HAL open science

Modélisation et dimensionnement d'un ensemble alimentation électronique-MSAP à haute fréquence pour la conversion d'énergie

Mathieu Gerber, Farid Meibody-Tabar, Christophe Espanet, Noureddine Takorabet

To cite this version:

Mathieu Gerber, Farid Meibody-Tabar, Christophe Espanet, Noureddine Takorabet. Modélisation et dimensionnement d'un ensemble alimentation électronique-MSAP à haute fréquence pour la conversion d'énergie. Symposium de Génie Electrique, Université de Lorraine [UL], Jul 2018, Nancy, France. hal-02981889

HAL Id: hal-02981889

https://hal.science/hal-02981889

Submitted on 28 Oct 2020

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.

Modélisation, dimensionnement et prototypage d'un ensemble alimentation électronique-MSAP à haute fréquence pour un véhicule « mild-hybrid »

Mathieu GERBER[1,3], Christophe ESPANET[1], Farid MEIBODY-TABAR[2], Noureddine TAKORABET[3]
Moving Magnet Technologies[1] (25000 Besançon) ,
Laboratoire Energies et Mécanique Théorique et Appliquée [2] (54000 Vandoeuvre les Nancy)
Groupe de Recherche en Energie Electrique de Nancy [3] (54000 Vandoeuvre les Nancy)

RESUME – Les applications rotatives hautes-vitesses utilisées par les acteurs automobiles pour des véhicules « mild-hybrid » disposant de bus d'alimentation électrique 12V et 48V sont de plus en plus présentes. On peut citer comme exemple les turbocompresseurs électriquement assistés et les générateurs pour récupération d'énergie à partir des gaz d'échappement. Pour des raisons de compacité et de rendement, les moteurs synchrones à aimants permanents sont souvent préférés, ils sont le plus souvent construits autour de rotors à faible polarité afin de limiter les pertes fers et les pertes du convertisseur de puissance. Dans ce papier, nous nous intéresserons à l'étude d'une chaine de conversion électromécanique haute fréquence. L'avènement de nouveaux matériaux pour le moteur, de nouveaux composants de puissance permettent de fonctionner à des fréquences de découpage plus importantes qu'avec des composants usuels. Nous étudierons, dans ce papier, la possibilité d'utiliser ces nouveaux types de composants et de matériaux pour fonctionner à une fréquence fondamentale de 8kHz. Le dimensionnement d'architecture à haute fréquence par l'utilisation d'outil système usuel type Matlab/Simulink est compliqué, car l'alimentation de ce type de machine nécessite des pas de calculs, les durées de simulations sont ainsi très longues. Afin d'étudier ce type de système, des modèles analytiques et semi-analytiques de l'alimentation électronique et de la machine rapides ont été développés. L'association d'électroniques construites autour de composants grands-gaps au Nitrure de Gallium (GaN) faite d'un convertisseur DC/DC élévateur servant à adapter la tension à l'entrée d'un onduleur de tension triphasé pilotant un moteur synchrone à aimants permanents à rotor lisse à bobinage dentaire sera étudiée. Nous dimensionnerons ainsi un ensemble convertisseur machine pour l'application de conversion d'énergie à haute fréquence.

Mots-clés—Modélisation, Boost entrelacés, Contrôle moteur, Onduleur, MSAP

1. INTRODUCTION

Le développement de systèmes électrifiés hautes-vitesses pour l'industrie automobile pour des véhicules « mild-hybrid » avec des réseaux faibles tensions (typiquement 12V et 48V) requiert de dimensionner de manière globale l'ensemble convertisseur-machine en tenant compte également de son contrôle.

Pour des raisons liées à la compacité et au rendement, ces systèmes sont construits dans la majeure partie des cas autour de moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) fonctionnant à hautes vitesses. Le fonctionnement de ces machines électriques à des fréquences fondamentales élevées conduit à l'augmentation rapide de leurs pertes fer. Pour limiter ces pertes, le nombre de paires de pôles des MSAP hautes vitesses est souvent réduit. La fréquence de découpage des convertisseurs qui alimentent ces machines doit être également choisie afin d'assurer la contrôlabilité des courants et un taux de distorsion harmonique acceptable. Ainsi, pour les machines dont la fréquence fondamentale est plus élevée, la fréquence de découpage du convertisseur qui l'alimente doit être plus importante, celle-ci créant des pertes supplémentaires par commutation dans les interrupteurs de puissance. Ces MSAP hautes vitesses connectées à des bus DC de faibles valeurs (12V ou 48V nominaux pouvant descendre jusqu'à 8V ou 36V en fonction d'autres consommateurs branchés sur le réseau de bord) à hautes fréquences fondamentales sont généralement alliés à des bobinages à faible nombre de spires. Le bobinage est souvent non optimal. Par exemple, pour une tension de source minimale, si le calcul conduit à un bobinage avec 2.8 spires, on retiendra alors 2 spires avec pour conséquence une inductance plus faible, ce qui génère des contraintes supplémentaires sur le calibre en courant des composants des convertisseurs électroniques et sur leurs rendements.

Pour optimiser le bobinage de la MSAP, il est possible d'ajouter un convertisseur DC/DC élévateur [2] en amont de l'onduleur triphasé afin de contrôler la tension d'alimentation de la machine en fonction du point de fonctionnement à atteindre. La tension générée par le convertisseur DC/DC doit être contrôlée selon le point de fonctionnement de la machine (couple, vitesse). Pour le convertisseur DC/DC, nous avons préféré des Boost élévateurs entrelacés utilisant des composants GaN pour réduire la taille du filtre d'entrée et adapter le courant de chaque branche au calibre de courant de ces composants pour éviter des parallélisations de ces derniers pouvant engendrer des inductances parasites importantes et empêcher leur fonctionnement à haute fréquence.

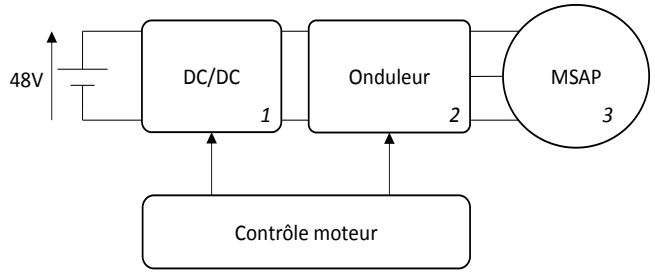

Figure 1 : Chaine de conversion mécatronique étudiée

Dans ce contexte, nous nous intéresserons dans cet article à la modélisation, au dimensionnement et à la réalisation d'une chaine de conversion haute fréquence. Nous étudierons l'ensemble convertisseur-machine pour atteindre une fréquence fondamentale de 8Khz dans la machine. Nous nous limiterons à une machine à forte polarité, afin de diminuer la vitesse mécanique du rotor et ainsi limiter les contraintes mécaniques de dimensionnement de ce genre de système afin de nous focaliser sur les pertes magnétiques à hautes-fréquences.

