



HAL
open science

Modélisations orientées CEM d'un convertisseur de puissance pour une optimisation multi-physique

Jad Taki, Florent Robert, Mohamed Bensetti, Philippe Dessante, Daniel Sadarnac

► **To cite this version:**

Jad Taki, Florent Robert, Mohamed Bensetti, Philippe Dessante, Daniel Sadarnac. Modélisations orientées CEM d'un convertisseur de puissance pour une optimisation multi-physique. 2nd Symposium de Génie Électrique (SGE 2016), Jun 2016, Grenoble, France. hal-01361646

HAL Id: hal-01361646

<https://hal.science/hal-01361646v1>

Submitted on 7 Sep 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Modélisations orientées CEM d'un convertisseur de puissance pour une optimisation multi-physique

Jad TAKI† - Florent ROBERT* - Mohamed BENSETTI† - Philippe DESSANTE† - Daniel SADARNAC†

† GeePs | Génie électrique et électronique de Paris – Paris, UMR CNRS 8507, CentraleSupélec, Univ Paris-Sud, Sorbonne Universités, UPMC Univ Paris 06,

11 rue Joliot Curie, Plateau de Moulon F91192 Gif sur Yvette CEDEX, France.

*Efi Automotive, Service Recherche Avancée, 77 allée Grande Combes, F01708 Miribel, France

RESUME – Afin d'intégrer des modèles prédictifs de perturbations électromagnétiques conduites dans des optimisations multi-physiques, plusieurs approches de modélisation sont présentées dans ce papier, à travers l'exemple d'un convertisseur de puissance. L'objectif est de comparer les temps de calcul et les domaines de validité de différentes démarches, qui s'appuient chacune sur un modèle de composant de commutation. La comparaison des résultats obtenus par simulation à des mesures expérimentales de perturbations permet de discuter les compromis entre le temps de calcul de la simulation et la validité des modèles des composants.

Mots-clés—Optimisation multi-physique, CEM, simulation temporelle, simulation fréquentielle, modèles de composants, perturbations conduites.

1. CONTEXTE

La compacité, l'efficacité et la complexité des équipements automobile sont des critères de plus en plus contraints par les attentes des clients, les exigences des normes ou encore les questions environnementales. Ces contraintes influent sur la conception de l'ensemble des équipements automobiles. Les concepteurs de ces éléments doivent ainsi dimensionner des systèmes multi-physiques complexes dans un temps de développement acceptable du point de vue industriel.

Une optimisation multi-physique constitue une solution pertinente à cette problématique [1][2]. Un tel procédé permet de traiter simultanément différents domaines physiques, dès lors que les modèles correspondants sont connus. En effet, les algorithmes d'optimisation sont basés sur un modèle paramétré du système. Différents jeux de paramètres sont évalués en utilisant un grand nombre de simulations, jusqu'à atteindre un résultat qui peut être considéré comme optimal.

Dans ce contexte, considérer les problèmes de Compatibilité Electromagnétique (CEM) dès la phase de conception du système devient crucial. La simulation, en se substituant au prototypage, permet de réduire le délai et le coût de conception. La prédiction des perturbations conduites peut être déterminée avec un logiciel de simulation électrique de type SPICE, comme LTspice IV. La mise en place de ces modèles prédictifs et leur insertion dans des démarches d'optimisations est le point clé d'une telle approche. Celle-ci doit assurer la conformité CEM tout en limitant la nécessité d'un filtre passif encombrant ou le risque de perturbations

internes au système. Cependant, cette démarche a un prix : le temps de calcul de ces simulations est d'autant plus grand que la gamme de fréquence validée est large. Le choix de l'approche de modélisation est alors capital.

Deux méthodes de modélisation sont généralement utilisées dans la CEM conduite. La simulation temporelle (méthode indirecte) associée à une transformée de Fourier (FFT) est la première approche [3]. Elle permet de prendre en compte la non-linéarité du système, mais le temps de calcul est long, surtout vers les hautes fréquences, étant donné que la FFT nécessite un nombre de points important. La seconde approche (méthode directe), quant à elle, repose sur une simulation dans le domaine fréquentiel en linéarisant le modèle [4]. Cette approche est relativement rapide.

La modélisation des composants passifs du point de vue CEM a déjà été largement traitée dans la littérature. Nous appliquons notre démarche à un convertisseur de puissance. Ces dispositifs transforment les caractéristiques de l'énergie électrique par découpage, ce qui provoque des variations de courant et de tension à la source des perturbations conduites à limiter.

