Revue des Energies Renouvelables Vol. 17 N°3 (2014) 387 – 402

Etude de la cellule de commutation d'une alimentation à découpage dans le cadre de la compatibilité électromagnétique

A. Lakrim [1] et D. Tahri

Laboratoire Signaux Systèmes et Composants, LSSC
Faculté des Sciences et Technique de Fes, FSTF
B.P. 2202, Route Imouzzer, Fes, Maroc

(reçu le 14 Février 2014 – accepté le 30 Septembre 2014)

Résumé - *La Compatibilité Electromagnétique, CEM, apparaît aujourd'hui comme l'une des contraintes majeures de la conception des structures de l'électronique de puissance et plus précisément sur les alimentations à découpage. Malheureusement, elle est trop souvent considérée comme la dernière phase du développement d'un convertisseur, puisqu'elle représente le dernier obstacle à sa commercialisation. Une étude des performances CEM en mode conduit {Mode Commun, MC, et Mode Différentiel, MD,} d'une alimentation à découpage de type Fly-Back 'réalisé au Labo' nécessite une modélisation bien précise de la cellule de commutation. La modélisation de chaque élément du convertisseur (interrupteurs, pistes, condensateur de découplage, charge, RSIL) sous la forme de schéma électrique équivalent sont présentées. Finalement, le modèle complet du convertisseur est présenté et confronté à la simulation temporelle-fréquentielle sous OrCad-Spice, et fréquentielle par la méthode matricielle sous Matlab afin d'évaluer l'amplitude des perturbations conduites 'MC et MD'.*

Abstract- *Electromagnetic Compatibility, 'EMC', has emerged as a major constraint in the design of structures of power electronics and more specifically on the power supplies. Unfortunately, it is too often seen as the last phase of development of a converter, since it represents the last obstacle to its commercialization. A study of EMC performance mode leads {Common Mode, CM, and Differential Mode, DM,} of a switching type Fly-Back 'made in Lab' requires a precise modeling of the switching cell. Modeling each element of the converter (switches, tracks, decoupling capacitor, charge, RSIL) in the form of equivalent circuit are presented. Finally, the complete model of the converter is presented facing the simulation time-frequency sub-Spice OrCad and frequency by the Matlab matrix method to evaluate the magnitude of the conducted interference 'MC and MD'.*

Mots clés: CEM conduite - Electronique de Puissance - Alimentation à découpage - Cellule de Commutation - MC – MD.

1. INTRODUCTION

Le but de cette étude est de 'décortiquer' une cellule de commutation constitué d'un MOSFET et une diode afin de déterminer 'les causes et les conséquences' d'une perturbation électromagnétique dans une commutation dure. Ainsi, on peut proposer des modèles simples reflétant explicitement les agresseurs de la commutation. L'étude se concentre sur la cellule de commutation présentée à la figure 1. Elle peut montrer que cette représentation, simple et représentative des phénomènes, repose sur trois inductances découplées [1, 3, 4].

Dans notre cas, on dispose d'un circuit intégré qui regroupe le circuit de commande et le transistor MOS. Nous pouvons dire alors que les effets de L_s, L_g et R_G sur la commutation sont dépassés.

[1] Abderrazak.lakrim@usmba.ac.ma

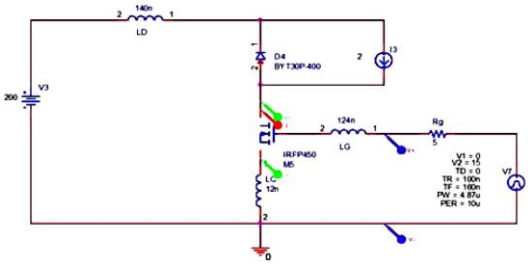

Fig. 1: Cellule de commutation selon la proposition de Henri Foch

2. FERMETURE DU MOSFET

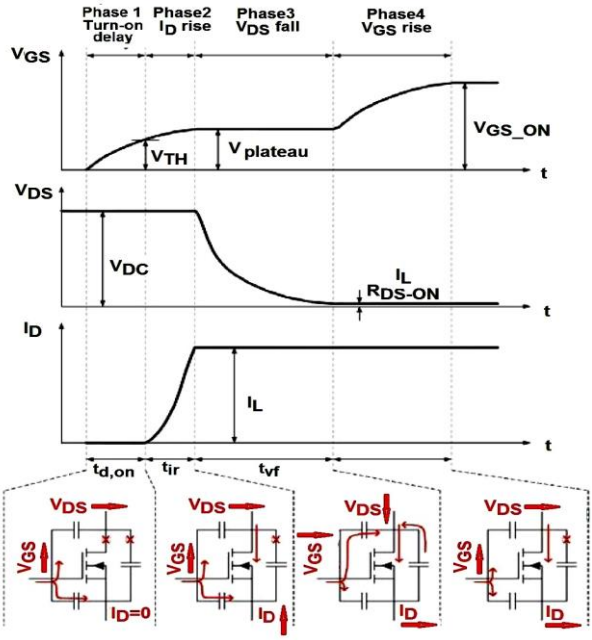

Fig. 2: Phases de la commutation à la fermeture du MOS

Lors de la fermeture du MOSFET, les 4 phases sont décrites sur la figure 2.

1) Durant la phase 1, les circuits de grille et de puissance sont indépendants. La tension grille source croît jusqu'à la tension de seuil V_{GSth}, alors cette phase dépend de la charge de la capacité d'entrée C_{iss}. Il est donc important de bien prendre en compte l'évolution de sa valeur en fonction des deux potentiels V_{GS} et V_{DS}, [6].