Les simulations classiques de convertisseurs fonctionnant à des fréquences de découpage pouvant atteindre plusieurs centaines de kilohertz, qui sont basées sur des résolutions temporelles des équations différentielles des variables d'état du système électriques sont chronophages car les pas de temps de simulation doivent être adaptés aux périodes de découpage du système. Devant la complexité d'optimisation du système général ayant pour variables et paramètres d'optimisations les fréquences de découpage des convertisseurs DC/DC et DC/AC, les choix de leurs composants actifs et passifs des convertisseurs DC/DC et DC/AC, le nombre de spires par bobine dentaire de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), des modèles rapides ont été développés. En effet, la machine a été dimensionnée par élément finis afin pour satisfaire la caractéristique couple vitesse requise. Ce dimensionnent est effectué à densité de courant constante, sa seule variable d'optimisation dans la suite de l'étude étant le nombre de spires par bobine dentaire permettant d'évaluer sa résistance, ses inductances et sa force contre-électromotrice (fém). Des modèles analytiques et semi-analytiques ont été développés pour l'étude du système convertisseur machine. En se basant sur les modèles développés, les paramètres et variables des convertisseurs DC/DC et DC/AC ainsi que le nombre de spire seront déterminées afin de répondre aux spécifications imposées par le cycle de fonctionnement du système complet. Pour des raisons de compacité et de performances, les convertisseurs électroniques DC/DC et DC/AC sont construits à l'aide de semi-conducteurs grands-gaps au nitrure de gallium (GaN) [1]. Ces composants permettent en effet d'atteindre des fréquences de découpage élevées (typiquement de plusieurs centaines de kilohertz) en générant des pertes par commutation faibles tout en diminuant les tailles des éléments de filtrage (inductances, capacités).

2. Modelisation d'un ensemble convertisseur DC/DC, onduleur et machines

L'ensemble étudié est présenté dans la figure 1. Il est composé d'un convertisseur DC/DC élévateur de tension (noté 1), d'un convertisseur DC/AC de type onduleur triphasé de tension (noté 2) d'une machine à aimants permanents (notée 3). Pour une étude d'un cycle de fonctionnement avec les paramètres du système considéré (découpage de 150kHz pour le convertisseur DC/DC, 50kHz pour l'onduleur et un modèle moteur de type RLE) en s'appuyant sur des modèles de type Matlab/Simulink, on atteint 3h de calculs pour 3s de simulation avec un PC puissant. L'utilisation de ce type d'outil pour faire une optimisation n'est donc pas adaptée. Nous détaillerons alors dans cette partie les modèles utilisés pour l'étude des convertisseurs DC/DC (Boost entrelacé), de l'onduleur et de la machine synchrone à aimants permanents à rotor lisse (MSAP) et leurs contrôles. Nous présentons tout d'abord le modèle de l'onduleur commandé en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) décrit dans [3] de manière succincte, ensuite nous détaillerons le modèle analytique du convertisseur Boost entrelacé et nous décrirons les modèles permettant de déterminer différentes pertes de la machine synchrone à aimants permanents. Pour simuler le système complet, un modèle semi-analytique sera détaillé

2.1. Modélisation de l'onduleur triphasé commandé en MLI associée à la machine synchrone à aimants

2.1.1. Modèle type circuit de la machine électrique

Le modèle de machine utilisé est un modèle de type circuit. Les machines sont dimensionnées par éléments-finis et nous obtenons alors la résistance par bobine et par spire R_0, l'inductance cyclique par bobine et par spire L_{c0} et le flux par bobine et par spire ϕ_{f0} de la machine. La résistance R, l'inductance L_c et le flux de phase ϕ_f sont exprimés (respectivement grâce à (1) (2) (3)) en fonction du nombre de spires N_s en série par bobine dentaire, du nombre de bobine par phase N_{bob}, du coefficient de bobinage k_b et des valeurs de R_0, L_{c0} et ϕ_{f0}.

$$R = N_{bob}.R_0.N_s^2 \quad (1)$$

$$L_c = L_{c0}.N_s^2 \quad (2)$$

$$\phi_f = k_b.N_{bob}.\phi_{f0}.N_s \quad (3)$$

2.1.2. Modèle de l'onduleur commandé en MLI

Les onduleurs de tensions triphasées composés de MOSFETs sont majoritairement utilisés dans le monde automobile. Les transistors GaN ont des propriétés semblables à celles des MOSFETs Silicium classique [4].

Pour le contrôle vectoriel des moteurs hautes-vitesses, à cause des faibles valeurs d'inductance et des fréquences fondamentales importantes, il est nécessaire de découper à des fréquences élevées. Des commandes trapézoïdales de type 120° [5] ou 180°[6] permettent de piloter des moteurs rapides en limitant les découpages des interrupteurs de puissance de l'onduleur triphasé de tension. Néanmoins, l'utilisation de ce type de commande est complexe pour des moteurs synchrones à aimants à bobinage dentaire fonctionnant à des fréquences fondamentales au-dessus de 3kHz car les courants trapézoïdaux introduisent des harmoniques de courant de rang faibles et des pertes additionnelles relativement importantes.

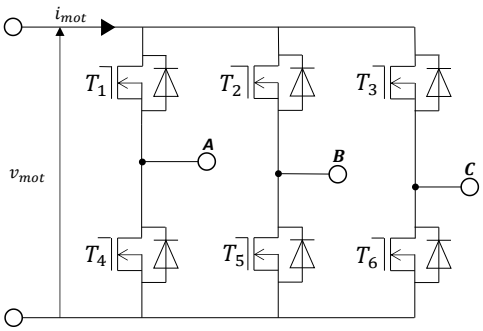

Figure 2 : Onduleur triphasé à 2 niveaux de tension

Le modèle de l'onduleur commandé en MLI est développé pour une étude en régime établi [7]. Afin de déterminer les points de fonctionnement du moteur à un point de fonctionnement donné (couple et vitesse donc tension et courant de phase imposé), nous nous intéressons uniquement au couple généré par le fondamental de courant et de force électromotrice car le contrôles des harmoniques de rang supérieur nécessite des bandes passantes de boucles de courant très élevées et des fréquences de découpage irréalisables. On chercher la tension fondamentale v à fournir pour donner un courant i dans les phases moteur à une vitesse donnée.

$$v(t) = Ri(t) + L_c \frac{di(t)}{dt} + e(t) \qquad (4)$$

Avec R et L_c qui sont respectivement la resistance de phase et l'inductance cyclique, e la force contre-électromotrice sans sa composante homopolaire. Ainsi, on peut calculer la référence de tension sinusoïdale de l'onduleur commandé en MLI contrôlant vectoriellement la machine en imposant les courants dans les axes directs et en quadrature en ne considérant que le fondamental de la relation (1).

$$\underline{V}(\omega_e) = (R + jL_c\omega_e)\underline{I}(\omega_e) + \underline{E}(\omega_e) \qquad (5)$$

Où ω_e est la pulsation électrique. La référence de tension complexe calculée par l'équation 2 est utilisée comme la référence pour la génération des signaux de commande des interrupteurs de puissance (commande MLI), ce qui permet de déterminer les tensions instantanées par phase en régime permanent. Les tensions de phase de l'onduleur sont déduites à partir des commandes des interrupteurs de puissance et de la valeur de tension continue d'entrée d'onduleur v_{DC}.

