



HAL
open science

Étude de l'impédance de maille d'une cellule de commutation à puces sic selon l'agencement des condensateurs de découplage

Yoann Pascal, D. Labrousse, Mickaël Petit, François Costa

► **To cite this version:**

Yoann Pascal, D. Labrousse, Mickaël Petit, François Costa. Étude de l'impédance de maille d'une cellule de commutation à puces sic selon l'agencement des condensateurs de découplage. 19ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2018), Jul 2018, Paris, France. hal-01836131

HAL Id: hal-01836131

<https://hal.science/hal-01836131>

Submitted on 12 Jul 2018

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.



ÉTUDE DE L'IMPÉDANCE DE MAILLE D'UNE CELLULE DE COMMUTATION À PUCES SiC SELON L'AGENCEMENT DES CONDENSATEURS DE DÉCOUPLAGE

Y. Pascal^{1,3}, D. Labrousse^{1,3}, M. Petit^{1,3}, F. Costa^{2,3}

¹CNAM, 292 Rue Saint-Martin, Fr-75003 Paris, yoann.pascal@satie.ens-cachan.fr

²Université Paris-Est Créteil, Fr-94000 Créteil

³Laboratoire SATIE, ENS Paris Saclay, Fr-94235 Cachan

Résumé. L'effet de la distance séparant une cellule de commutation et son découplage sur les inductances parasites est étudié. Un prototype est réalisé, l'impédance de la maille de commutation est mesurée en petits signaux. Les résultats sont comparés à ceux obtenus par simulation ainsi que par mesure sur un convertisseur réel, en signaux de grande amplitude. Les résultats montrent que si minimiser la distance entre composant permet de minimiser les inductances, un routage simple permet de fortement limiter la sensibilité des inductances aux distances entre composants. On observe ainsi que l'inductance d'une maille constituée d'une cellule de commutation et d'un condensateur céramique éloigné de 30 cm peut être limitée à 11 nH.

I. INTRODUCTION

Le développement des interrupteurs de puissance basés sur des semi-conducteurs à grand gap, tels que le SiC et le GaN, entraîne un accroissement des raideurs des fronts de commutation en électronique de puissance, ce qui favorise l'augmentation – observée et attendue – des fréquences de commutation des convertisseurs. Ainsi, l'effet des capacités et des inductances parasites devient très sensible : les premières sont à l'origine de courants de mode commun à haute fréquence, difficilement filtrables, tandis que les secondes engendrent oscillations et surtensions lors des commutations, stressant – voire détruisant – les éléments du circuit [1]. Ces oscillations se traduisent par des résonances sur les spectres de perturbations conduites pouvant conduire à un non-respect des normes.

Il apparaît alors de plus en plus important d'avoir une bonne connaissance, une bonne maîtrise, et d'être capable de minimiser ces éléments parasites.

Il n'existe a priori pas de compromis électrique présidant à l'agencement d'une maille de commutation : le but étant de minimiser les surtensions et les oscillations lors des commutations, il est nécessaire de minimiser l'inductance de maille, ce qui impose de rapprocher autant que possible les éléments formant la maille (interrupteurs, condensateurs de découplage et routage). Ce besoin de miniaturisation se trouve néanmoins en contradiction avec les contraintes thermiques. Il est en effet nécessaire d'extraire la puissance dissipée au sein de la cellule de la commutation, ce qui peut requérir l'emploi d'un radiateur d'un encombrement gênant le placement des composants. Il est par ailleurs

généralement souhaitable de limiter les couplages thermiques entre composants ainsi que l'échauffement des condensateurs de découplage, néfaste pour leur fiabilité, capacité et angle de pertes.

CEM et thermique constituent donc un compromis sur le placement des composants d'une cellule de commutation. L'optimisation de ce compromis passe par la définition d'une fonction de coût intégrant ces contraintes. Le présent article s'intéresse à la première : il cherche à quantifier l'influence du positionnement des condensateurs de découplage sur le fonctionnement d'une cellule de commutation.

La section II constitue une mise en contexte de l'étude. La section III détaille les résultats obtenus sur le prototype par mesures en petits signaux. Ces données sont confrontées à celles fournies par des simulations en section IV. Un prototype est ensuite testé dans des conditions d'utilisation réelles (section V). Les sections VI et VII proposent une discussion et concluent l'article.