Le MOSFET passe en régime linéaire, la diode étant toujours conductrice. Le courant drain évolue alors via la grille, dans la mesure où la source de courant évolue suivant la relation:

$$I_{MOS} = g_m \times (V_{GS} - V_{th}) \quad (1)$$

C'est la phase de commutation en courant. Durant cette phase, l'évolution des capacités en fonction de V_{GS} et V_{DS} est toujours capitale à prendre en compte, mais la connaissance précise du gain g_m est également importante.

2) Dans l'étape suivante, on considère que la décroissance du courant après le pic de recouvrement est exponentielle. Le modèle du MOSFET reste identique à celui dans la phase précédente.

3) Quand la tension V_{DS} atteint la tension $V_{DS(on)} = I_D \times R_D$, les circuits de grille et de puissance sont à nouveau découplés, et la tension V_{GS} évolue vers son niveau final (15 V couramment).

Facteurs d'influence	Phase 1	Phase 2	Phase 3	Phase 4
Paramètres du MOS	$R_G \times C_{iss}$	$R_G \times C_{iss}$	$R_G \times Q_{GD}$	$R_G \times C_{iss}$
Conditions opératoires	$\frac{1}{1 - I_{ch}/(g_m \times U_t)}$		$\frac{1}{U_t - I_{ch}/g_m}$	-

2.1 Analyse qualitative

Durant la phase 2, la diode est conductrice, donc $V_D = 0$. La tension V_{DS} du transistor Mosfet reste relativement constante, il n'y a que la chute de tension $L_D dI_D/dt$. Dès que la diode commence à se bloquer (c'est-à-dire dès qu'une zone de charge d'espace apparaît), il y a compétition entre la vitesse MOS, la vitesse de la diode et l'équation de Kirchhoff qui régit le circuit de puissance. En effet, la tension de la diode dépend de l'évolution de la taille de la zone de charge d'espace. Enfin, la somme des tensions V_{DS}, V_{diode} et $L_D dI_D/dt$ est maintenue constante à la valeur de bus continu.

Lorsque la commutation de la diode est terminée, le courant est constant, et la tension V_{DS} continue d'évoluer, géré uniquement par la vitesse de la grille de circuit et le composant. La commutation est considérée comme terminée, lorsque le Mosfet atteint sa zone ohmique, c'est-à-dire que la tension V_{DS} atteint $R_{DS(on)} \times I_D$.

Dans le cas où la commutation du Mosfet est très rapide ou le maillage à une très forte inductance, la tension V_{DS} diminue très rapidement à zéro, grâce à un fort terme $L_D dI_D/dt$ (soit forte L_D ou forte dI_D/dt). En conséquence, $V_D \approx 0$, $V_{DS} \approx 0$ et dI_D/dt est donc déterminée uniquement par bus continu et de la tension d'inductance de la maille L_D. Le reste de la commutation est entièrement régi par la diode.

2.2 Analyse quantitative

L'analyse qualitative précédente nécessite de montrer les différents acteurs responsables de la commutation des signaux. Nous allons maintenant examiner de plus près l'influence de ces acteurs au cours d'une analyse de leurs effets.

2.2.1 Influence de câblage L_D

a- Influence sur le courant

Ici, la simulation permet de faire varier facilement l'inductance de la maille L_D, et donc d'évaluer l'influence de ce paramètre pour les résistances de grille. Nous avons effectué plusieurs simulations (Fig. 3-5). A l'intérieur de chaque série, on a gardé les valeurs constantes des composants (inductance et résistance) de la grille, et on fait varier la valeur de l'inductance maille. Dans tous les cas, on fait passer le même courant de 4 A sous une tension de 200 V.