Connaissant les tensions de phase générées par l'onduleur commandé en MLI, on peut déterminer les valeurs des harmoniques a-homopolaire de tension de rang $k = 6m \pm 1$, et tenant compte des harmoniques de force contre-électromotrice de même rang k on peut calculer chaque harmonique de courant de rang k via la formule (3). Le rang k maximal d'harmonique considéré est 97.

$$\underline{I}(k\omega_e) = \frac{\underline{V}(k\omega_e) - \underline{E}(k\omega_e)}{R + jL_c k\omega_e} \qquad (6)$$

2.2. Evaluation des pertes de l'onduleur

Les pertes par commutation $P_{MOS_{SW}}$ des MOSFETs sont créées lors des durées d'allumage t_{on} et de blocage t_{off} où les courants de drain I_D et la tension drain-source V_{DS} sont commutées, ces pertes sont moyennées sur une période électrique T_e Les pertes par conduction sont liées au caractère résistif du MOSFET à l'état passant (résistance notée $R_{DS_{ON}}$). Des temps morts sont requis pour éviter les courts circuits de branche créés lors des commutations des interrupteurs supérieurs et inférieurs. Durant ces temps morts, les continuités des courants sont garanties par la conduction des diodes en antiparallèle des interrupteurs de puissance. Les pertes par conduction des diodes $P_{diode_{cond}}$ viennent du courant I_f traversant la diode et de la tension de seuil V_f au bord de la diode. Les pertes par recouvrement $P_{diode_{RR}}$ sont créées par des charges stockées internes de la diode durant la conduction. Les charges Q_{rr} doivent être évacuées à la fréquence de découpage f sur le bus DC V_{dc}.

Les courants, les tensions de phase, les commandes des interrupteurs étant générés par le modèle décrit dans ci-dessus, nous pouvons avoir une évaluation des pertes dans le convertisseur tenant compte des harmoniques de courant générés par le contrôle sur une période électrique, de plus, il est également possible d'introduire différents type d'interrupteurs.

2.3. Modélisation du convertisseurs DC/DC Boost entrelacé

Le convertisseur Boost entrelacé à n-branches avec rectification synchrone se compose de n branches semblables dont la k^{ième} branche illustrée dans la figure 3. Chaque branche est composée d'une inductance de ligne L_{bk} connectée à la ligne de tension entre la source DC de tension v_s et les deux interrupteurs commandables T_{b1k}, T_{b2k} connectés sur un condensateur de sortie C_b ; la tension aux bornes du condensateur est notée v_{dc} (tension d'entrée de l'onduleur).

2.3.1. Hypothèses de modélisation

Nous modéliserons un convertisseur Boost entrelacé n-branches en mode de conduction continue avec une tension de bus d'entrée v_s, débitant sur une source de courant supposée constante I_{ch}.

2.3.2. Etude du fonctionnement du convertisseur

Les porteuses servant à la commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) des interrupteurs de chaque branche sont déphasées (figure 4).

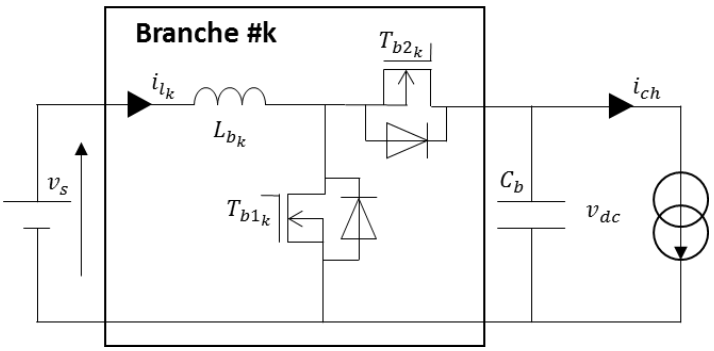

Figure 3 : Branche k d'un convertisseur Boost entrelacé

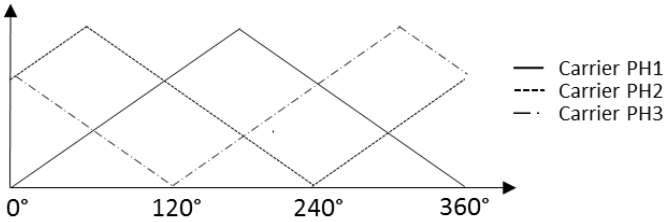

Figure 4 : Porteuses pour convertisseur boost entrelacé à 3 branches

Les différentes séquences de fonctionnement du convertisseur Boost sont représentées par l'équation (7) pour chaque branche du convertisseur :

$$\begin{cases} L_{b_k}\dfrac{d}{dt}i_{Lk} = -r_k i_{Lk} + v_s - (1-u_k)v_{dc} \\ C_b\dfrac{d}{dt}v_{DC} = \sum_k (1-u_k)i_{Lk} - I_{ch} \end{cases} \quad (7)$$

Où u_k sont les ordres des interrupteurs T_{b1} du bras k du convertisseur Boost entrelacé, I_{ch} un courant d'appel constant.