Pour modéliser ces convertisseurs, une approche ascendante dite « bottom-up » est utilisée. Elle permet d'assembler les modèles CEM de chaque composant de façon à constituer le modèle complet du convertisseur. On distingue :

- les composants passifs : bobines, condensateurs et résistances. La méthode employée se base sur la littérature [5][6][7]. L'impédance fréquentielle est mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau. Les paramètres de modèles génériques sont ensuite identifiés pour représenter au mieux l'impédance des composants ;
- les composants actifs : il s'agit dans notre cas des MOSFET. Cet article explore des modélisations possibles [8] ;
- les connectiques et la carte électronique (PCB) [9]: Nous ne les prenons pas en considération dans cet article et nous laissons l'étude de leur influence pour de futurs travaux ;
- la chaîne d'acquisition de la perturbation, dans le cas où l'on souhaite comparer les résultats de simulation et les résultats expérimentaux.

Les auteurs se focalisent dans ce travail sur la modélisation multineaux CEM des composants actifs « MOSFET ». Différentes approches et modèles de composants actifs sont présentés et comparés selon leur temps de calcul et leur domaine de validité.

Les modèles multi-niveaux temporels et fréquentiels d'un MOSFET de puissance sont introduits dans la section 2. Un exemple de convertisseur *buck*, présenté dans la section 3, a été traité et modélisé d'un point de vue CEM afin de prédire les perturbations conduites émises pour les différents modèles étudiés. Enfin, dans la section 4, les différents modèles établis sont évalués dans le contexte de l'application et confrontés à une validation expérimentale, menée au moyen d'un banc d'essai réalisé au sein du laboratoire et inspiré de la norme CISPR 25 [10].

2. MODELES MULTI-NIVEAUX DU MOSFET DE PUISSANCE

Dans le cas d'un convertisseur de puissance, les composants actifs, tels que les MOSFET, ne sont pas linéaires. Dans ce cas, une simulation temporelle est appropriée. Cependant, des résultats satisfaisants peuvent être obtenus avec une linéarisation du modèle puis une simulation fréquentielle : tout dépend de la finesse des modèles mis en jeu.

2.1. Représentation dans le domaine temporel

Le premier modèle évalué s'appuie sur une résistance variable, $R_{DSon/off}$, définie entre une valeur élevée et une petite valeur, telle que représentée dans la figure 1.

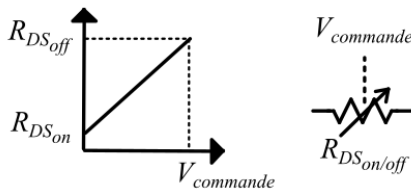


Fig. 1: Modèle Mosfet $R_{DSon/off}$

Ce premier modèle peut être amélioré en ajoutant deux éléments parasites : une inductance en série L_{ds} qui représente les interconnexions parasites et une capacité en parallèle C_{ds} qui représente la capacité entre le drain et la source du MOSFET, tels que représentés dans la figure 2. Les valeurs de ses composants peuvent être déterminées grâce à la *datasheet* du composant ou mesurées en utilisant un analyseur de réseau.

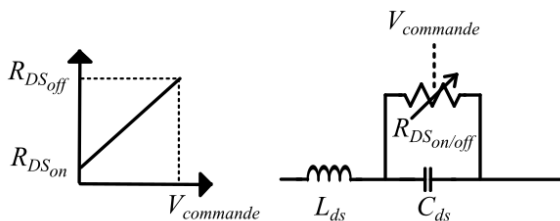


Fig. 2: Modèle MOSFET $R_{DSon/off}$, avec des éléments parasites

Un troisième modèle de MOSFET peut être utilisé. Il permet de prendre en considération les caractéristiques

statiques, les interconnexions parasites ($R_G, R_S, R_D, L_G, L_S, L_D$) qui représentent les résistances et inductances de la grille, source et drain, la diode de roue-libre D_{body} et la non linéarité des capacités internes C_{GD}, C_{DS} et C_{GS} [11]. La librairie de LTspice IV contient déjà des modèles de MOSFET avec ces informations et est illustré par la figure 3.

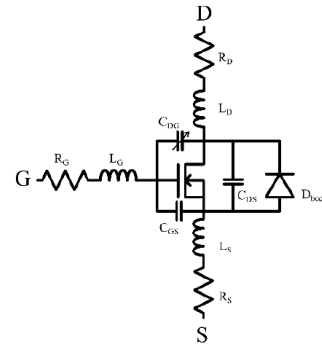


Fig. 3: Modèle MOSFET de la librairie LTspiceIV

Enfin, les fabricants de composants fournissent généralement des modèles de leurs composants. Parfois, plusieurs niveaux de représentation sont proposés, dont certains prennent en compte l'échauffement interne de l'élément. Ces modèles sont basés sur une connaissance approfondie des propriétés physiques et géométriques des composants que seuls les fabricants peuvent avoir. Le manque d'information rend difficile pour l'utilisateur du composant discret de remonter à un tel niveau de connaissance et de précision. Le quatrième modèle évalué sera donc celui établi par le fournisseur.