II. DESCRIPTION DU PROTOTYPE POUR TEST EN PETITS SIGNAUX

On considère une cellule de commutation constituée de deux transistors SiC CPM2-1200-0025b (1.2 kV – 98 A – 25 mΩ) et découplée par deux condensateurs. Le schéma structurel du circuit est donné en Fig. 1.

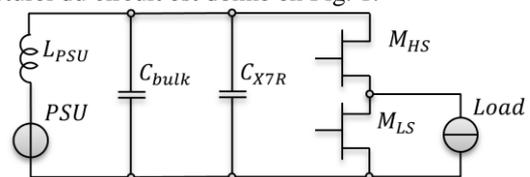


Fig. 1 : schéma structurel du montage

Un condensateur céramique, de découplage local (1 kV – 470 nF, isolant de classe X7R & boîtier 2220 réf. 2220Y1K00474KXTWS2) est brasé à une distance d_{X7R} de la cellule de commutation. Un condensateur bulk (875 V – 15 μF, MKP, réf. B32678G8156K000 [2]), dont l'impédance mesurée et un modèle équivalent sont donnés en Fig. 2 et Fig. 3, est également employé. Il est brasé à une distance d_{bulk} de la cellule de commutation (cf. schéma en Fig. 5).

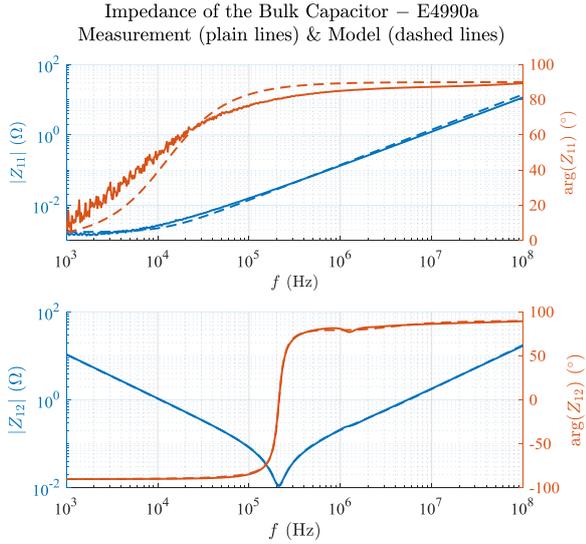


Fig. 2 : impédance mesurée du condensateur bulk (lignes continues) et modèle de la Fig. 3 (lignes pointillées). Z_{11} : impédance mesurée entre deux broches reliée à une même armature ; Z_{12} : impédance mesurée entre deux broches opposée ; (autres broches laissées en l'air).

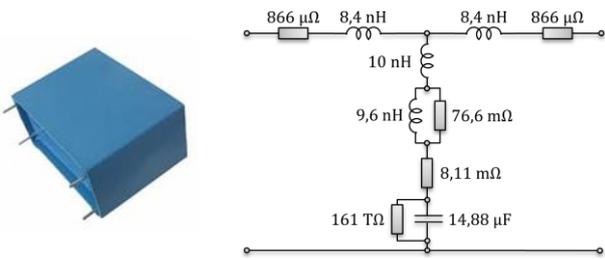


Fig. 3 : photographie (gauche) & modèle mesuré (droite) du condensateur bulk

De manière à optimiser le filtrage en mode différentiel des perturbations renvoyées vers l'alimentation [3], les broches reliées à une même armature du condensateur bulk sont séparées (Fig. 4). Le but étant de mesurer l'impédance de l'alimentation vue depuis la cellule de commutation, chaque transistor est remplacé par un circuit équivalent : le transistor high-side M_{HS} est remplacé par un court-circuit tandis que le low-side M_{LS} est remplacé par un condensateur de valeur égale à sa capacité de sortie $C_{out} = 200$ pF. Un schéma faisant apparaître différents parasites du montage est donné en Fig. 4. L_{rx} et R_{rx} modélisent les éléments parasites du routage ; L_x et R_x ceux des composants. On définit les inductances :

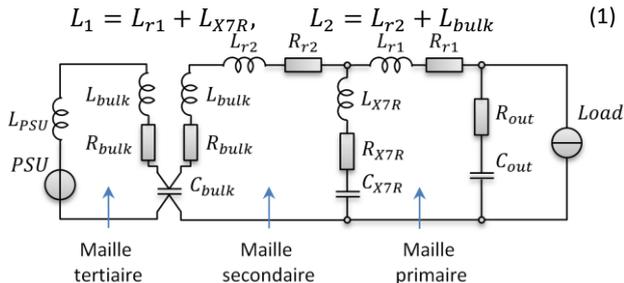


Fig. 4 : schéma faisant apparaître des éléments parasites

On distingue trois mailles susceptibles de résonner :

- Une maille dite primaire, constituée de la cellule de commutation en elle-même et du condensateur céramique ;
- Une maille dite secondaire, incluant les deux condensateurs de filtrage ;
- Une maille dite tertiaire, incluant le condensateur de découplage bulk et l'inductance de source.