A partir de (8), on peut déterminer en négligeant le terme résistif le gain du convertisseur par la formule suivante :

$$< v_{dc} > = V_{dc_0} = \frac{V_s}{1-d_b} \quad (8)$$

Avec d_b le rapport cyclique du convertisseur Boost. Nous pouvons ensuite déterminer la valeur de l'ondulation de courant en fonctionnement :

$$\Delta I_L = \frac{d_b . V_s}{L_{bk} . f_{pwm}} \quad (9)$$

2.3.3. Ondulations de courant et de tension, dimensionnement des composants passifs

Dans notre cas, nous utiliserons comme critères dimensionnant : les ondulations de courant ΔI_b de l'inductance (pour éviter la discontinuité du courant) dans chaque branche du convertisseur Boost ; l'ondulation de tension ΔV_{DC} aux bornes du condensateur de sortie. Par (6), on obtient les relations suivantes permettant de déterminer les valeurs des inductances L_{bk} de chaque branche du convertisseur et de la capacité C_b de sortie du convertisseur au point maximal de tension à fournir :

$$L_{bk} \geq \frac{V_S}{f_{pwm}\Delta I_b}\left(1 - \frac{V_s}{V_{DC}}\right) \quad (10)$$

$$C_b \geq \frac{I_{ch}}{\Delta V_{DC} . N_b . f_{pwm}}\left(1 - \frac{V_s}{V_{DC}}\right) \quad (11)$$

Avec ΔI_b l'ondulation de courant dans les bobines de chaque branche, N_b le nombre de branches, f_{pwm} la fréquence de découpage du convertisseur Boost entrelacé

2.3.4. Pertes dans les éléments actifs du convertisseur

Les pertes dans les éléments actifs du convertisseur Boost à N_b branches enlacées sont les pertes par conduction, notées $P_{boost_{cond}}$ et par commutation, notées comme $P_{boost_{com}}$. Ces pertes dans les MOSFETs de puissance peuvent être estimées grâce au courant moyen des inductances I_{L0}, à l'amplitude des ondulations de courant dans chaque inductance ΔI. Les pertes par conduction sont liées au courant de chaque branche du convertisseur dans les deux MOSFETs de puissance.

$$P_{boost_{cond}} = N_b R_{DSON} . \left(I_{L0}^2 + \frac{\Delta I^2}{12}\right) \quad (12)$$

$$P_{boost_{com}} = \frac{N_b}{2}\left(t_{on} + t_{off}\right).\left(V_{dc} + V_f\right). I_{L0} . f_{pwm} \quad (13)$$

Afin d'éviter un court-circuit des capacités C_b lors des commutations des interrupteurs T_{b1} et T_{b2}, des temps morts (d'une durée t_d) où les commandes des transistors sont inhibées sont introduites dans la commande. Durant cette durée, la continuité du courant est assurée par la condution de la diode intégrée dans T_{b2}. De la même manière que pour l'onduleur, on peut déterminer les pertes par conduction des diodes par la puissance moyenne dissipée par la diode correspondant au produit de la tension de seuil V_f de conduction de la diode par le courant la traversant I_f:

$$P_{boost_{diode}} = N_b . t_d . f_{pwm} . V_f . I_{L0} \quad (14)$$

$$P_{boost_{Qrr}} = N_b Q_{rr} V_{DC} f_{pwm} \quad (15)$$

2.4. Modélisation transitoire du système

Le modèle développé pour l'étude du système incluant le contrôle, l'électronique de puissance et le moteur sur un cycle de fonctionnement est présenté schématiquement en figure 5. Ce modèle est un modèle temporel incluant le contrôle moteur et le contrôle du convertisseur DC/DC, le modèle de Park de la MSAP à rotor lisse non saturé permettant de décrire l'évolution des courants dans les axes directs et en quadrature en fonction des tensions appliquées à celle-ci et le modèle mécanique permettant de connaitre l'évolution de la vitesse en fonction des courants injectés dans la machine.

2.4.1. Equation de la dynamique

Dans le cas d'une MSAP à rotor lisse, en supposant que les harmoniques de courant et les harmoniques de fém n'en créent pas, le couple de la machine peut être écrit comme :

$$\Gamma_{motor} = p\phi_f i_q \quad (16)$$

Où i_q est le courant d'axe en quadrature de la machine.

L'équation mécanique régissant la dynamique est donnée par la relation suivante :

$$J\frac{d}{dt}\Omega = \Gamma_{motor} - \Gamma_{load} - \Gamma_{iron} \quad (17)$$

Où J est la somme du moment d'inertie du rotor et du moment d'inertie de la charge rapporté à l'axe du rotor, Ω est la vitesse mécanique du moteur, Γ_{motor} le couple fourni par la machine, Γ_{load} le couple de charge sur l'axe de la machine intégrant les pertes mécaniques et Γ_{iron} le couple équivalent dues aux pertes fers.

En connaissant le courant d'axe direct, il est ainsi possible de déterminer temporellement l'évolution de la vitesse.

2.4.2. Modèle électrique de la MSAP non saturée à rotor lisse

L'évolution temporelle des courants dans les axes directs i_d et en quadrature i_q est donnée par l'équation ci-dessous :

$$\begin{cases} v_d = R.i_d + L.\dfrac{d}{dt}i_q - jL\omega_e i_q \\ v_q = R.i_q + L.\dfrac{d}{dt}i_q + (jL\omega_e i_d + \phi_f\omega_e) \end{cases} \quad (18)$$

Comme illustré figure 5, les tensions v_d et v_q provenant de la régulation vectorielle de la machine, permettent de calculer les courants i_d et i_q de la machine par l'équation (18). La tension en entrée d'onduleur V_{dc} est connue, le rapport cyclique à appliquer pour l'élévateur de tension peut ainsi être déterminé par la formule (8).

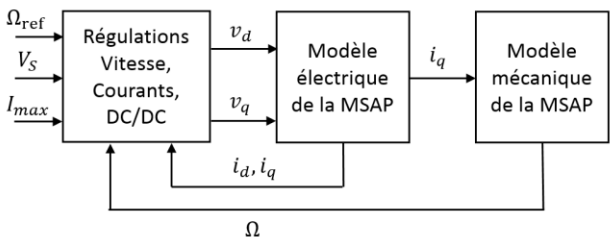

Figure 5 : Schéma de calcul de la dynamique du système

3. DIMENSIONNEMENT ET REALISATION D'UN ENSEMBLE CONVERTISSEUR MACHINE A HAUTE FREQUENCE DE CONVERSION D'ENERGIE

Dans cette partie, nous utiliserons les modèles présentés précédemment pour dimensionner un ensemble mécatronique de puissance. Pour cela, nous définirons à partir d'un profil de mission un dimensionnement d'un ensemble d'un convertisseur DC/DC et d'un onduleur de puissance connectée à un moteur à aimants synchrone. Nous dimensionnerons tout d'abord une machine permettant d'atteindre 1kW à 60'000 tours/minute à une fréquence fondamentale de 8kHz. Les modèles de pertes, les paramètres fixés de l'étude (densité de courant, rémanence des aimants, …) et une machine sera sélectionnée.

3.1. Cahier des charges de l'étude

Nous dimensionnerons dans cette partie un ensemble mécatronique connecté sur un bus DC 48V avec un courant maximal d'alimentation de 50A qui doit répondre au profil de mission défini en figure 6. Celui-ci comporte une phase d'accélération de 0 à 60'000 tours par minute en 300ms pour atteindre une seconde phase de 3s où il doit fournir une puissance constante de 1kW à 60'000 tours-minutes. Pour finir, une dernière phase à 500W à 50'000 tours par minute est à tenir pendant 30s.