2.2. Représentation dans le domaine fréquentiel

La représentation dans le domaine fréquentiel est l'image spectrale des perturbations du domaine temporel, obtenue par la transformée de Laplace. Les trois sources équivalentes que nous considérerons seront basées sur une forme d'onde carrée, une forme d'onde trapézoïdale et une forme d'onde trapézoïdale non régulière.

Le principe de cette représentation est de remplacer les composants non-linéaires du circuit par des modèles de sources fréquentielles équivalentes. Une simulation temporelle est nécessaire pour établir ces modèles, afin de quantifier les variations de potentiels et de courant que doivent générer ces sources.

La figure. 4 représente la forme d'onde carrée, où A et T sont respectivement l'amplitude et la période du signal (source de perturbation) et α le rapport cyclique.

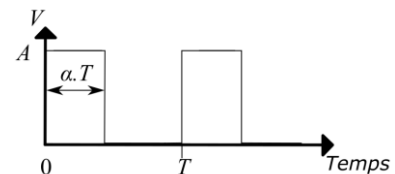


Fig. 4: Source de perturbation équivalente dans le domaine temporel - forme d'onde carrée

La forme d'onde carrée est une source *on/off* idéale. La transformée de Laplace d'une telle perturbation est donnée dans l'équation (1), qui peut être implémentée en utilisant les sources de tension et de courant comportementales de LTspice IV.

$$V(p) = A \cdot 2\pi \cdot f \cdot \frac{(1 - e^{-\alpha \cdot T \cdot p})}{p} \quad (1)$$

Pour être plus réaliste, il paraît intéressant de limiter le temps de montée et de descente de la perturbation dans le domaine temporel. La figure 5 décrit les paramètres des formes d'onde trapézoïdales et trapézoïdales non régulières, où t_{rise} et t_{fall} sont respectivement le temps de montée et de descente du signal. A_1 et A_2 définissent la non-régularité de l'amplitude de l'onde trapézoïdale.

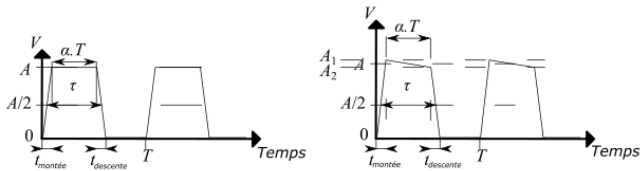


Fig. 5: Sources de perturbations équivalentes dans le domaine temporel – Forme d'onde trapézoïdale (gauche) et forme d'onde trapézoïdale non régulière (droite)

Une onde trapézoïdale est obtenue en utilisant la transformée de Laplace :

$$V(p) = \frac{A \cdot 2\pi}{T} \cdot \left(\frac{1 - e^{-t_{rise} \cdot p}}{t_{rise} \cdot p^2} - \frac{1 - e^{-t_{fall} \cdot p}}{t_{fall} \cdot p^2} \cdot e^{-\left(\tau + \frac{t_{rise} - t_{fall}}{2}\right) \cdot p} \right) \quad (2)$$

À cause des oscillations basses fréquences des courants et des tensions, le courant de l'état passant et la tension de l'état bloqué peuvent ne pas être constants. Dans ce cas, la transformée de Laplace de la source de perturbation est donnée dans l'équation (3) :

$$V(p) = \frac{2\pi}{T} \cdot \left(A_1 \frac{1 - e^{-t_{rise} \cdot p}}{t_{rise} \cdot p^2} - A_2 \frac{1 - e^{-t_{fall} \cdot p}}{t_{fall} \cdot p^2} \cdot e^{-\left(\tau + \frac{t_{rise} - t_{fall}}{2}\right) \cdot p} + (A_2 - A_1) \cdot \frac{e^{-\left(\tau + \frac{t_{rise} - t_{fall}}{2}\right) \cdot p} - e^{-t_{rise} \cdot p}}{\left(\tau + \frac{t_{rise} - t_{fall}}{2}\right) \cdot p^2} \right) \quad (3)$$

Dans cette section, sept modèles de MOSFET sont introduits, dans les domaines temporel et fréquentiel. Cette distinction n'est pas absolue, car des formes d'ondes plus complexes dans le domaine temporel (oscillations à hautes fréquences) peuvent être transposées dans le domaine fréquentiel [12]. Une telle démarche permettrait de tenir compte des non-linéarités du circuit dans une simulation

fréquentielle mais elle nécessiterait une simulation temporelle préalable, ce qui n'est pas compatible avec les objectifs de temps de simulation visés pour les optimisations.