L'étude est envisagée dans le cadre de l'enfouissement PCB des composants actifs ; on considère donc des puces de transistor nues, connectées au circuit à l'aide d'un procédé mis au point au sein du laboratoire [4], ou autre [5]. Bien que le routage soit prévu pour ces composants, les puces ne sont pas installées sur le prototype.

Le routage du circuit utilisé est donné en Fig. 5. L'emplacement des condensateurs de découplage n'est pas fixé, les distances (d_{bulk} , d_{X7R}) les séparant de la cellule de commutation étant appelées à varier. Le routage est majoritairement constitué de deux plans de cuivre reliés aux rails d'alimentation DC_+ et DC_- , sur lesquels seront brasés les condensateurs de découplage (côté « top » du PCB). Un plan de masse couvre l'intégralité de la face arrière du PCB.

Un connecteur SMA est installé sur la sortie du montage, i.e. entre les rails d'alimentation $DC_{+,-}$ (puisque que le MOSFET HS est court-circuité).

Le montage est réalisé à partir d'un circuit imprimé à substrat époxy FR4 de 400 μ m, portant deux feuilles de cuivre de 35 μ m.

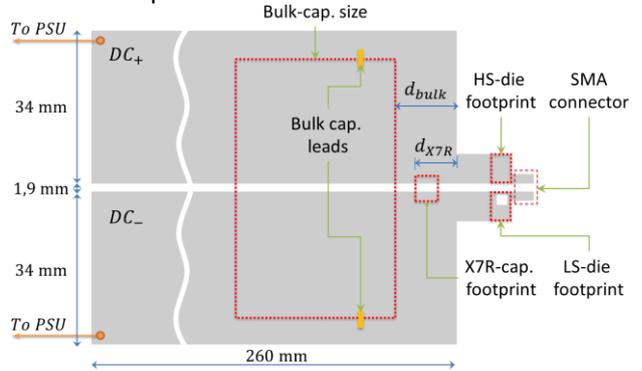


Fig. 5 : routage annoté du prototype

Un diagramme d'impédance asymptotique simplifié est donné en Fig. 6. Il suppose que la source est suffisamment distante du reste du convertisseur pour que l'inductance de source L_{PSU} n'intervienne pas dans la plage de fréquence de l'étude. $f_{r1,2}$ sont les fréquences de résonance des mailles primaires et secondaires :

$$f_{r1} = (2\pi\sqrt{L_1 C_{X7R}})^{-1}, \quad f_{r2} = (2\pi\sqrt{L_2 C_{bulk}})^{-1} \quad (2)$$

Et $f_{a1,2}$ en sont les fréquences d'anti-résonance :

$$f_{a1} = (2\pi\sqrt{L_1 C_{out}})^{-1}, \quad f_{a2} = (2\pi\sqrt{L_2 C_{X7R}})^{-1} \quad (3)$$

Cet exposé suppose que les composants L_1 et L_2 d'une part, C_{bulk} , C_{X7R} et C_{out} d'autre part, sont suffisamment différents.

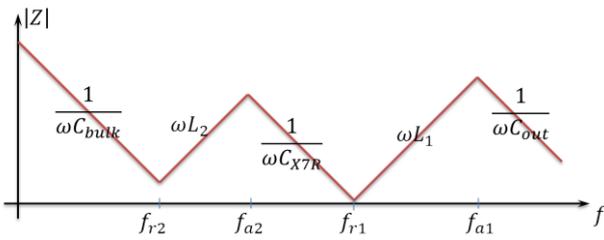


Fig. 6 : impédance asymptotique de source attendue montrant les éléments dominant l'impédance globale. Échelle log-log.