3.2. Méthodologie de dimensionnement de l'ensemble mécatronique

Nous dimensionnerons première partie où on dimensionnera un ensemble de machines électriques fonctionnant à 1kW, où on déterminera la longueur, les paramètres de la machine à bobine dentaire d'une spire ainsi que ses pertes fers et cuivre Une seconde partie avec un dimensionnement de l'onduleur de puissance et du convertisseur DC/DC sur le cycle de fonctionnement, où les pertes de la machine et de l'électronique de puissance sur le cycle ainsi que le temps de réponse de la machine seront évalués.

3.3. Présentation du dimensionnement éléments-finis, modèles de pertes et dimensionnement d'une machine 1kW, 60'000 tours/minutes à 8kHz de fondamental

Le dimensionnement de la machine synchrone à aimant permanent à pôles lisse a été fait par éléments-finis avec le logiciel FEMM. La géométrie est complètement paramétrée et pilotable via Scilab. La machine est illustrée par la figure 6, elle comporte un rotor de rayon R_r, composé d'une culasse magnétique d'épaisseur e_{cr} et d'un aimant d'épaisseur a. Ce rotor est séparé du stator par un entrefer d'épaisseur e. La machine comprend un stator à dent d'épaisseur L_{dent} ayant un épanouissement représentant une part k du pas de dentaire α_s tel que l'angle d'épanouissement est défini comme $\alpha_e = k\alpha_s$. L'épaisseur de la culasse statorique e_{cs} est donnée par la relation $L_{dent}/2$.

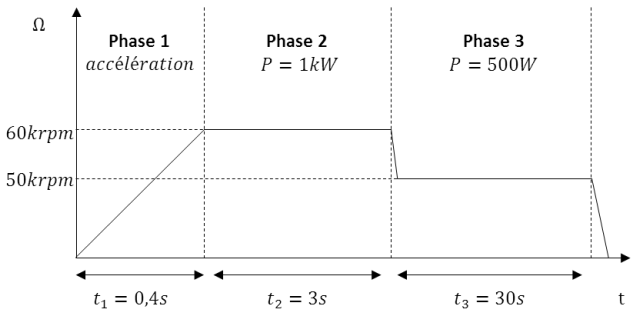

Figure 6 : Profil de mission

Afin de limiter les contraintes mécaniques sur les aimants au rotor de la machine, nous réduisons la vitesse de rotation à 60'000 tours/minute et la vitesse périphérique du rotor à 100m/s. Afin de limiter la vitesse de rotation de la machine à 60'000 tours/minutes tout en travaillant en haute fréquence, nous multiplions la polarité du rotor, ainsi nous atteignons la vitesse visée de 8kHz de fréquence électrique à 60'000 tour/minutes avec un rotor à 8 paires de pôles. Une frette non conductrice en fibre de verre de 1mm d'épaisseur est installée autour des aimants, cette frète étant non conductrice, elle ne sert que d'à leur maintien mécanique. Elle permettra d'atteindre aisément des vitesses périphériques de l'ordre de 100m/s, ce qui fige le diamètre extérieur du rotor à 15mm. La hauteur d'aimant a est fixée à 3mm Le stator comporte 12 dents droites. Ce choix de 12 dents vient essentiellement du bon facteur de bobinage pour cette machine, de la possibilité d'avoir 12 dents réparties et de répartir les défauts d'assemblage. .L'entrefer magnétique aimant-stator e est fixé à 2mm.

La connectique de la machine est une connectique de type étoile série, les 4 bobines formant une phase sont en série. La connectique étoile série permet d'éviter la génération de courant parasite dans les cas de déséquilibre magnétique dans la structure dans le cas d'une connectique étoile-parallèle et la génération d'un courant interne dans le cas des machines en connexions triangles.

Les dimensionnements des machines sont faits avec une densité de courant J fixée à 5A/mm². Les ampères tours NI injectable dans une encoche étant définis comme $NI = J.S_{cu}$.

Les caractéristiques des tôles statoriques FeSi de 0.1mm sont données par le constructeur dans [9] ; Des fils de Litz sont utilisés pour les bobinages, permettent d'atteindre un taux de remplissage de 25% ; Des aimants liés plastiques aimantés sinusoïdalement de type NP8SR sont utilisés pour le rotor. Ces aimants possèdent une rémanence 0.65T et une résistivité très grande qui permettent de négliger les pertes au rotor (P_{rotor}~0),

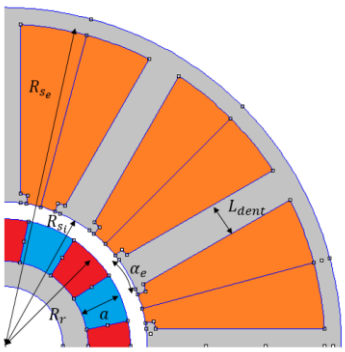

Figure 7 : Représentation schématique de la construction d'un moteur

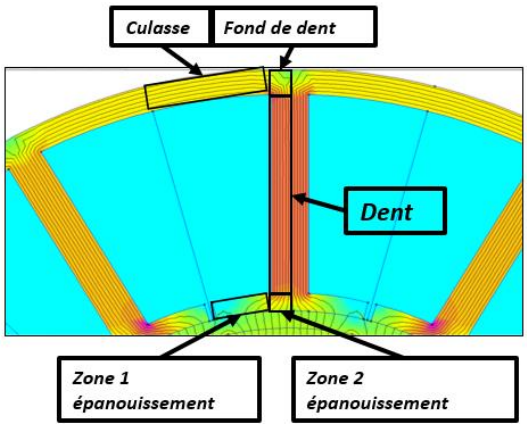

Figure 8 : Zones de calculs des pertes fers par le modèle de Steimtez généralisé

3.3.1. *Calculs des pertes cuvire et des pertes fers*

Les pertes cuivre de la machine synchrone à aimants permanents sont directement liées au le nombre de bobine N_{bob} par phase, à la résistance d'une bobine dentaire à une spire de la machine, notée R_0. Elle est déduite de la surface utile de cuivre utilisée par le bobinage S_{cu}, définie comme la moitié de la surface d'encoche S_{slot} ($S_{cu} = \frac{S_{slot}}{2}$ car deux bobines partagent la même encoche) multipliée par le coefficient de remplissage k_{re}. Connaissant la densité de courant efficace J_{RMS}, on peut alors déterminer les pertes cuivres totales au stator P_{cuivre} par:

$$P_{cuivre} = 3.N_{bob}.R_0.J_{RMS}^2.S_{cu}^2 \qquad (19)$$

Afin de déterminer le plus précisément possible les pertes fers dans les tôles statoriques, nous proposons dans ce papier de les calculer par la formule de Steimetz généralisée [8]. On propose de découper le moteur en plusieurs secteurs, comme présenté dans la figure 6.

$$P_{fer}(n) = \sum_h C_{p_h}(B_{nh_0}, f_{nh_0}).m(n).\left(\frac{B_{nh}}{B_{nh_0}}\right)^2.\left(\frac{f_{nh}}{f_{nh_0}}\right)^{1.6} \qquad (20)$$

où m est la masse de la zone n, h le rang d'harmonique d'induction, C_{np_h} le coefficient de perte massique donné par le constructeur de tôles à B_{nh_0} l'induction et f_{nh_0}, choisis au plus proche de l'induction B_{nh} et de la fréquence fn_h de l'harmonique de rang h dans la zone n.