3. CAS D'ETUDE : CONVERTISSEUR BUCK

3.1. Description

Un hacheur abaisseur (*buck*) est choisi pour notre étude car il ne contient qu'un seul composant MOSFET. Le convertisseur est décrit dans la figure 6. L'entrée est une source de tension $V_{entrée}$ de 13,5V. Le courant de sortie est distribué sur dix résistances en parallèles de 15Ω chacune pour que l'impédance globale de la charge en basse fréquence soit assimilable à celle d'un moteur et que le niveau du courant circulant dans le convertisseur soit comparable à un pilotage de machine à courant continu. La fréquence de découpage est fixée à 200 kHz. Le MOSFET, de référence IPB147N03L (Infineon), est utilisé comme commutateur mais aussi comme diode de roue libre. Les valeurs nominales des bobines et des condensateurs sont respectivement 390μH et 220μF.

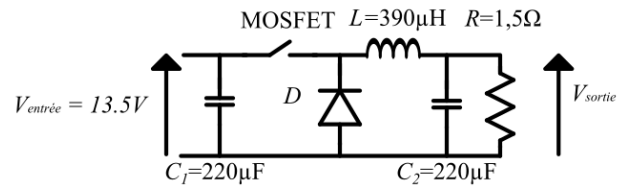


Fig. 6: Convertisseur hacheur abaisseur (*Buck*)

3.2. Modèle du convertisseur

Les composants passifs sont modélisés en utilisant des modèles dont les paramètres sont identifiés à partir de la mesure [5]. Ces modèles sont introduits dans la figure 7.

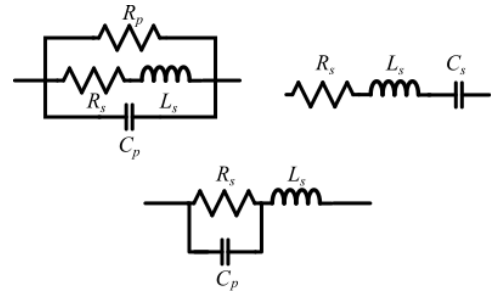


Fig. 7: Modèle haute fréquence d'une bobine, d'un condensateur et d'une résistance (de gauche à droite)

La méthodologie de caractérisation pour déterminer les paramètres électriques du schéma équivalent est réalisée en deux étapes, la première a consisté à déterminer le comportement fréquentiel du composant en utilisant des cartes de caractérisation et un analyseur de réseau (Agilent E5071C) sur une large bande de fréquence. La seconde étape est basée sur la mise en œuvre d'une méthodologie d'optimisation pour l'extraction des paramètres électriques de l'ensemble des composants passifs (résistance, inductance et condensateur) sous Matlab.

Les résultats obtenus dans le cas de la bobine de 390 μH sont montrés dans la figure 8.

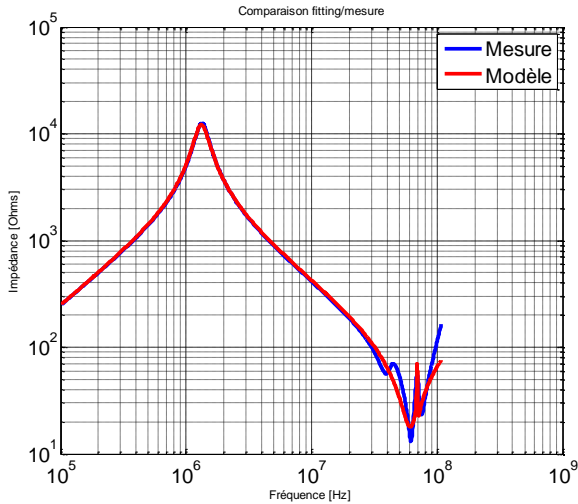


Fig. 8: Impédance en fonction de la fréquence - Comparaison du modèle et de la mesure de la bobine de 390 μH

La diode du MOSFET est utilisée comme diode de roue libre. La caractéristique statique de la diode est obtenue grâce à une mesure avec un SMU (*Source Measurement Unit* – Tektronix 370B Curve Tracer). Le modèle SPICE utilise l'équation (4) pour représenter cette caractéristique statique.

$$I_{forward} = I_s \cdot \left(e^{\frac{V_{forward}}{N \cdot V_t}} - 1 \right) \quad (4)$$

où $I_{forward}$ et $V_{forward}$ sont respectivement le courant circulant dans la diode et la tension à ses bornes. I_s est le courant de saturation, N est le coefficient d'émission et V_t la tension thermique. La figure 9 montre une comparaison entre la mesure et la simulation. Le modèle est obtenu avec $I_s=1\text{pA}$, $N=1$ et $V_t=26\text{mV}$.