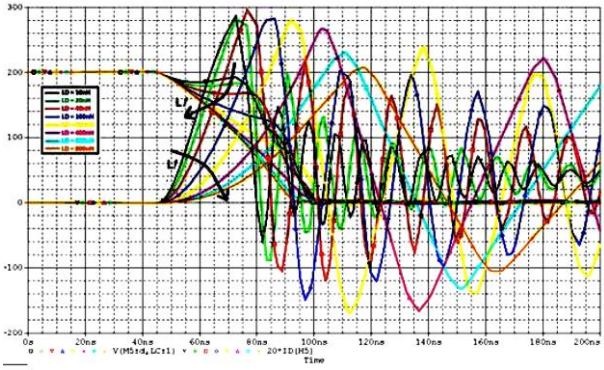

Fig. 3: Effet de l'inductance ' L_D ' pour une faible valeur de $R_G = 2\Omega$

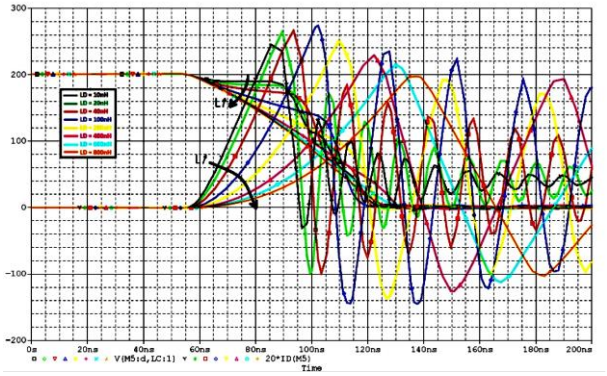

Fig. 4: Effet de l'inductance ' L_D ' pour une valeur de $R_G = 20\Omega$

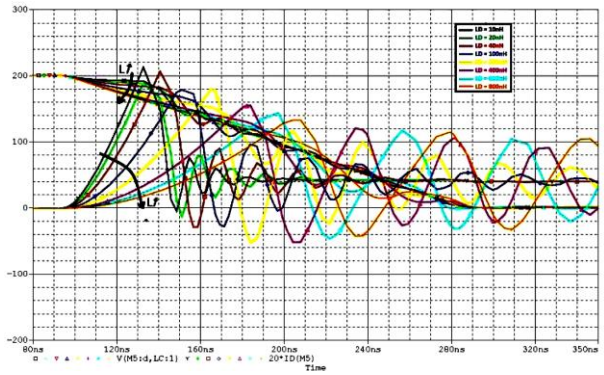

Fig. 5: Effet de l'inductance ' L_D ' pour une forte valeur de $R_G = 50\Omega$

Sur la première série de simulations, nous pouvons observer que (lorsque l'on augmente la valeur de l'inductance L_D , la chute de tension inductive est égale à la tension commutée ' E ', et donc la valeur de dI_D / dt atteint rapidement E / L_D . Pour des valeurs plus importantes de R_G , nous constatons que la chute de tension n'atteint jamais la valeur de E . Ceci peut s'expliquer par le fait qu'il faut décharger totalement la capacité C_{DS} pour avoir une chute de tension équivalente à la tension commutée.

Alors $V_{GS} = V_{GD} + V_{DS}$, or durant la commutation $V_{GS} \neq cte$, pour faire varier V_{DS}, il faut donc faire varier V_{GD}, et donc il faut décharger la capacité C_{GD}.

Or cette décharge sera d'autant plus rapide que la résistance R_G sera faible (et donc le courant de grille I_G important). A partir des courbes précédentes, on peut retracer l'évolution de dI_D/dt en fonction de L_D (Fig. 6), compte tenu de l'endroit où le dI_D/dt est constant dans le temps.

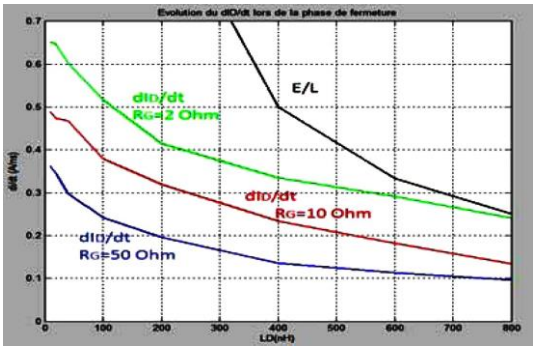

Fig. 6: Evolution de dI_D/dt durant la fermeture

Nous constatons que pour les grandes valeurs de L_D et pour de faibles valeurs de R_G, la vitesse de commutation tend à E/L_D : seul le câblage limite alors la vitesse de commutation.

Pour les grandes valeurs de R_G, la vitesse de commutation sera totalement dépendante du circuit de commande et du Mosfet.

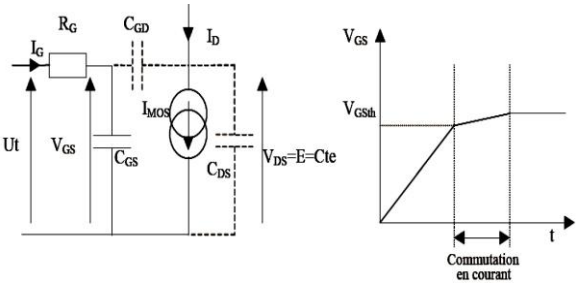

Fig. 7: Modèle du MOS lors de la commutation
en courant pour une faible ' L_D ' et une grande ' R_G '

Durant la commutation en courant, vis à vis du courant de grille, nous considérerons que la tension V_{GS} varie faiblement et vaut quasiment V_{GSTh}. Nous considérerons donc que le courant I_G est constant et vaut $I_G = (U_t - V_{GSth}) / R_G$.

C_{GS} étant supérieure à C_{GD}, nous considérerons que tout le courant I_G passe dans C_{GS}. Ainsi nous aurons:

$$V_{GS} = V_{GSth} + (I_g / C_{GS}) \times t$$

De plus, L_D étant faible (en fait dI_D/dt faible), la tension V_{DS} sera considérée comme constante égale à E (pas de chute de tension inductive $L \times dI_D/dt$).

Ainsi le courant traversant C_{DS} sera nul et donc nous avons alors $I_{MOS} = I_D$. Or $I_{MOS} = g_m (V_{GS} - V_{GSth})$. Donc nous avons:

$$\frac{dI_D}{dt} = \frac{dI_{MOS}}{dt} = g_m \times \left(\frac{U_t - V_{GSth}}{R_G \times C_{GS}} \right)$$

Nous constatons que pour les faibles valeurs de L_D, dI_D/dt varie en $1/R_G$ en faisant l'approximation $g_m \neq Cte$, qui est valable si l'on se place a un niveau de courant commuté suffisant. La formulation précédente ne sera donc valable que pour les courants important.

Pour les valeurs de L_D plus importantes (ou de R_G plus faibles), il y a une certaine "concurrence" entre les deux influences précédentes, ainsi que la vitesse de commutation en courant est $1/\sqrt{L_D \times R_G}$. De là, nous pouvons décomposer l'évolution du dI_D/dt en trois zones en fonction de l'inductance de maille L_D. Les frontières de ces trois zones sont dépendantes de la résistance de grille R_G. Elles sont résumées par la figure 8:

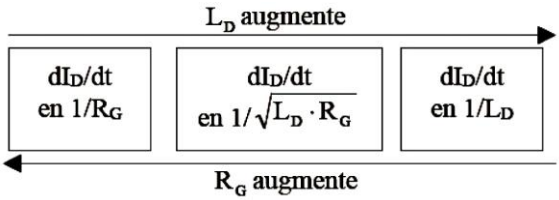

Fig. 8: Evolution de la vitesse de commutation en courant en fonction de R_G et L_D

b- Influence sur la tension

Mérienne a proposé la méthode suivante: on peut considérer que, au premier ordre, la source de tension de grille est maintenue à une valeur constante noté:

$$V_{GS0} \; (V_{GS0} = V_{th} + I_0 / g_m)$$

En conséquence, le courant de grille I_G est aussi constant et égal,

$$I_G = (U_T - V_{GS0}) / R_G$$

Le courant de grille charge (ou décharge) la capacité C_{GD}, ce qui provoque la descente (ou la montée) de la tension V_{DS}.

