

Commande optimale d'un alerno démarreur intégré : Prise en compte de la saturation

P. Ly, C. Plasse, C. Forgez, J-P. Vilain

Résumé—Cet article présente un travail effectué dans le cadre d'un programme de recherches communes entre VALEO et le Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, sur la réalisation d'une commande optimale d'un alerno démarreur asynchrone. La fonction de cette machine est rappelée en introduction. Le prototype, son modèle et sa structure de commande sont présentés dans une première partie. Ensuite, la seconde partie permet de comprendre comment ont été trouvées les valeurs des grandeurs de références. Le fonctionnement en alimentation non sinusoïdale y est détaillé ainsi que les performances qu'il procure. La dernière partie est consacrée à la présentation des performances obtenues sur l'espace de fonctionnement de la machine

Mots clés—Commande, machine asynchrone, alerno démarreur.

I. INTRODUCTION

Pour répondre à de nouvelles exigences dans l'automobile, comme la réduction de consommation de carburant, des émissions de CO₂ et l'augmentation de la puissance électrique liée à l'électrification des équipements dans les véhicules, les équipementiers et les constructeurs automobiles mettent au point des 'alerno-démarrateurs' [1][2]. Ce concept permet de réaliser le démarrage du moteur, la recharge de la batterie et l'alimentation du réseau de bord à l'aide d'une machine unique alors que ces fonctions étaient assurées jusqu'à présent par deux machines distinctes : l'alternateur et le démarreur.

En fonction de la puissance électrique installée, du type de batterie et de l'architecture mécanique retenus, les fonctions 'Stop & Go', freinage récupératif et assistance du moteur thermique sont possibles avec des rendements élevés et procurent des gains de consommation compris entre 5 et 15% tout en améliorant le niveau de confort et de l'agrément de conduite du véhicule.

Une première famille de solutions, dite 'Alerno-Démarrateur Séparé' (ADS) est implantée en lieu et place de l'alternateur. Il en résulte un système simple et économique, ne nécessitant pas

de modification du bloc moteur existant. Le système d'entraînement par courroie est adapté de façon à tenir compte du fonctionnement réversible de la machine [3][4].

Dans le cas de la seconde famille, dite 'Alerno-Démarrateur Intégré' (ADI), la machine est placée entre le moteur et l'embrayage (Fig.1), ce qui permet de transmettre des puissances et des couples plus importants. En revanche, la position géométrique du bloc motopropulseur doit être complètement revue.

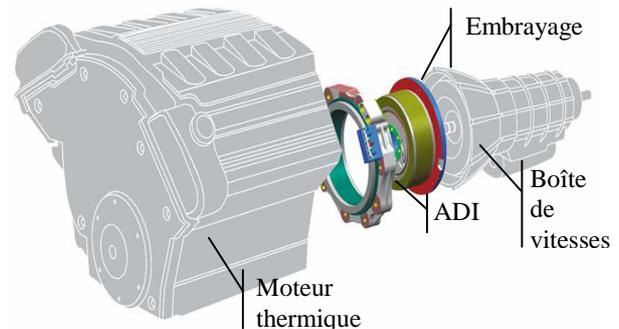


Fig. 1. Emplacement de l'ADI

C'est dans cette seconde catégorie de solutions que le Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne (LEC) s'est engagé dans un programme de recherches communes avec Valeo Systèmes Electriques pour le dimensionnement et la commande de différentes machines.

Nous proposons dans cet article, de présenter des résultats issus de l'optimisation de lois de commande en mode moteur et alternateur d'un prototype asynchrone [5][6].

La problématique de la commande d'un ADI est multiple : tout d'abord, le domaine de fonctionnement de la machine électrique est très contraignant. D'un point de vue thermique la machine doit assurer des démarrages à froid (à -20°C) ou à chaud (120°C). D'un point de vue électrique, les fortes sollicitations de la machine en raison des forts couples demandés, conduisent à des niveaux de saturations magnétiques élevés, ce qui entraîne des variations importantes des valeurs des inductances du modèle électrique de la machine. Les lois de commande établies doivent donc prendre en compte toutes ces variations paramétriques. La limitation de la tension du bus continu de l'onduleur à 42V constitue une contrainte supplémentaire à haute vitesse (défluxage)