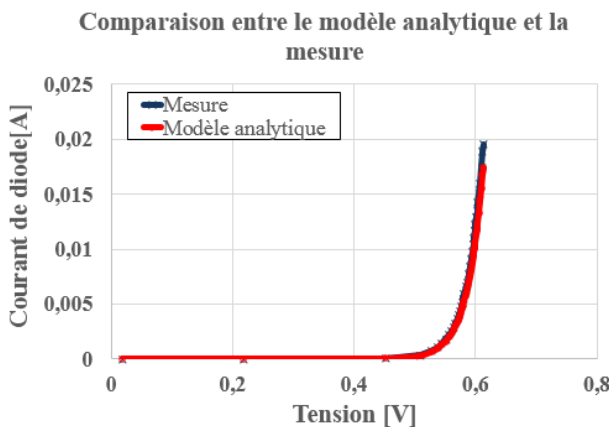


Fig. 9: Caractéristique statique de la diode du MOSFET - Mesure et modèle

Afin d'isoler les perturbations CEM conduites émises par un système, deux réseaux stabilisateurs d'impédance de ligne (RSIL) sont nécessaires. Ils sont placés entre la batterie et le reste du circuit. Les caractéristiques de ces RSIL sont imposées par la norme CISPR 25 (inductance de 5 μH) et il

est utilisé pour mesurer les perturbations conduites à travers une charge de 50 Ω . La figure 10 représente le modèle électrique du RSIL.

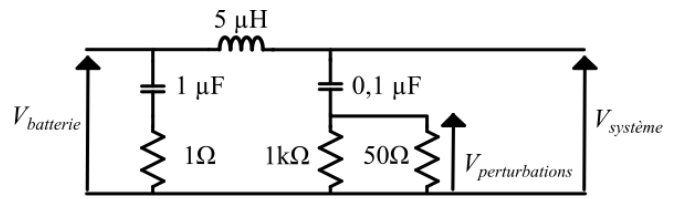


Fig. 10: Modèle électrique du RSIL (Schwarzbeck NNBM 8124)

3.3. Mesure expérimentale

Dans le modèle CEM, la source de perturbation peut être représentée par chacun des sept modèles introduits dans la deuxième partie. Les résultats de simulation sont comparés avec le spectre expérimental. Un banc de mesure CEM a été développé afin de mesurer les perturbations conduites. La topologie de ce banc de test a été inspirée de la norme CISPR25 [10] et est décrit dans les figures 11 et 12.

Un analyseur de spectre est utilisé pour mesurer les perturbations conduites à travers la résistance 50 Ω du RSIL. Le convertisseur *buck* est l'élément sous test (EST), situé au-dessus d'un plan de masse. La norme CISPR25 définit la plage de fréquence pour nos simulations et mesures – de 150 kHz jusqu'à 108 MHz.

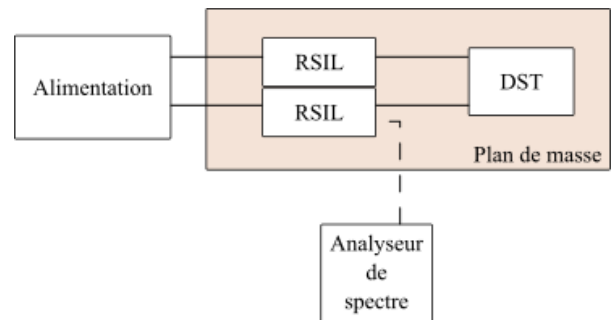


Fig. 11: Topologie de la mesure des perturbations conduites

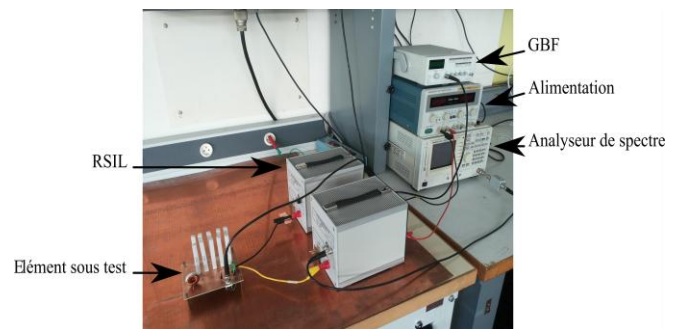


Fig. 12: Banc de mesure des perturbations conduites

4. COMPARAISON DES MODELES MULTI-NIVEAUX

Pour comparer les différents modèles, une étude a été faite sur le convertisseur *buck* décrit dans la partie 3. Cette comparaison est divisée en deux phases. Dans un premier temps, on compare les formes d'ondes des tensions aux bornes du MOSFET obtenues par les simulations temporelles. Cette comparaison, ne tient pas compte des modèles fréquentiels, mais elle permet d'identifier l'apport des éléments parasites pour chaque modèle temporel.