$$V_{ds} + V_{gd} = V_{gso} \quad \Rightarrow \quad \frac{dV_{ds}}{dt} + \frac{dV_{gd}}{dt} = 0$$

$$i_g = C_{gd} \times \frac{dV_{gd}}{dt} \quad \Rightarrow \quad \frac{dV_{ds}}{dt} = \frac{V_{gso} - U_T}{R_g \times C_{gd}}$$

La formule produite par ce raisonnement simple montre le rôle de la résistance de la grille, et la capacité C_{GD} parasitaire sur la vitesse de commutation du MOS.

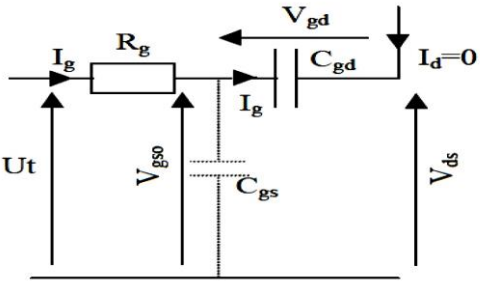

Fig. 9: Schéma équivalent

2.2.2 Influence des paramètres Mosfet

a- Capacités parasites

Nous venons de voir l'influence de la capacité C_{GD} (ou la capacité de 'Miller') sur la vitesse de l'évolution de la tension. On peut montrer par des simulations que si nous gardons le produit $R_g \times C_{GD}$ constant, le dV/dt reste bien constant aussi.

Jeannin *et al.*, [3] ont confirmé l'influence de ces capacités à partir des valeurs de référence correspondant aux capacités identifiées sur un Mosfet (IRF450FI, Modèle Spice), ils les ont multipliées par un coefficient. Cette méthode permet de suivre l'évolution cohérente.

	$(dI_D/dt)_{max}$ En A/ns		$(dI_D/dt)_{max}$ En A/ns
$C_{GS} \times 0.25$	1.44	$C_{DS} \times 2$	1.37
$C_{GS} \times 0.5$	1.32	$C_{DS} \times 4$	1.55
$C_{GS} \times 2$	1.21	$C_{GD} \times 0.25$	2.12
$C_{GS} \times 4$	0.9	$C_{GD} \times 0.5$	1.71
$C_{DS} \times 0.25$	1.12	$C_{GD} \times 2$	1.14
$C_{DS} \times 0.5$	1.19	$C_{GD} \times 4$	0.88

Nous pouvons voir que C_{GS} et C_{GD} ont une forte influence sur le moment du début de la commutation. Ceci est cohérent avec le modèle de la figure 9.

En effet, la première phase de la commutation (avant le début de l'évolution du courant ou de la tension) est constituée de la capacité de charge C_{iss} (C_{GS} + C_{GD}). Nous notons, toutefois, que lors de la fermeture, l'influence de la C_{GD} (C_{rss}) sur le moment du début de la commutation, ne semble pas évident ici. C'est parce que, au début de la fermeture, la tension V_{DS} est importante, et les valeurs de C_{rss} sont faibles, lorsque V_{DS} est grande, par rapport à ceux de C_{iss}.

On constate d'après le tableau que la vitesse de commutation du courant (dI_D/dt), seule C_{GD} semble être prédominante. C'est parce que pendant ces phases, la tension de commande (V_{GS}) et la tension (V_{DS}) sont à peu près constantes. En réalité, V_{GS} et V_{DS} ne sont pas constantes, il est donc normal que les capacités associées (C_{GS} et C_{DS}) ont une influence sur la vitesse de changement du courant commuté.

b- Source de courant du Mosfet

Comme dans le cas des capacités, nous avons d'abord confirmé la nécessité de prendre en compte le caractère non constant du gain g_m (rappel: $I_{DS} = g_m \times (V_{GS} - V_{GSth})$) avec g_m non constant) de la source de courant en fonction de V_{GS}.

Nous avons ensuite intéressé à l'importance de la valeur du gain k sur la vitesse de commutation en courant. Dans notre cas, la modélisation quadratique ($I_D = k \times (V_{GS} - V_{GSth}) \times 2$) est valable pour I_D inférieur à environ 25 A., nous n'avons donc pris garde à ne pas dépasser cette valeur lors des simulations utilisant différentes valeurs de k.

L'influence de la non linéarité, dans la modélisation, de la source de courant est mis en évidence sur la figure 10. Les gains $I_D = g_m \times (V_{GS})$ utilisés sont représentés ci-après. Les conditions de simulation sont les suivantes: $R_G = 10\Omega$, $L_D = 40$ nH , $L_{dio} = 10$ nH , $L_G = 20$ nH , $E = 200$ V et $I_{commuté} = 7.50$ A .

La non-linéarité de la source de courant (à gain variable g_m) est naturellement visible lors de la commutation de courant. En ce qui concerne l'influence du coefficient k , il est nécessaire de distinguer la fermeture de l'ouverture du transistor Mosfet.

Lors de la phase de fermeture, on peut considérer que le courant I_{MOS} est pratiquement égal au courant I_D (on néglige le courant qui passe dans C_{DS} , car V_{DS} est pratiquement constante), or I_{MOS} dépend de V_{GS} , d'où l'influence forte du gain k .