Les pertes fers de la machine sont déterminées dans chaque zone n, les pertes fers totales sont la somme de toutes les pertes par zone :

$$P_{fer} = \sum_n p_{fer}(n) \qquad (21)$$

3.3.2. *Résultat du dimensionnement*

A ces fréquences importantes de fonctionnement de la machine, le point compliqué se situe dans la valeur des pertes fers. Nous chercherons à avoir un rendement d'au moins 90% sur la machine, ce qui restreint les machines qui sont candidates dans l'ensemble des machines simulées. Ce type de machine est nécessairement peu saturée, les coefficients de pertes augmentant très fortement avec la valeur d'induction [9]. La figure 9 montre l'intérêt d'utiliser des moteurs avec des dents larges et un rotor extérieur de faible rayon (30mm ici) afin de limiter l'induction dans le fer. Les paramètres électriques de la machine sont des paramètres par spire. Ils permettent d'optimiser le bobinage pour un point de fonctionnement.

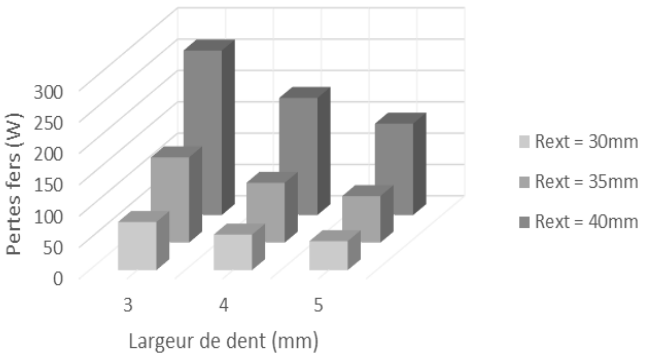

Figure 9 : Evolution des pertes fers selon des variations géométriques de construction du stator de la MSAP

Au vu de la contrainte appliquée à la densité de courant, les pertes cuivre sont constantes quelle que soit la machine, et sont d'environ de 24W. Les pertes fers sont représentées sur la figure 9. Le dimensionnement étant fait à densité de courant constante, lorsque la surface utile de cuivre augmente, l'induction en charge de la machine augmente, la longueur de la machine est alors impactée. Pour ces vitesses, nous préférerons des machines avec des rayons extérieurs faibles avec des longueurs actives importantes afin de limiter la surface de cuivre utile et donc les ampères tours injectable dans la machine et ainsi réduire ses pertes fers à des machines fortement saturée ayant des pertes fers importantes avec des longueurs actives plus faibles.

3.4. *Dimensionnement des convertisseurs DC/DC, DC/AC et nombre de spires*

Dans cette partie, nous allons dimensionner et optimiser des architectures de puissance alliant convertisseur DC/DC type Boost entrelacé et onduleur de puissance. Dans cette partie, nous déterminerons les caractéristiques des électroniques de puissance (fréquence de découpage, inductance et capacité du convertisseur DC/DC, fréquence de découpage de l'onduleur, performance globale) ainsi que le nombre de spires par bobine de la machine.

3.4.1. *Démarche de dimensionnement*

Le dimensionnement de l'ensemble convertisseurs DC/DC et onduleur connecté au moteur précédemment dimensionné doit permettre de répondre au profil de mission imposé, l'ensemble mécatronique doit permettre d'atteindre la vitesse de 60'000 tour/minutes en moins de 400ms. L'ensemble convertisseur machine doit aussi être dimensionné pour une tension v_s de 36V, tension minimale atteignable sur le bus DC d'un véhicule mild-hybrid.

3.4.2. *Sélection des composants pour les dimensionnements des électroniques de puissance*

Nous sélectionnons les composants suivants pour le convertisseur Boost entrelacé et l'onduleur de puissance. Les interrupteurs de puissance choisis pour le convertisseur Boost et pour l'onduleur sont les FETs GS61008P de GaN Systems [10]. Leur résistance à l'état passant vaut $15m\Omega$ à 150°C de température de jonction, nous espérons atteindre 5ns de temps de commutation à l'ouverture et à la fermeture. Il présente une pin de connexion Kelvin, ce qui est très favorable pour des fonctionnement à haute fréquence. Les circuits magnétiques pour les inductances de puissance du convertisseur Boost entrelacé sont des sendust de Magnetics. Les capacités de puissance sont des capacités X7R à très faible ESR et ESL.

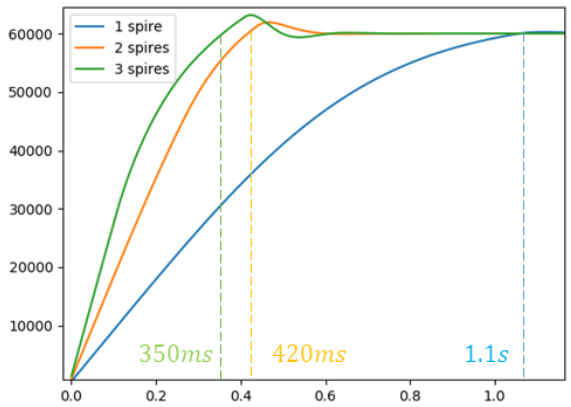

Figure 10 : Evolution de la vitesse en fonction du temps selon le nombre de spires de la machine

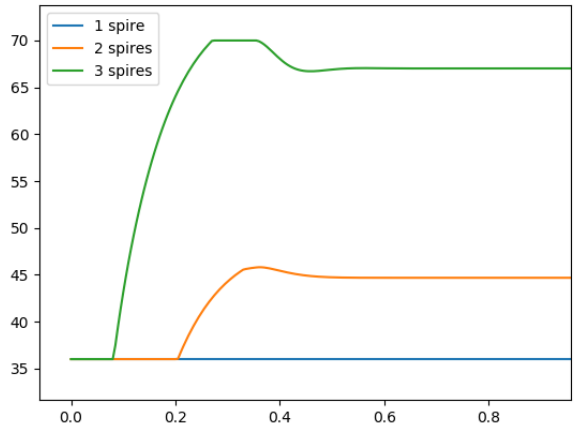

Figure 11 : Evolution de la tension d'entrée d'onduleur en fonction du temps

3.4.3. Résultats des dimensionnements.

Chaque convertisseur est dimensionné par rapport à la machine présentée dans la section précédente. La machine étant dimensionnée par rapport à la densité de courant maximale injectable dans le cuivre, le nombre de spires n'est qu'un paramètre fixé par la tension d'entrée de l'onduleur et le point de couple-vitesse à atteindre. Ainsi, nous ferons évoluer le nombre de spires et nous proposerons des convertisseurs permettant de piloter la machine avec le meilleur rendement possible.