Dans un second temps, on compare le spectre fréquentiel de tous nos modèles par rapport à la mesure, ce qui nous permettra de connaître la validité de nos modèles dans le domaine fréquentiel.

Pour le modèle $R_{DSon/off}$ du MOSFET, la figure 13 montre la tension aux bornes du MOSFET V_{ds} en régime permanent.

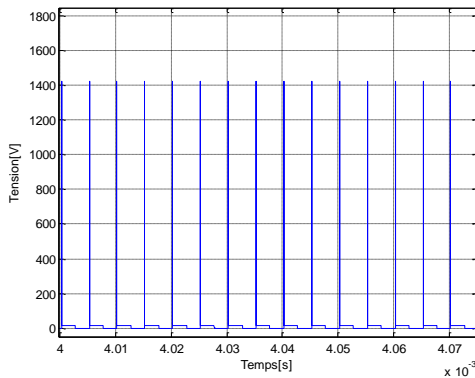


Fig. 13: Tension V_{ds} aux bornes du MOSFET -Modèle $R_{DSon/off}$

On constate que l'ouverture du MOSFET entraîne une surtension qui dépasse les limites acceptées par le MOSFET. Cette surtension trahit un défaut de réalisme du modèle qui néglige les capacités et inductances parasites du composant, censées limiter les variations temporelles des grandeurs électriques.

Pour les autres simulations temporelles, nous comparons un front montant et un front descendant de la tension V_{ds} . La figure 14 montre une comparaison de la tension aux bornes du MOSFET pendant l'ouverture pour des différents modèles et

la figure 15 pour la fermeture.

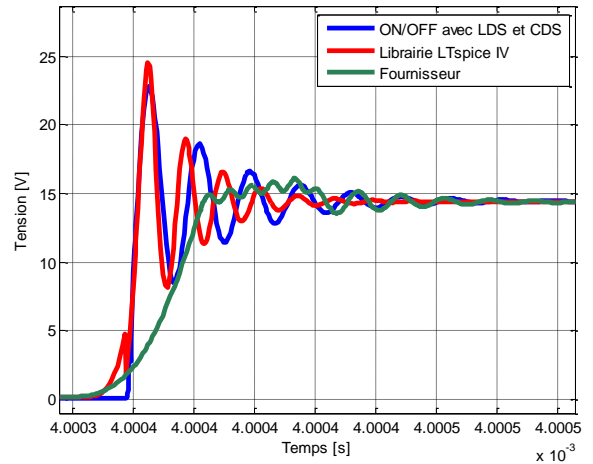


Fig. 14: Comparaison de la tension aux bornes du MOSFET pendant l'ouverture pour différents modèles

On constate que pendant l'ouverture du MOSFET, le modèle du fournisseur a le temps de montée le plus lent et les oscillations les plus amorties. Le MOSFET dans ce cas peut comporter des détails de modélisation qui permettent d'amortir drastiquement les variations de courant et de tension. D'autre part, en comparant le modèle de la librairie LTspice IV et le modèle *ON/OFF* avec L_{DS} et C_{DS} , on remarque qu'il y a une différence dans les oscillations mais une amplitude d'oscillation comparable. Ce dernier présente une fréquence d'oscillation plus petite. En comparant les courbes, on pourra déduire que le modèle de la librairie LTspice IV oscille à une fréquence de 82MHz alors que le modèle *ON/OFF* avec L_{DS} et C_{DS} présente des oscillations à 61MHz. Cette différence de fréquence d'oscillation pourrait s'expliquer par plusieurs facteurs, dont en premier lieu les valeurs différentes attribuées aux éléments parasites. De plus, nous soulignons que le modèle de la librairie de LTspice IV tient compte de la non linéarité des capacités avec les tensions appliquées, au contraire du modèle *ON/OFF*, avec ou sans L_{DS} et C_{DS} . Nous soulignons cependant que cette différence de fréquence d'oscillation n'est pas représentative dans notre modélisation du *buck* puisque la modélisation ne tient pas compte des parasites de connexion qui pourraient fortement influencer ce résultat.