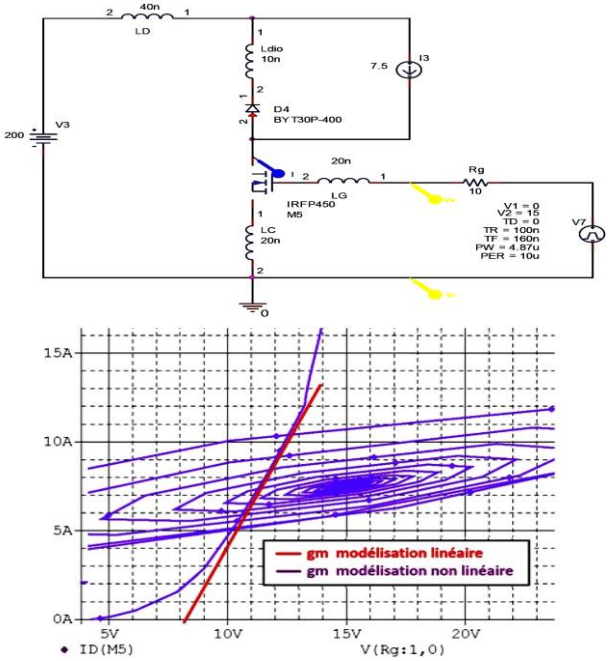

Fig. 10: Modèle non linéaire de la constante g_m , linéarisation de la variation linéaire de ' I_D ' en fonction de ' V_{GS} '

Notons que ce raisonnement est valable uniquement si la chute de la tension inductive $L_D \times (dI_D / dt)$ n'est pas trop importante, c'est-à-dire si la tension V_{DS} ne

tend pas vers 0, dans ce cas le courant serait imposé uniquement par l'équation de maille ($E = L_D \times (dI_D / dt)$).

3. OUVERTURE DU MOSFET

Selon un principe similaire à la phase de fermeture, l'ouverture est également divisée en 4 phases.

1) Les circuits de grille et de puissance sont indépendants, la tension grille source décroît jusqu'à un niveau imposé par le courant du Mos: $V_{GS} = V_{GSth} + I_{ch} / g_m$. Durant cette phase, il est capital de bien prendre en compte l'évolution de la capacité d'entrée C_{iss} en fonction des deux potentiels V_{GS} et V_{DS}.

2) Le Mosfet passe en régime linéaire, la diode étant toujours bloquée. C'est la phase de commutation en tension.

3) A partir du moment où la diode devient conductrice, on entre dans la phase de commutation en courant. Les circuits de grille et de puissance sont sollicités ensemble. Le modèle de diode n'est pas vraiment critique dans cette phase, puisque celle-ci est conductrice.

4) Quand le courant du Mosfet s'annule (en fait, il devient inférieur au courant de fuite du Mosfet), les circuits de grille et de puissance sont à nouveau découplés, et la tension V_{GS} évolue vers son niveau final.

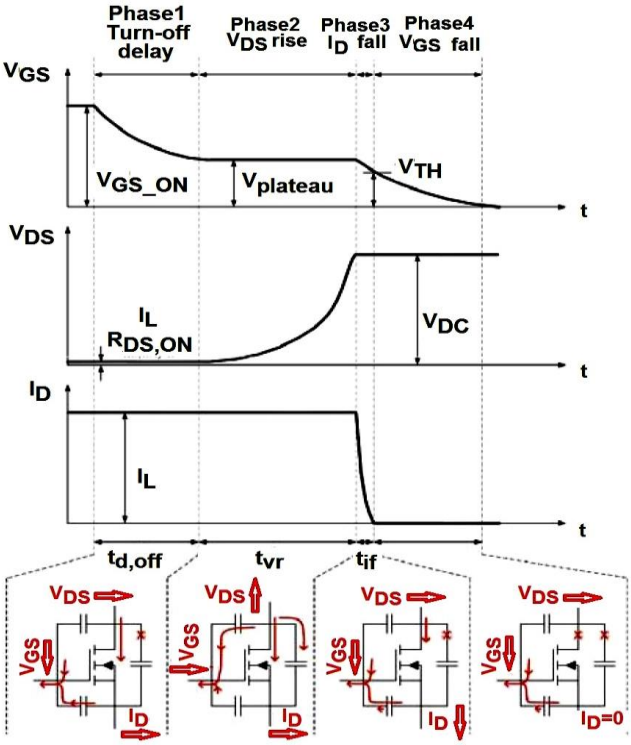

Fig. 11: Phases de la commutation à l'ouverture du MOS

Facteurs d'influence	Phase 1	Phase 2	Phase 3	Phase 4

Paramètres du MOS	$R_G \times C_{iss}$	$R_G \times Q_{GD}$	$R_G \times C_{iss}$	$R_G \times C_{iss}$
Conditions opératoires	$\frac{U_t}{I_{ch} / g_m}$	$\frac{1}{I_{ch} / g_m}$	$\frac{I_{ch} / g_m}{V_{th}}$	-

3.1 Analyse qualitative

Vu le mécanisme de commutation durant cette phase, on peut relever que, la diode n'a aucune influence, alors il nous reste à traiter les paramètres internes du MOS, et les inductances de maillage.

3.2 Analyse quantitative

3.2.1 Influence de câblage et la résistance de grille

a) Influence sur le courant

Les phénomènes ne sont pas très différents du cas de fermeture: il ya une concurrence entre la vitesse liée au composant (gérée par son circuit de grille) et le câblage. La figure 12 montre, par exemple, l'influence de la résistance de grille sur la vitesse de commutation dI_D / dt, et la figure 13 montre l'influence de l'inductance L_D. Il convient de noter, comme nous le verrons pour la fermeture, que la grande résistance de grille ou de maille avec une inductance haute ralentissent la vitesse de commutation actuelle. La figure 13 montre également que pour de 'grandes' résistances de grille, l'inductance L_D n'a plus d'influence sur la dI_D / dt.