L'influence du nombre de spire du moteur est illustrée dans la figure 10. Sans utiliser de convertisseur DC/DC, la tension de bus DC v_s de 36V impose de dimensionner la machine avec 1 spire par bobine dentaire. Il serait possible également d'utiliser la machine à 2-spires avec défluxage. Dans notre cas, l'utilisation d'un convertisseur DC/DC permet d'utiliser une machine à 3 spires, ceci optimisant la dynamique du moteur. L'évolution de la tension d'entrée d'onduleur sur l'accélération est illustrée sur la figure 11.

L'utilisation de composants GaN permet d'utiliser des fréquences de découpage très importantes, sans augmenter significativement les pertes par commutation dans les interrupteurs de puissance. Les pertes dans le convertisseur DC/DC et dans l'onduleur sont principalement liées aux valeurs des pertes par conduction dans les transistors. Pour la machine, les pertes moyennes sont de 15W de pertes cuivre et de 40W pour les pertes fers pour un rendement théorique évalué à 94%. Celle –ci sera connectée à un onduleur GaN fonctionnant à 80kHz avec un rendement de 95% lui-même connecté en amont à un convertisseur DC/DC de 96% découpant à une fréquence de 150kHz.

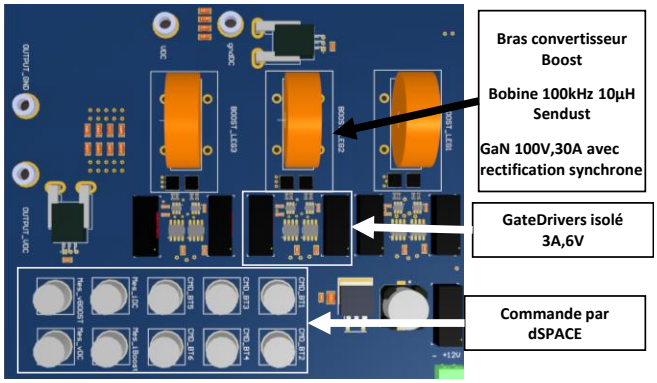

Figure 12 : Convertisseur Boost Entrelacé 3-braches GaN

3.5. Conclusion sur le dimensionnement des architectures de puissance

Ce prototype, comme la conclusion de la partie 3, est composé d'un Boost entrelacé à 3-branches fonctionnant à 150kHz sur une base de composants GaN, d'un onduleur GaN fonctionnant en contrôle vectoriel à 80kHz et d'une machine à aimants permanents à pôles lisses avec un circuit magnétique statorique en tôle FeSi de 0.1mm, des bobinages en fil de Litz et d'un rotor à aimant lié plastique, aimanté sinusoïdalement, avec une rémanence de 0.65T.

4. PROTOTYPAGE DE L'ARCHITECTURE MECATRONIQUE, PREMIERS RESULTATS

Afin de valider les modélisations effectuées, un prototype de l'ensemble mécatronique est en cours de réalisation. Ce prototype est conforme à la description faite, conclusion de la partie 3. Toutefois, l'onduleur GaN est pour l'instant le seul élément de la chaine mécatronique qui a été réalisé et testé. La mise au point de ce type d'onduleur n'étant pas simple si on veut atteindre les performances nominales du transistor GaN, le convertisseur Boost sera prototypé une fois que l'onduleur GaN aura été complètement caractérisé.

4.1. Réalisation des électroniques de puissance et de la machine

Le convertisseur Boost à 3 branches (figure 12) a été réalisé grâce à Altium Designer. Il est composé d'une carte 2 couches FR-4 (Flame Resistant 4) de 105µm d'une épaisseur 1.6mm. Il a été tout particulièrement été créé afin de réduire au maximum les longueurs de pistes afin de limiter les inductances parasites de lignes au minimum. Chaque bras de convertisseur est piloté par un circuit de commande rapproché isolé, composé d'un DC/DC isolé 12Vin/6Vout, d'un isolateur capacitif pour le signal de commande de grille et d'un driver 6V/7A.

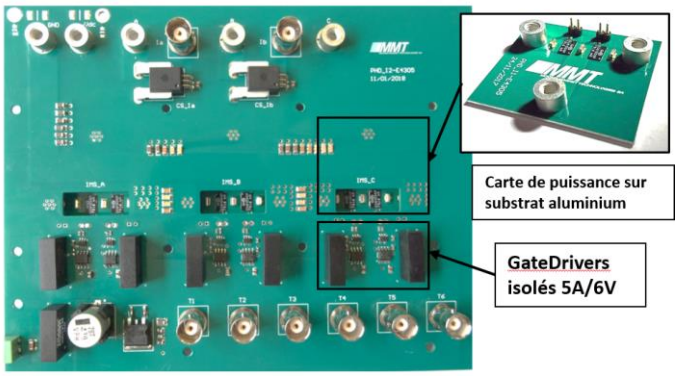

Figure 13 : Onduleur GaN 2kW triphasé 2 niveaux

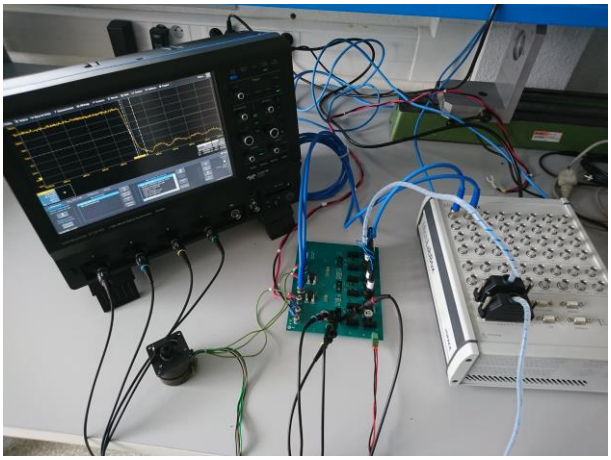

Figure 14 : Banc de test de l'onduleur de puissance GaN

L'onduleur triphasé de puissance (figure 13) est lui composé de plusieurs cartes distinctes. Une carte FR4 210µm en double couche où sont routés les signaux de la commande du pont, les lignes de puissance côté continu, les lignes de puissance côté machine. Cette carte FR4 est connectée à 3 cartes IMS (Insulated Metal Substrate) où sont disposés les bras de puissance créé par les composants GaN. Cette technologie de carte est très intéressante pour des architectures basées sur du GaN, car elle permet un refroidissement efficient de petits composants.