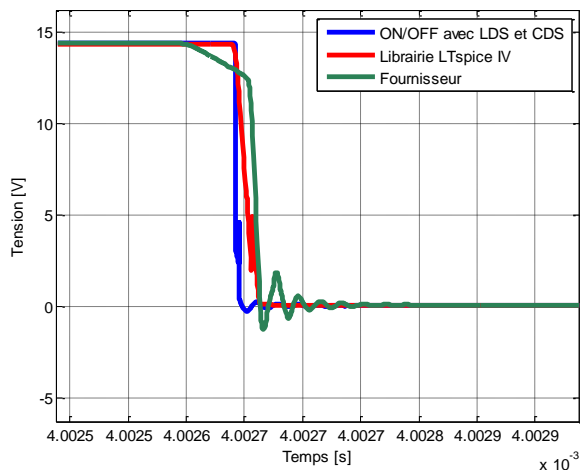


Fig. 15: Comparaison de la tension aux bornes du MOSFET pendant la fermeture pour différents modèles

Pour la fermeture du MOSFET, on remarque une forte atténuation des oscillations pour le modèle *ON/OFF* avec L_{DS} et C_{DS} ainsi que pour le modèle de la librairie de LTspice IV, tandis que la tension du modèle fournisseur oscille à une fréquence de 52MHz mais avec une amplitude relativement raisonnable.

Une dernière comparaison a été faite sur le spectre des perturbations. Les figures 16 et 17 montrent l'enveloppe du spectre de perturbations obtenues par les simulations des différents modèles du MOSFET ainsi que l'enveloppe du spectre issue des mesures.

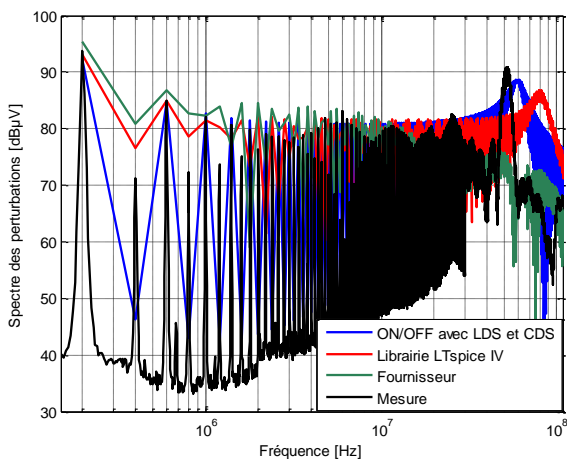


Fig. 16: Enveloppes des spectres des perturbations – Modèles temporels

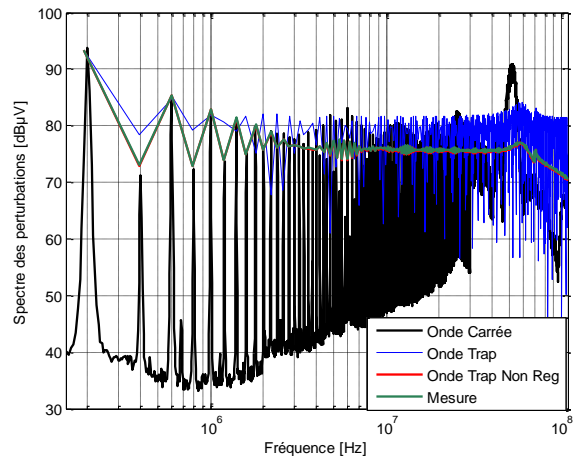


Fig. 17: Enveloppes des spectres des perturbations – Modèles fréquentiels

On remarque bien que le modèle *ON/OFF* avec L_{DS} et C_{DS} présente des résonances à la même fréquence que l'oscillation temporelle constatée sur leur tension V_{ds} tandis qu'on ne trouve aucune résonance pour les autres modèles. En comparant les modèles temporels et fréquentiels, on pourra constater que les résultats de ces modèles fréquentiels sont cohérents avec la mesure jusqu'à 10 MHz et servent à lever le risque CEM. Par contre, ils perdent de précision en allant vers les hautes fréquences. Les modèles temporels sont valides jusqu'à 20 MHz, et conservent une allure cohérente avec celle de la mesure après 20 MHz (concernant la présence de la résonance).

Comparons le temps de simulation de notre convertisseur avec les différents modèles du MOSFET. Le tableau 1 donne cette comparaison entre les différents cas. Le calcul a été fait sur un processeur i7- 3 GHz et quatre cœurs. On constate que les simulations fréquentielles sont les plus rapides et peuvent servir à lever le risque CEM et les modèles simplifiés dans le domaine temporel sont plus rapides que ceux de la librairie de LTspice IV et du fournisseur.