III. RÉSULTATS DE MESURE EN PETITS SIGNAUX

III.1. Introduction – dispositif expérimental

Les mesures sont réalisées à l'aide d'un analyseur d'impédance Keysight E4990a, calibré par des standards O/S/L et configuré pour un 'measurement time = 4'. La plage de mesure est de 100 Hz-30 MHz, suffisante pour déterminer les caractéristiques de la maille secondaire ainsi que l'inductance de la maille primaire. L'anti-résonance de la maille primaire, à $f_{a1} \approx 230$ MHz, est située en dehors de la gamme de travail de l'instrument.

Le modèle donné en Fig. 4 (supposant $L_{psu} \sim \infty$) est alors ajusté sur la courbe d'impédance mesurée de manière à déterminer les valeurs des différentes inductances, des résistances, et de C_{bulk} ; pour une précision accrue du modèle, la capacité céramique a été mesurée ex-ante : $C_{X7R} = 441$ nF (à polarisation nulle).

III.2. Influence de la taille de la maille secondaire (d_{bulk})

a - Protocole

Le condensateur céramique étant brasé au plus près de la cellule de découpage (factice), i.e. tel que $d_{X7R} = 0$ mm, la distance d_{bulk} séparant cette dernière et Le condensateur bulk varie entre 0 et 200 mm. Pour chaque position de ce composant, on extrait les différents paramètres du modèle.

b - Résultats de mesures

Les impédances mesurées sont données en Fig. 9. Comme attendu, résistance et inductance de la maille primaire (dont la géométrie est fixe) sont constantes ($L_1 = 2,3$ nH). Il en va de même pour la capacité $C_{bulk} = 14,88$ μ F. Les allures des variations d'inductance et de résistance totales de la maille secondaire sont également conformes aux attentes : toutes deux croissent avec d_{bulk} , du fait de l'accroissement de la surface de la maille et de l'allongement des pistes. La croissance de L_2 vs d_{bulk} (cf. Fig. 7) demeure cependant très limitée puisqu'elle n'est que de 21 % lorsque d_{bulk} varie de 0 à 200 mm, L_2 passant ainsi de 33 nH à 40 nH. La sensibilité de L_2 vis-à-vis de d_{bulk} est alors de $dL_2/dd_{bulk} \approx 0,3$ nH/cm.

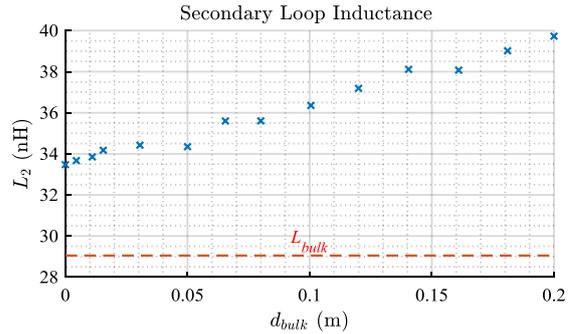


Fig. 7 : inductance de maille secondaire vs d_{bulk} .

Le coefficient de qualité mesuré à l'antirésonance de la maille secondaire vaut environ 7, il est quasi-indépendant de d_{bulk} : l'accroissement de résistance compense celui d'inductance.

III.3. Influence de la taille de la maille primaire (d_{X7R})

a - Protocole

Le condensateur bulk étant retiré du circuit, l'inductance de la maille de commutation est estimée pour diverses valeurs de d_{X7R} – grandeur caractérisant la distance séparant le condensateur céramique et la cellule de commutation.

b - Résultat expérimentaux

Les valeurs d'inductances obtenues sont données en Fig. 8.

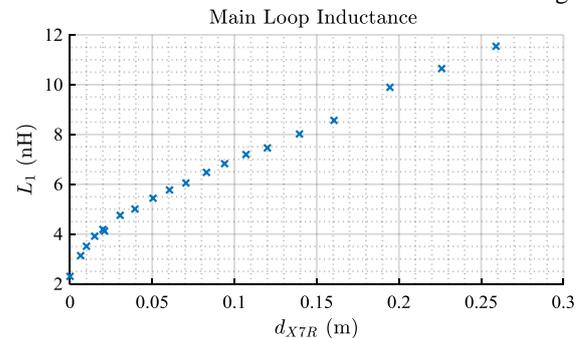


Fig. 8 : inductance de la maille primaire vs d_{X7R}

Comme attendu, l'inductance de maille de primaire croît avec d_{X7R} . La valeur minimale est de 2,3 nH, avec une croissance rapide ($dL_1/dd_{X7R} \approx 1$ nH/cm) pour $d_{X7R} < 2$ cm mais ralentie au-delà : elle est quasi-linéaire entre 3 cm et 26 cm et $dL_1/dd_{X7R} \approx 0,3$ nH/cm.