Pour la machine électrique, le stator sera composé de 12 dents rapportées, bobinées individuellement, et assemblée dans un carter en aluminium. Cette technique nous permettra d'utiliser au mieux l'encoche à notre disposition, et de nous affranchir d'un support de bobine rigide et droit. Le rotor sera aimanté sinusoïdalement, la frète extérieure en fibre de verre étant roulée, colée et rectifiée ensuite.

4.2. Premières mesures sur prototype onduleur GaN

Les premiers résultats des performances en commutation du GaN ont été visualisés sur l'onduleur GaN, les tensions Gate Source et Drain Source étant respectivement illustrées par les figures 15 et 16. Les tests ont été effectués en commande 120°, à tension de bus continue de 12V, 24V, 48V, 60V, avec un courant de phase de 5A. Les figures 16 et la figure 17 montrent que le routage de la carte de commande minimisant les interactions puissance-commande est bon, les tensions Gate Source et Drain Source à la fermeture ne présente pas de surtension importante. La figure 16 montre les premiers tests effectués à 10A phase avec des résistances de grille de 10Ω. Nous obtenons des commutations de 9ns pour une commutation entre 10% et 90% avec des surtensions de 14%.

5. Conclusions

Dans ce papier, la modélisation et le dimensionnement d'ensembles MSAP + convertisseur haute fréquence ont été présentés. Des modèles rapides et précis pour l'ensemble mécatronique sont détaillés et sont utilisés pour le dimensionnement d'un ensemble convertisseur/MSAP fonctionnant à haute fréquence. Les prototypes électroniques et moteurs sont décrits et les premières mesures sur l'onduleur GaN permettant de valider le comportement de ces composants à des temps de commutation très rapides. La prochaine étape sera de réaliser l'ensemble complet, de le caractériser, de montrer la corrélation entre tous les modèles créés et les mesures. Ensuite, l'utilisation d'outil analytique de type modèle en sous-domaine sera intégrée à la modélisation afin de limiter l'utilisation des éléments finis et ainsi étudier le plus rapidement possible ce type d'architecture. Un modèle couplé complet sera présenté dans nos prochains travaux.

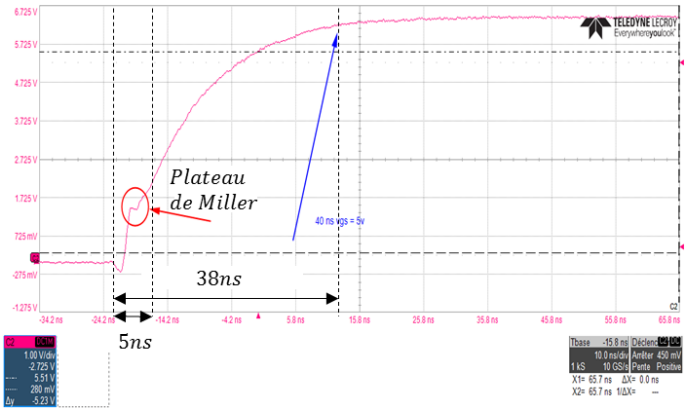

Figure 15 : Tension Gate Source à la fermeture du transitor supérieur

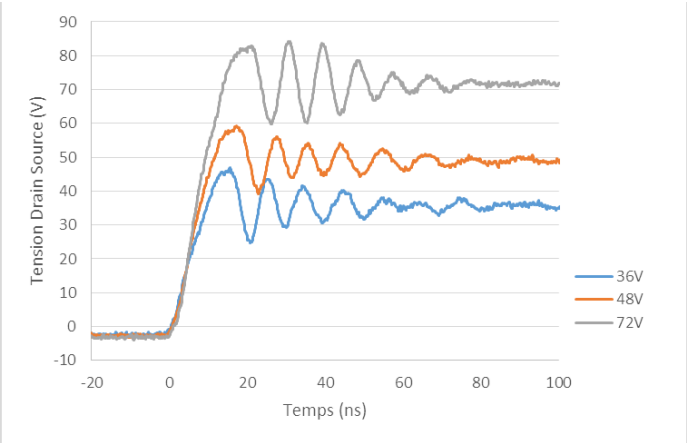

Figure 16 : Tension Drain Source d'un l'onduleur GaN lors de son blocage

6. References

[1] N. Videau, « Convertisseurs continu-continu non isolés à haut rapport de conversion pour Piles à Combustible et Electrolyseurs - Apport des composants GaN », phdthesis, Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2014.

[2] J. Cuenot, S. Zaïm, B. Nahid-Mobarakeh, E. Monmasson, R. Meuret, et F. Meibody-Tabar, « Downsizing an electric actuator supplied with variable voltage using an interlaced high frequency boost converter for more electric aircrafts », in Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015 17th European Conference on, 2015, p. 1–10.

[3] M. Gerber, A. Gilson, D. Depernet, F. Dubas, C. Espanet, and G. Andrieux, "Coupled Electronic and Magnetic Fast Simulation for High-Speed Permanent-Magnet Drive Design," in Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2016 IEEE, 2016, pp. 1–6.

[4] GaN Systems, " GN001 Application Guide Design with GaN Enhancement mode HEMT", 2018

[5] C. Zwyssig, J. W. Kolar, W. Thaler, and M. Vohrer, "Design of a 100 W, 500000 rpm permanentmagnetgenerator for mesoscale gas turbines" in Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Recordof the 2005 Industry Applications Conference, 2005., 2005, vol. 1, p. 253-260 Vol. 1.

[6] B. Hu, S. Sathiakumar, and Y. Shrivastava, "180-Degree Commutation System of Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive Based on Speed and Current Control," in 2009 Second International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, 2009, vol. 1, pp. 723–726.

[7] M. Gerber, A. Gilson, F. Dubas, and C. Espanet, "Coupled circuit and magnetic fast model for high-speed permanent-magnet drive design," IET Electrical Systems in Transportation, vol. 8, no. 1, pp. 27–34, 2018.

[8] A. Krings et J. Soulard, "Overview and Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines", Journal of Electrical Engineering, vol. 10, no 3, p. 162-169, 2010.

[9] Cogent,« https://cogent-power.com/cms-data/downloads/Hi-ite_NO10.pdf », 2015

[10] Gan Systems, "GS61008P Bottom-side cooled 100 V E-mode GaN transistor Preliminary Datasheet", 2018