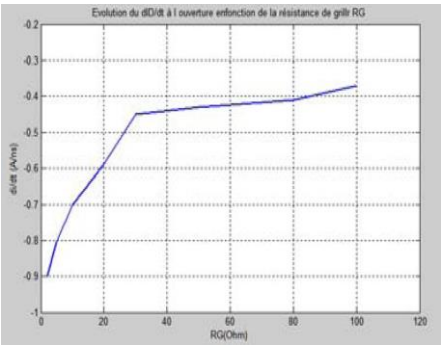

Fig. 12: Changement de dI / dt en fonction de la résistance de la grille

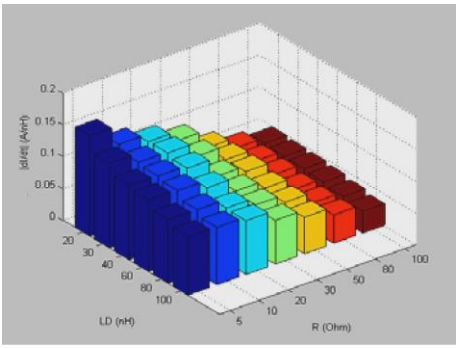

Fig. 13: Influence respective de la résistance de grille ' R_g ' et de l'inductance de maille ' L_D ' sur la vitesse de commutation du courant à l'ouverture (L_S constante =12.2 nH)

Un autre exemple est l'influence de l'inductance L_S commune (Fig. 14, 15), qui est capable de faire des changements sur le courant de puissance. Elle peut réinjecter dans le circuit de grille une tension $L_s \times dI/dt$, qui modifie la tension du réseau et donc la vitesse de commutation, et peut même conduire à la dégradation de la conduction du composant.

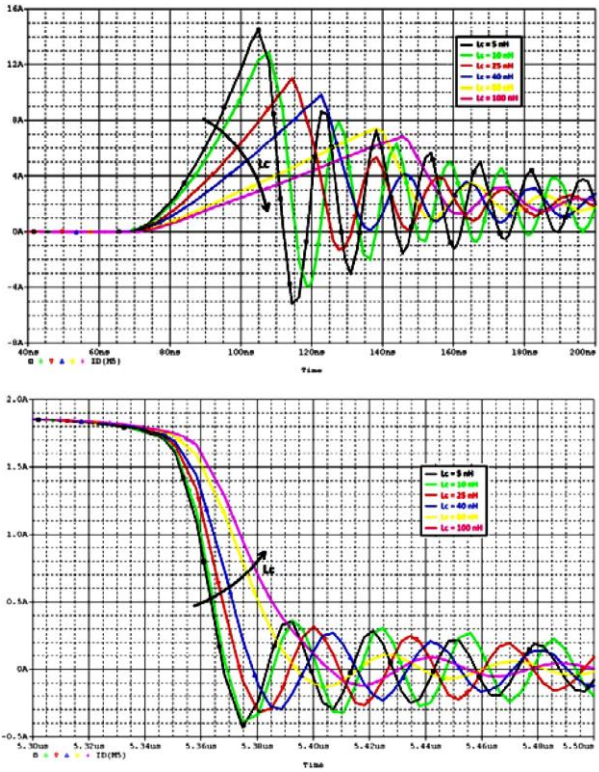

Fig. 14: Influence de l'inductance de source commune ' L_S ' sur la vitesse d'évolution du courant lors de l'ouverture, mais aussi à la fermeture

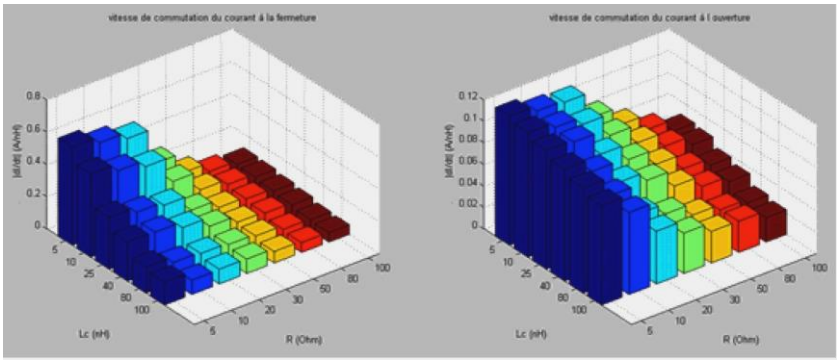

Fig. 15: Influence de l'inductance commune ' L_S ', pour une inductance de maille L_D + L_S constante, à l'ouverture et à la fermeture [4]

L'ensemble des équations pour calculer la vitesse d'évolution du courant et la difficulté de dissocier les influences respectives de l'inductance totale de la maille de

commutation ($L_D + L_S$) et de l'inductance commune L_S rendent l'analyse difficile du problème [3], [7]. Notez que Akhbari [1] propose des solutions de câblage élégantes pour résoudre ce cas.

Les constructeurs de composants de puissance ont tenté de résoudre le problème de l'inductance de source en fournissant une quatrième connexion connue sous le nom de la connexion de 'Kelvin', (Fig. 16). Ainsi le chemin du courant de puissance ne sera plus commun à celui de commande ou au moins les deux courants partageront le même chemin pour une très courte distance. En effet, il existe une distance minimale que l'on ne peut pas éviter. La diminution de l'inductance de source commune entre le circuit de puissance et celui de commande est donc physiquement limitée.