Des algorithmes de recherches des grandeurs de commande ont donc été nécessaires pour trouver les consignes (tensions

P. Ly, VALEO (sokha.ly@valeo.com)

C. Plasse, VALEO (cédric.plasse@valeo.com)

C. Forgez, Université de Technologie de Compiègne, Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, BP20529 60205 Compiègne (christophe.forgez@utc.fr)

J.P Vilain, Université de Technologie de Compiègne, Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, BP20529 60205 Compiègne (jean-paul.vilain@utc.fr)

statoriques et fréquence rotorique) à imposer pour atteindre les objectifs de couple tout en tenant compte des contraintes paramétriques (température et saturation magnétique).

Pour éviter le calcul en temps réel de ces grandeurs de références, celles ci sont évaluées hors ligne et sont tabulées dans un microcontrôleur. Ceci permet de rendre la mise en œuvre plus économique pour une production en grande série.

La limitation de la tension du réseau de bord nous a conduit à imposer des formes d'ondes sinusoïdales écrêtées. Cette technique dénommée « surmodulation », permet notamment d'augmenter la puissance et le rendement en mode alternateur.

II. PRESENTATION DE L'ADI ASYNCHRONE

A. L'ADI asynchrone

Comme nous l'avons évoqué en introduction, l'alternateur représente une étape incontournable dans l'élévation de la tension des réseaux de bord et donc le passage au réseau 42 Volts des véhicules de tourisme, et amorce ainsi une évolution évidente vers le véhicule propre [2]. Outre les spécifications techniques auxquelles devront répondre les solutions envisageables, ce seront surtout les contraintes imposées par une production de masse à faible coût qui limiteront leur faisabilité. Des machines concernées, la machine asynchrone à rotor en cage d'écureuil réunit robustesse et faible coût de production. Le rotor de l'ADI est constitué de barres en aluminium coulées sur les emplacements de tôles (Fig. 2.a).

Le stator est formé d'un empilement de tôles encochées qui portent les enroulements triphasés répartis spatialement (Fig. 2.b). Le nombre de paires de pôles, ainsi que le nombre de barres conductrices sont parmi les paramètres dimensionnant de la machine [7]. Ils ont été déterminés pour optimiser sa puissance massique au regard de l'encombrement disponible entre le moteur thermique et l'embrayage afin de respecter un cahier des charges spécifié pour un démonstrateur.



Fig. 2.a. Rotor de l'ADI asynchrone



Fig. 2.b. Stator de l'ADI asynchrone

B. Modèle utilisé

Le modèle de machine utilisé pour la commande est issu d'un schéma classique à quatre paramètres dans lequel les inductances de fuites au stator et au rotor sont ramenées à une seule inductance au stator $L_s - L_m^2 / L_r'$ (Fig. 3). De même, il est d'usage de décrire le flux rotorique par un courant magnétisant I_{mr} fictif défini comme le courant qui, circulant dans l'inductance de magnétisation L_m^2 / L_r' , produirait un flux égal au flux rotor ramené au bobinage statorique. On définit les variables suivantes : ω_r la pulsation rotorique, T_r la constante de temps rotorique, p le nombre de paire de pôles, R_s la résistance statorique et R_r la résistance rotorique. Les différents paramètres ont été identifiés hors ligne à partir de mesures réalisées sur banc d'essais permettant d'explorer toute la plage de fonctionnement de la machine [6][8].

De ce modèle, nous pouvons exprimer le courant magnétisant I_{mr} en fonction du courant statorique I_s :

$$\|I_s^2\| = \|I_{mr}^2\| \left(1 + (\omega_r T_r)^2 \right) \quad (1)$$

Le couple électromécanique peut s'exprimer en fonction du courant statorique

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m^2}{L_r'} \cdot \omega_r T_r \frac{\|I_s^2\|}{1 + (\omega_r T_r)^2} \quad (2)$$

ou plus simplement en fonction du courant magnétisant

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m^2}{L_r'} \cdot \|I_{mr}^2\| \cdot \omega_r T_r \quad (3)$$

De même la puissance électrique peut s'écrire

$$P_{elec} = \frac{3}{2} \|I_{mr}^2\| \left[1 + (\omega_r T_r)^2 \right] \left\{ R_s + \frac{L_m^2}{L_r'} \frac{\omega_r T_r}{1 + (\omega_r T_r)^2} \omega_s \right\} \quad (4)$$