Ces mesures montrent que, comme le suggérerait le bon sens, il convient de minimiser d_{X7R} pour minimiser l'inductance de maille – et ce d'autant plus que la vitesse de croissance de l'inductance est forte pour les plus faibles valeurs de d_{X7R} . En revanche, cette étude démontre que la sensibilité de l'inductance de maille vis-à-vis de d_{X7R} est relativement faible pour $d_{X7R} > 3$ cm. Ainsi, déplacer le condensateur de découpage de 3 cm à 26 cm de la cellule de commutation ne fait augmenter l'inductance de maille primaire que de 6,7 nH (+140 %).

IV. SIMULATION Q3D

IV.1. Méthode

Le logiciel Ansys Q3D est utilisé pour simuler le circuit considéré, sous l'approximation des régimes quasi stationnaires (méthode des moments [6]). Le maillage n'est pas imposé, il est optimisé par le logiciel ; l'inductance est extraite à 500 kHz, fréquence à laquelle l'impédance de L_2 domine.

Le corps du condensateur céramique est remplacé par un bloc conducteur présentant une conductivité telle que la résistance globale soit égale à l'ESR du composant réel, i.e. 8 m Ω . Faute de modèle pertinent, le condensateur bulk n'est pas simulé. L'inductance partielle correspondant à la maille amputée du condensateur est extraite de la simulation. L'ESL du condensateur film lui est alors ajoutée de manière à obtenir l'inductance totale de maille. Cette méthode suppose que le couplage magnétique entre le condensateur et le routage est négligeable ; elle surestime donc l'inductance.

IV.2. Résultats de simulation

Les inductances simulées sont alors comparées aux valeurs mesurées : les impédances de sources mesurées (pour $d_{bulk} \in [0, 200]$ mm et $d_{X7R} = 0$) sont tracées en Fig. 9, ainsi que les tendances asymptotiques des impédances des inductances simulées (pour $d_{bulk} = 50$ mm et $d_{X7R} = 0$) et des capacités nominales des condensateurs utilisés.

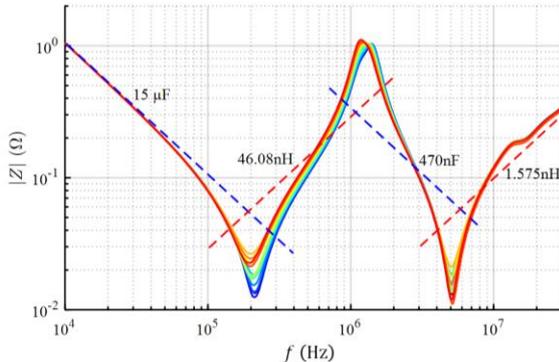


Fig. 9 : impédances mesurées (lignes continues) et attendues (lignes pointillées). Dégradé de couleur : de bleu ($d_{bulk} = 0$) à rouge ($d_{bulk} = 200$ mm).

La Fig. 9 montre qu'utiliser les résultats de simulations Q3D, associés aux valeurs nominales des condensateurs, permet de prédire relativement précisément la courbe d'impédance vue depuis la cellule de commutation. Cette étude ne s'est cependant pas attachée à décrire les amortissements des différentes résonances, les pertes dans les condensateurs étant généralement imprécisément spécifiées et fortement fonction de la température.

V. TEST EN COMMUTATION

V.1. Introduction – dispositif expérimental

Dans les deux sections précédentes, l'impédance de l'alimentation est utilisée pour caractériser les oscillations

apparaissant lors des commutations. On se propose dans cette section de réaliser un test en conditions réelles de commutation : un prototype similaire à celui détaillé en section II est réalisé, à ceci près qu'une cellule de commutation fonctionnelle est implémentée. Celle-ci est constituée d'un composant LMG5200 [7], intégrant deux transistors GaN (80 V – 10 A – 15 m Ω_{typ}) et leur commande rapprochée.

La tension de bus DC est fixée à $V_{bus} = 30$ V, les temps-morts à 5 ns. La capacité du condensateur céramique et celle du point milieu du convertisseur, sous une tension de polarisation de 30 V_{dc} , mesurée au E4990a, valent :

$$C_{1,30V_{dc}} = 447 \text{ nF}, \quad C_{out,30V_{dc}} = 571 \text{ pF}, \quad (4)$$

On réalise des tests en double-pulse, sous un courant de charge de 5.0 A.