Tableau 1: Comparaison du temps de simulation des différents modèles

Modèle	Domaine	Temps de simulations [s]
ON/OFF	Temporel	473,8
ON/OFF avec L_{ds} et C_{ds}	Temporel	468,6
Librairie LTspice IV	Temporel	802,7
Modèle Fournisseur	Temporel	1332,2
Onde rectangulaire	Fréquentiel	1,1
Onde Trapézoïdale	Fréquentiel	1,4
Onde Trapézoïdale non-régulière	Fréquentiel	1,4

Dans le contexte d'une optimisation multi physique, le choix du modèle dépendra de l'objectif visé par l'utilisateur. Les modèles fréquentiels sont rapides et peuvent servir à lever

le risque CEM par contre les modèles temporels sont plus précis, restent lents à simuler et sont les mieux adaptés pour le dimensionnement de filtres CEM.

Pour une optimisation engendrant des milliers d'itérations, le temps de simulation est un facteur important. Pour cette raison, le type de modèle devra être choisi en fonction de la fréquence maximale visée. Jusqu'à 10 MHz, le modèle fréquentiel sera suffisant pour notre application, au-delà de cette fréquence il faudra utiliser un modèle temporel, tout en affinant le modèle par la prise en compte des connectiques.

5. CONCLUSION

Ce papier introduit sept modèles de MOSFET et leur influence sur la prédiction des perturbations CEM dans les convertisseurs de puissance. Les modèles dans le domaine fréquentiel sont rapides et donnent des résultats satisfaisants pour les perturbations conduites émises jusqu'à une dizaine de mégahertz. Une meilleure précision peut être obtenue dans le domaine temporel mais pour des temps de simulation beaucoup plus importants ce qui pourra être un problème pour une approche d'optimisation multi physique. L'écart en haute fréquence par rapport à la mesure peut être expliqué par l'absence des interconnexions dans nos simulations.

6. REFERENCES

- [1] M. Bendali, C. Larouci, T. Azib, et al., Design with Optimization of an Interleaved Buck Converter for Automotive Application; Effect of the EMC Constraint, 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014), 2014 page 1.4.02 2014..
- [2] R. Guserle, M.F. Zaeh, Application of multidisciplinary simulation and optimization of mechatronic systems in the design process, Advanced Intelligent Mechatronics. Proceedings, 2005 IEEE/ASME International Conference on. IEEE, 2005. p. 922-927.
- [3] T. Kato, Y. Otomo, K. Harada, et al. Modeling and simulation of a power electronic converter for EMC, Power Conversion Conference, 2002. PCC-Osaka 2002. Proceedings of the. IEEE, 2002. p. 541-546.
- [4] B. Revol, J. Roudet, J.L. Schanen, et al. EMI study of a three phase inverter-fed motor drives. Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE. IEEE, 2004. p. 2657-2664.
- [5] F. Lafon, Développement de techniques et de méthodologies pour la prise en compte des contraintes CEM dans la conception d'équipements du domaine automobile. Etude de l'immunité, du composant à l'équipement – Thèse INSA Rennes-2011.
- [6] Y. Le Floch, D. Baudry, F. Duval, M. Bensetti, C. Gautier, B. Revol, J. Ben Hadj Slama, C. Vollaie, E. Clavel, "Modélisation et simulation de composants électroniques pour les systèmes mécatroniques", in Proc. ITT'09, October 2009, Paris, France,
- [7] P. Fernández-López, M. Bensetti, F. Duval, G. Vincent and D. Baudry, "Low-impedance passive component modelling using S-parameter measurements", 16ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM 2012) – du 25 au 27 Avril 2012, Rouen.
- [8] J. Ben Hadj Slama, S. Hrigua, F. Costa, B. Revol, C. Gautier. Relevant Parameters of SPICE3 MOSFET Model for EMC Analysis, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2009, p. 319 – 323
- [9] A. Frikha, M. Bensetti, H. Boulzazen, F. Duval, "Influence of PCB and Connections on the Electromagnetic Conducted Emissions for Electric or Hybrid Vehicle Application", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 49, N°54, May 2013.
- [10] <https://webstore.iec.ch/publication/78>

- [11] G. Brocard, "Semi-Conductor Components", in The LTspice IV Simulator – Manual, methods and Applications, 1st ed. Würth Elektronik, 2013, pp. 457-465.
- [12] K. Mostefauoui-Kasri, Caractérisation, modélisation CEM de composants pour applications radars - UNIVERSITÉ DE ROUEN – 2011