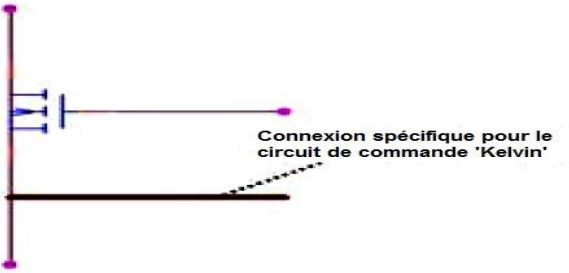

Fig. 16: Ajout de la connexion de Kelvin

L'idée de base pour la solution que nous allons proposer était de créer un faux chemin pour le courant responsable des perturbations afin d'annuler son effet perturbateur. En d'autres termes, créer une tension qui va à l'encontre de la tension V_{L_S} et qui va annuler cette dernière.

Grâce à la méthode 'PEEC' [8], on établit les matrices inductances et capacités, parasites. Elle décompose également la boucle en des inductances partielles et des mutuelles inductances associée à chaque segment du circuit imprimé. Par conséquent, elle peut être facilement appliquée à des circuits de commutation non linéaires.

Les paramètres du modèle du câblage sont calculés par InCa [11]. Soit le circuit suivant (Fig. 17) qui représente la cellule de commutation pour les études de l'interaction puissance commande, sur laquelle on voit bien les données de simulation $E = 200V$, $I_{ch} = 4A$, $R_G = 10\Omega$, Mos IRFP450 et une diode BYT30P-400.

Les résultats du calcul d'inductances par InCa dans les deux cas, c'est-à-dire en présence de la boucle additionnelle et en son absence sont donnés par deux matrices L_{mdi} et L_{ini}.

$$L_{ini} = \begin{bmatrix} 128 & -0.67 & -2.53 \\ & 176 & -12.40 \\ & & 25.70 \end{bmatrix} nH \qquad L_{mdi} = \begin{bmatrix} 128 & -11.6 & -2.53 \\ & 278 & -12.10 \\ & & 25.70 \end{bmatrix} nH$$

On voit que la mutuelle M_{GD} a considérablement augmenté, de -0.67 nH à -11.60 nH. La somme des trois mutuelles M_{GD}, M_{GS} et M_{DS} dans le cas de la structure avec la boucle supplémentaire donne -26.2 nH, ce qui supprime totalement l'influence de l'inductance de source $L_S \approx 25.7 nH$.

Les formes d'ondes simulées sont présentées sur la figure 18. On remarque bien un faible décalage de 3ns entre les courbes dans le cas de la structure avec et sans la boucle supplémentaire. Ceci est lié à l'inductance mutuelle M_{GD} qui se retranche de L_D.

On remarque bien une chute de tension inductive très importante sur la tension V_{DS} qui peut atteindre (200 V – 30 V) = 170 V. Cette chute est due aux valeurs faibles des matrices inductances, car on a $L_D \times dI_D / dt$ qui reste constante durant cette phase et puisque L_D est très faible, alors dI_D / dt, est très importante, ce que nous donne un pic signifiant.

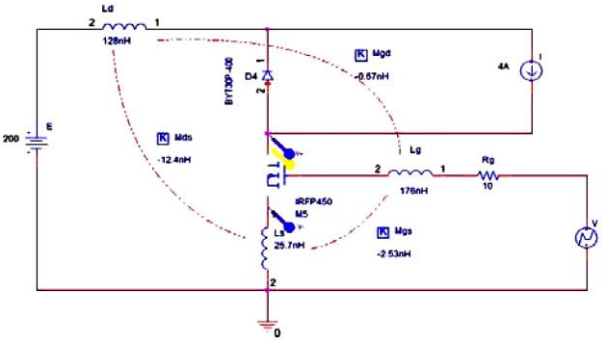

Fig. 17: Circuit d'étude

Dans le cas de la structure sans boucle supplémentaire sur la grille, (Fig. 18), on constate un début de dysfonctionnement du Mosfet. En fait, la tension de drain a tendance à remonter à l'instant $t = 99\text{ns}$. Pour une commutation plus rapide, cette remontée de tension peut continuer au-delà de la tension d'alimentation, ce qui veut dire que la diode ne pourra pas se bloquer, car la tension qu'elle voit à ses bornes sera positive.

Par conséquent, le mosfet ne se fermera pas. En revanche, dans le cas de la structure modifiée d'une part, cette remontée de tension est supprimée et d'autre part, la commutation est devenue plus rapide.

Les courbes de la commutation soit en courant ou en tension, lors de l'ouverture du Mos, restent pratiquement les mêmes pour la structure avec (modifiée) et sans la boucle supprimant l'inductance commune de source.

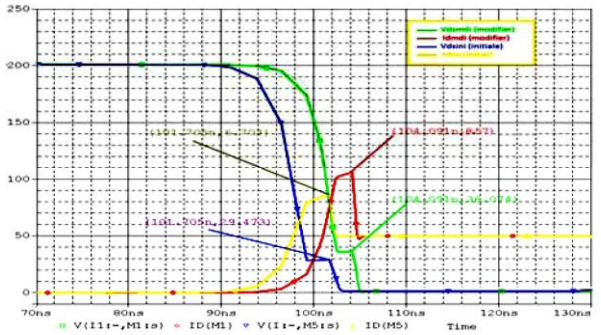

Fig. 18: Formes d'ondes simulées du Mosfet durant la fermeture pour la structure avec (modifiée) et sans la boucle supprimant l'inductance commune de source

Dans les commutations rapides des composants commandés en tension, la rétroaction due à la tension induite sur l'impédance commune peut provoquer des perturbations de la commande rapprochée du composant.

En utilisant la notion de mutuelle inductance et la représentation des inductances partielles par la méthode 'PEEC' du logiciel InCa , une solution pour réduire

l'inductance de source dans le cas du Mosfet a été proposée. Akhbari, [1] a bien montré la faisabilité de cette solution.

b) Influence sur la tension

L'approche proposée reste valable plus tôt, ainsi que les équations proposées, ce qui souligne le rôle de la résistance R_G de grille et la capacité C_{GD} 'Miller'.