La tension sur le nœud de commutation est mesurée à l'aide d'un oscilloscope Teledyne-Lecroy HDO8108 (1 GHz – 2,5 GSa/s) et d'une sonde de tension passive 10:1 PP008 (500 MHz, 10 M Ω /9,5 pF) connectée au circuit à l'aide d'un adaptateur faiblement inductif ad hoc. Un modèle décrivant les résonances des n_L mailles est ajusté sur la tension V_{sw} observée sur le point milieu, il est de la forme :

$$V_{sw}^* = V_{dc} + \sum_{k=1}^{n_L} \hat{V}_k \cdot \sin(\omega_k t + \phi_k) \cdot e^{-t/\tau_k} \quad (5)$$

L'équation (2) et les valeurs des capacités mesurées ex-ante sont ensuite utilisées pour déduire des fréquences des oscillations les inductances $L_{1,2}$.

V.2. Influence de la taille de la maille secondaire (d_{bulk})

a - Protocole

Le condensateur céramique étant brasé au plus près de la cellule de découpage, i.e. tel que $d_{X7R} = 0$ mm, la distance d_{bulk} séparant cette dernière et le condensateur bulk est variée de 0 à 260 mm.

b - Résultats de mesures

Les tensions mesurées, regroupées sur la Fig. 10, permettent de distinguer trois régimes oscillatoires :

- Maille principale entre 2 ns et 20 ns ;
- Maille secondaire entre 100 ns et 2 μ s ;
- Maille tertiaire entre 2 μ s et 20 μ s.

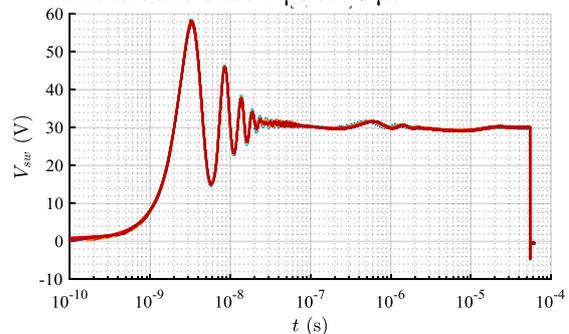


Fig. 10 : tensions V_{sw} mesurées. Dégradé de couleur : de bleu ($d_{bulk} = 0$) à rouge ($d_{bulk} = 260$ mm). Abscisse logarithmique.

Les fréquences de résonances extraites de ces courbes indiquent que l'inductance de la maille principale (indépendante de d_{bulk}) vaut :

$$L_1 = 1,2 \text{ nH} \quad (6)$$

tandis que les variations de l'inductance de la maille secondaire sont montrées en Fig. 11.

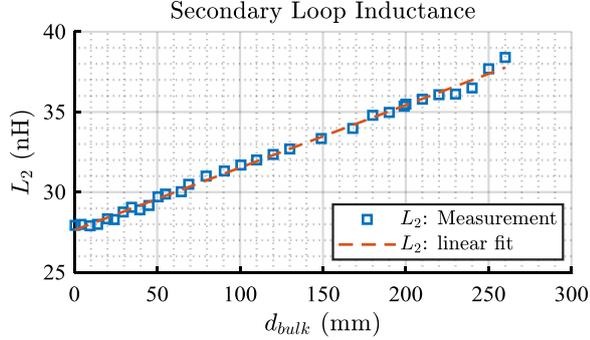


Fig. 11 : inductance de maille secondaire vs d_{bulk} .

Comme attendu, L_2 croît avec d_{bulk} du fait de l'accroissement de la surface de la maille. Cette croissance est cependant très lente puisque limitée à 18 nH (+ 64 %) lorsque d_{bulk} évolue de 0 à 260 mm.

V.3. Influence de la taille de la maille primaire (d_{X7R})

a - Protocole

Le condensateur bulk retiré du montage, la distance d_{X7R} séparant la cellule de commutation et le condensateur céramique est variée entre 0 et 300 mm.

b - Résultats expérimentaux

Dans ces conditions, la fréquence de résonance de la maille principale est comprise entre 200 MHz et 64 MHz. De la fréquence de ces oscillations est extraite l'inductance de la maille principale, donnée en Fig. 12.

