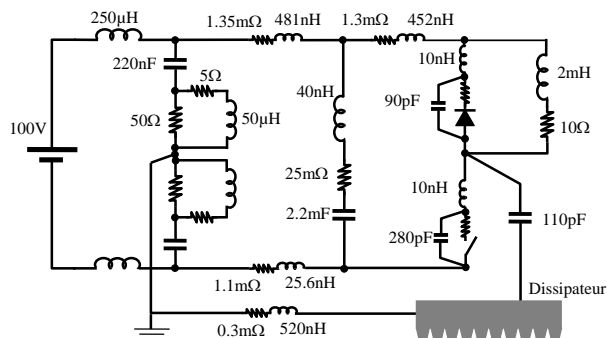


Figure 18 : Schéma électrique du hacheur avec ses imperfections

Le modèle équivalent construit à partir de la méthode présentée dans cette ressource, fait apparaître d'une part les principales impédances identifiées liées aux composants et à la connectique, et d'autre part les générateurs de mode différentiel et de mode commun (figure 19). Ces derniers peuvent être prédéterminés théoriquement à partir de formes d'onde théoriques (figure 20) dont les transformées de Fourier³ sont facilement calculables. Elles peuvent également être affinées pour rendre compte des oscillations hautes fréquences caractéristiques des phases de commutation.

Le modèle obtenu permet une comparaison directe dans le domaine fréquentiel entre les résultats issus d'une simulation et d'une mesure. Les résultats obtenus (figure 20) attestent de l'efficacité de ce type de modèle pour l'électronique de puissance. Naturellement, cette représentation reste limitée et ne permettra pas de couvrir une plage de fréquence élevée à moins de connaître avec plus de précision et de reproduire avec plus de réalisme les phases de commutation des interrupteurs. L'une des applications de cette modélisation est la prédétermination par optimisation des étages de filtrage des émissions conduites [6].

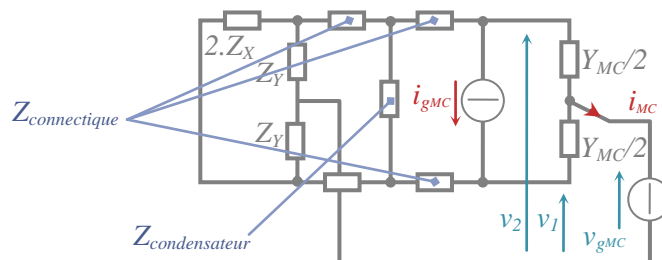


Figure 19 : Modèle équivalent de la cellule de commutation

³ Du nom de Jean Baptiste Joseph Fourier (1768-1830) mathématicien et physicien français.

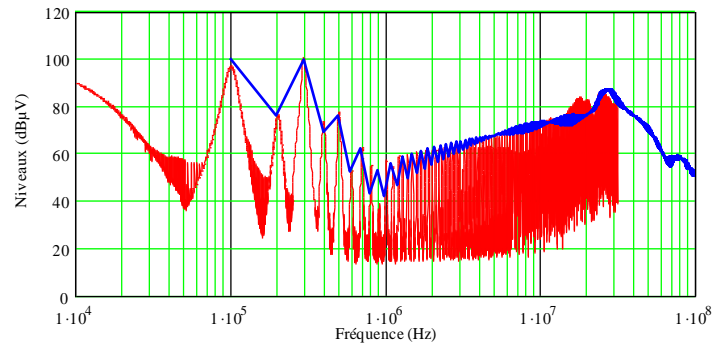


Figure 20 : Emissions conduites mesurées et simulées

5 – Conclusion

La maîtrise de la compatibilité électromagnétique des convertisseurs électroniques de puissance est un réel enjeu, ces dispositifs s'incrant dans la majeure partie des systèmes électriques. Les performances CEM doivent être anticipées et réfléchies dès la phase de conception. Les méthodes fréquentielles offrent de ce fait des possibilités intéressantes, malgré la simplicité des modèles portant sur les interrupteurs ou la cellule de commutation. Leurs performances en termes de temps de calcul et la robustesse des traitements numériques sont en adéquation avec les exigences de la conception et des phases d'optimisation qui désormais s'y rattachent.

Références :

- [1]: D. Labrousse, B. Revol, F. Costa, Common-Mode Modeling of the Association of N-Switching Cells: Application to an Electric-Vehicle-Drive System, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 25, Issue: 11 Page(s): 2852 - 2859
- [2]: P. Degauque, Compatibilité électromagnétique 1 et 2 Des concepts de base aux applications, Hermès - Lavoisier
- [3]: CEI, Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques, CISPR 16-1:1999
- [4]: F. Costa, G. Rojat, CEM en électronique de puissance, Sources de perturbations, couplages, SEM, Techniques de l'ingénieur, D 3 290
- [5]: J.P.Ferrieux, F.Forest, Alimentation à découpage, Convertisseurs à résonances, Dunod, 3^{ième} édition, 1999.
- [6]: B. Revol, F. Costa, Optimisation des filtres de mode commun associés aux systèmes de variation de vitesse, Congrès CEM'06, Saint Malo, Avril 06.