3.2.2 Influence des paramètres Mosfet

a) Influence des capacités parasites

Comme on a vu précédemment que la commutation du Mosfet se base largement sur la charge et la décharge de ses capacités. Tout d'abord, rappelons la nécessité de prendre en compte la non-linéarité de ces capacités, en particulier pour les faibles valeurs de V_{DS} [10]. Jeanine [3] a montré qu'à partir des deux simulations, la première prend en compte le phénomène de capacités variables et la seconde non, que:

- L'évolution de la tension est constante dans le premier cas, alors que dans le deuxième cas, l'évolution est quasiment linéaire pendant la plus grande partie de la commutation.
- L'évaluation des pertes en commutation montre une différence de près de 15% entre les deux approches.

En ce qui concerne l'influence des capacités parasites du courant, Jeannin, [3] a montré à partir de certaines simulations que:

- L'influence de capacité parasite C_{GS} est très faible sur l'évolution de dI_D/dt (vitesse de commutation en courant), car elle est sous une tension presque constante (tension de commande).
- L'influence de C_{GD} est prépondérante, comme pour la fermeture.
- La forte influence de l'augmentation de la capacité C_{DS} est certainement justifiée ici par un changement de comportement de commutation (effet Snubber).

b) Influence de la source de courant

Dans le cas de l'ouverture, la situation est différente de la fermeture: on a montré [3] que le gain k à une faible influence sur la vitesse de commutation en courant. On peut attribuer ce phénomène à une concurrence entre la rapidité du circuit de grille et celle du circuit de puissance. le courant de commande I_G traverse C_{GD} et impose la tension V_{DS}, le courant I_D est alors imposé par la loi des mailles ($E = V_{DS} + L_D \times dI_D/dt$). La vitesse d'évolution de ce courant est donc le résultat d'un compromis entre l'équation de la maille de puissance et celle du circuit de grille.

4. CONCLUSION

En se basant sur les résultats précédents, nous pouvons établir un tableau résumant les influences relatives des différents éléments analysés (0 = zéro, + = peu d'importance, + + = important, + + + = très important). Ce tableau a été complété par les dV_D/dt en utilisant les résultats de [4].

	C_{GD}	C_{DS}	C_{GS}	L_G	L_D	K ou g_m	Icharge
dI_D/dt	+++	++	++	0	+++	+++	0
dV_{DS}/dt	+++	++	+	0	0	+	+

	C_{GD}	C_{DS}	C_{GS}	L_G	L_D	K ou g_m
dI_D/dt	++	+++	+	0	+++	+
dV_{DS}/dt	+++	++	+	0	0	+

La commande U_t et V_{GSth} alimente le circuit par un courant I_G à travers la résistance de la grille R_G, ces trois paramètres influent donc sur les charges et décharges des capacités C_{GD} et C_{GS}, et donc de ce fait les deux premières phases de commutation et des vitesses de commutation.

On notera également que les capacités du MOSFET influencent la vitesse de commutation de tension. Au cours de ces phases, la tension V_{GS} est presque constante, alors l'influence de la capacité C_{GS} sera faible. La charge (ou la décharge) de la capacité C_{GD} couvre presque toute l'évolution de la tension, son effet sera alors très important. Dans certains cas, la capacité C_{DS} limite la vitesse de commutation dV_D/dt à travers le courant de charge à la valeur I_{ch}/C_{DS}. Son influence peut être considérable.

REFERENCES

[1] M. Akhbari, '*Modèle de Cellule de Commutation pour les Etudes de Pertes et de Performances CEM*', Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Janvier 2000.

[2] B. Revol, '*Modélisation et Optimisation des Performances CEM d'une Association Variateur de Vitesse – Machine Asynchrone*', Thèse de doctorat, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, 2003.

[3] P.O. Jeannin, D. Frey et JL. Schanen, '*Dispositifs Simples d'Equilibrage de la Tension pour la Mise en Série de Mosfets de Puissance*', EPF 2000, *Electronique de Puissance du Futur*, Lille, 29/11 à 01/12, 2000.

[4] F. Mérienne, '*Influence de l'Interaction Puissance-Commande sur le Fonctionnement des Convertisseurs d'Electronique de Puissance: Simulation Fine - Recherches des Règles de Conception*', Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Janvier 1996.

[5] D. Brehaut, '*Modélisation et Optimisation des Performances CEM d'un Convertisseur AC/DC d'une Puissance de 600 W*', Thèse de Doctorat, Université François Rabelais, Tours. Février 2005.

[6] Y. Lembeye, '*Métrologie de la Commutation de Puissance Rapide. Contribution à la Caractérisation et à la Recherche d'un Modèle d'IGBT*', Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Janvier 1997.

[7] N. Lauzier, '*Comportement des Transistors MOS en Parallèle: Rôle du Semi-Conducteur*', Rapport de DEA de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 'LEG', Juin 1999.

[8] W. Teulings, '*Prise en Compte du Câblage dans la Conception et la Simulation des Convertisseurs de Puissance: Performances CEM*', Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Avril 1997.

[9] M. Akhbari, J.L. Schanen, J. Roudet and J.P. Keradec, '*An Original Design of Mosfet/IGBT Gate Circuit Layout to Suppress Power/Drive Interaction*', Proceedings of the fifth European Space Power Conference, ESPC, Tarragon, Spain, 21-25 September 1998.

[10] E. Farjah, '*Contribution aux Caractérisations Electriques et Thermiques des Transistors de Puissance à Grille Isolée*', Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Octobre 1994.

[11] www.cedrat.com