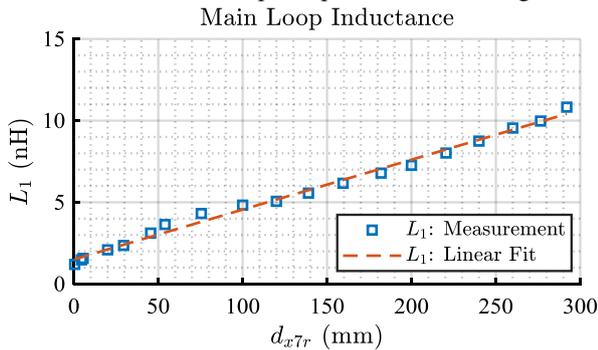


Fig. 12 : inductances de la maille principale déduite des test en commutation

Ces mesures montrent que l'inductance de maille minimale réalisable est de 1,2 nH et que la croissance de L_1 vs. d_{X7R} , linéaire, est très lente : 0,3 nH/cm. L'inductance de la maille formée lorsque le condensateur de découplage céramique est situé à 30 cm de la cellule de commutation n'est que de 11 nH.

VI. DISCUSSION

VI.1. De la maille principale

L'étude montre que même s'il est toujours avantageux de minimiser d_{X7R} , positionner le condensateur de découplage local à quelques dizaines de centimètres de la cellule de commutation peut engendrer des inductances ne dépassant guère la dizaine de nanohenry, ce qui peut se révéler tout à fait acceptable – selon la vitesse de commutation de la cellule de commutation et le déclassement en tension lui étant appliqué. Ce constat peut être d'intérêt au regard de la gestion thermique ou de la possibilité d'insérer une mesure de courant dans la cellule de commutation.

VI.2. De la maille secondaire

La faible croissance de l'inductance de maille secondaire vs d_{bulk} s'explique par l'usage d'un routage peu inductif du fait de la faible distance (1,9 mm) entre les pistes d'amené de la puissance, par la présence d'un plan de masse situé à faible profondeur (400 μ m) sous la maille et à l'importance relative de l'inductance propre (ESL) du condensateur vis-à-vis de l'inductance de maille (≥ 74 %). Ceci est confirmé par le fait que braser les quatre broches du condensateur bulk aux pistes de puissance permet de diminuer de 30 % l'inductance de maille. Le coefficient de couplage par inductance mutuelle entre le routage et le condensateur bulk a été estimé (par mesure et simulation) à environ 10 à 25 % pour $d_{bulk} \in [10, 200]$ mm.

VI.3. Mesures petits signaux vs. en commutation

a - Maille secondaire

Les variations de L_2 par rapport à la position du condensateur bulk obtenues par mesures en petits signaux et en commutation sont données en Fig. 13. Les deux ensembles de points montrent la même tendance : L_2 croît lentement avec d_{bulk} (dL_2/dd_{bulk} vaut entre 30 et 40 nH/m). Un offset de 5 nH est cependant visible entre les deux nuages de points. Il pourrait s'expliquer par l'utilisation de prototypes légèrement différents ainsi que par la méthode d'identification des inductances. L_2 a été extraite des mesures en petits signaux en ajustant un modèle sur une gamme de fréquence encadrée par deux résonances tandis que la fréquence des oscillations ont été exploitées dans le cas des mesures en commutation. La non-linéarité de la capacité céramique influence également la reproductibilité des mesures.

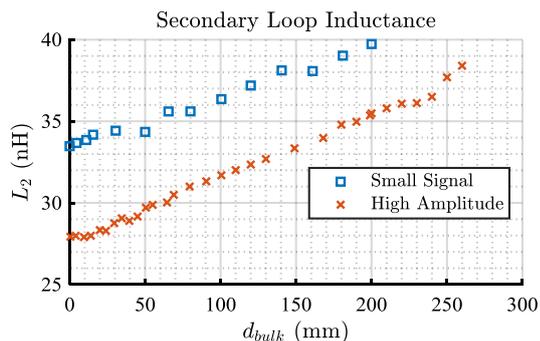


Fig. 13 : inductances de maille secondaire mesurées suivant les deux méthodes précédentes

b - Maille principale

Du fait de l'emploi de cellules de commutations de géométries différentes, l'architecture des mailles principales des deux prototypes sont relativement différentes ; en comparer les inductances n'est donc guère pertinent.

De plus, les méthodes mises en œuvre pour estimer les inductances, et avec elles les fréquences d'évaluations, expliquent la divergence des pentes dL_1/dd_{x7R} obtenues avec les deux prototypes.

VI.4. Q3D vs. Mesures petits signaux

Les valeurs de L_2 simulées sont 30 % supérieures à celles mesurées en petits signaux. Ce relativement grand écart – d'impact finalement réduit sur les graphiques d'impédance en échelle logarithmique – peut s'expliquer pour partie par la précision des mesures. Néanmoins, il est probablement aussi dû à l'imprécision du logiciel de simulation, due en particulier à la simulation de géométries à fort facteur de forme : les conducteurs simulés ont des largeurs et longueurs de l'ordre de 1 à 30 cm mais une épaisseur de 35 μm .

VI.5. Mutuelles inductances

Des simulations Q3D ont montré que le couplage magnétique entre mailles primaire et secondaire est faible, limité à environ 5 % ; il est donc raisonnable de le négliger.

Négliger, comme proposé en Section IV, le couplage entre la maille secondaire et l'ESL du condensateur bulk amène à surestimer l'inductance globale.

VI.6. Du caractère différentiel des mesures

Les mesures d'impédances en petits signaux (section III) ont été réalisées à l'aide d'un analyseur d'impédance dont l'électrode négative est au potentiel de la masse. Cette topologie rend le test asymétrique, la capacité entre piste DC_- et masse se trouvant court-circuitée. La mesure réalisée n'est donc pas pleinement différentielle.

L'ordre de grandeur des capacités considérées justifie cependant l'approximation : la capacité entre chaque piste d'alimentation et la masse est inférieure à 1 nF, ce qui est négligeable devant C_1 et même C_{x7R} .

Intercaler un balun entre l'analyseur et le prototype aurait cependant permis de s'affranchir de cette approximation

tout en créant d'autres limitations métrologiques (bande passante, effets de transferts de mode).

VII. CONCLUSION

Cet article s'est intéressé à l'optimisation du placement des condensateurs découplant l'alimentation d'une cellule de commutation, et plus précisément à l'impact de la distance séparant ces composants sur les inductances des mailles.

Si, comme attendu, il convient de rapprocher autant que possible les composants pour minimiser les inductances, l'étude montre qu'un routage simple mais soigné permet de rendre les inductances de mailles peu dépendantes des distances séparant les composants. L'usage d'un plan de masse et d'un substrat de faible épaisseur est également de première importance. Enfin, l'inductance propre du condensateur de découplage peut représenter une part importante de l'inductance de maille.

L'étude montre, de plus, que la sensibilité de l'inductance de maille principale à la distance séparant le condensateur de découplage et la cellule de commutation est relativement faible (proche de 0,3 nH/cm). Enfin, la contrainte sur l'éloignement du condensateur bulk peut être largement relâchée. Ces résultats établissent l'existence d'une certaine liberté quant à l'agencement des composants d'une cellule de commutation et de son découplage, offrant ainsi, en particulier, une relative souplesse pour la gestion des contraintes thermiques et l'insertion de capteurs de courant.

REMERCIEMENTS

Ces travaux ont été réalisés dans le cadre du projet ANR HIT-TEMS soutenu par l'Agence Nationale de Recherche ANR-15-CE05-0010.

RÉFÉRENCES

- [1] M. Meisser, M. Schmenger et T. Blank, „Parasitics in Power Electronic Modules: How parasitic inductance influences switching and how it can be minimized,” *Proc. of PCIM*, 2015.
- [2] TDK, MKP Film Cap., series B32674-8, Feb. 2017.
- [3] F. Costa and G. Rojat, "CEM en électronique de puissance – Réduction des perturbations, simulation," *Techniques de l'Ingénieur*, 1999.
- [4] Y. Pascal, A. Abdedaim, D. Labrousse, M. Petit, S. Lefebvre and F. Costa, "Using Laminated Metal Foam as the Top-Side Contact of a PCB-Embedded Power Die," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 38, no. 10, 2017.
- [5] K. Wang, et al., "Review of State-of-the-Art Integration Technologies in Power Electronic Systems," *Power Electron. & Applications, IEEE Trans. on.*, vol. 2, nr. 4, pp. 292-305, 2017.
- [6] ANSYS Inc., Q3D Extractor Help, Rel. 17.1, 2016.
- [7] Texas Instrument, LMG5200 Datasheet, Rev. D, March 2017.