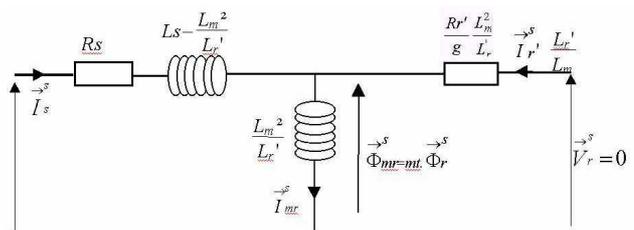


Fig. 3. Schéma électrique équivalent de l'ADI asynchrone

Ces expressions mettent en évidence que les grandeurs de commande sont l'état magnétique de la machine, proportionnel à I_{mr} , et la pulsation rotorique ω_r . On cherchera donc leurs valeurs de référence de manière à maximiser le couple en mode moteur ou la puissance, ainsi que le rendement en mode générateur.

C. Structure de commande

Le synoptique de la structure retenue est représenté à la figure 4. Le module de gestion et de contrôle assure l'interface entre le contrôle du moteur thermique et de l'ADI. Il sélectionne le mode de fonctionnement requis par le véhicule, soit moteur pour la phase de démarrage, soit générateur pour alimenter en énergie le réseau de bord lorsque le moteur thermique est en fonctionnement.

En mode moteur, la consigne de couple C^* est établie à partir d'une table mémorisée, qui délivre la valeur maximale du couple qui doit être fourni en fonction de la vitesse 'instantanée' du moteur thermique. Les valeurs entrées dans cette table correspondent au profil du couple en fonction de la vitesse du moteur thermique nécessaire à sa mise en marche.

En mode générateur, la consigne C^* est établie à partir d'un asservissement de tension U_{bat} du réseau de bord. Le couple nominal sera limité par l'espace puissance-vitesse que nous déterminerons.

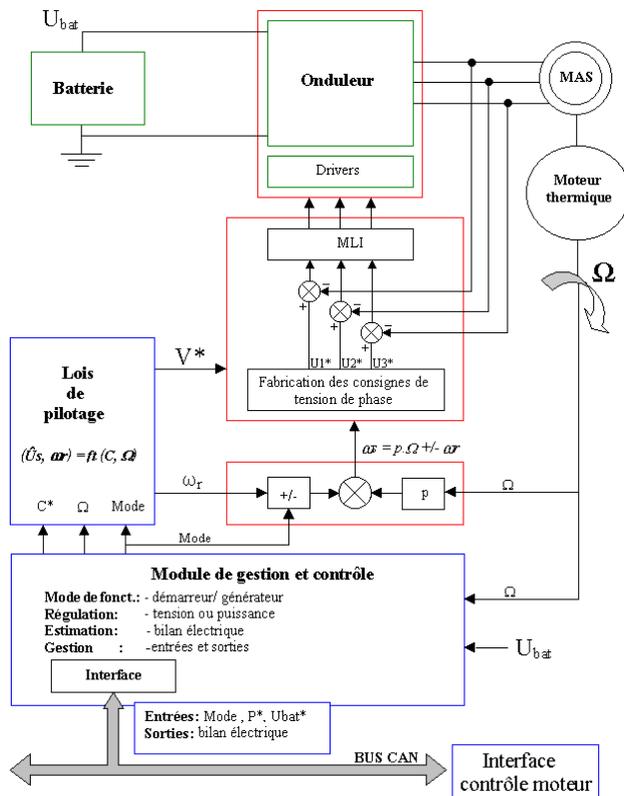


Fig 4. Synoptique du système de commande de l'ADI

Nous avons jusqu'à présent considéré le courant magnétisant et la pulsation rotorique (I_{mr}^* , ω_r^*) comme des grandeurs de référence. Dans l'application, la grandeur I_{mr} n'est qu'une grandeur intermédiaire d'optimisation qui est masquée ensuite et qui n'intervient pas dans la commande de l'onduleur. Pour cela, nous établirons les lois de commande avec les références tension de l'onduleur et pulsation rotorique (U_s^* , ω_r^*) au lieu de (\hat{I}_{mr}^* , ω_r^*). Ces références seront tabulées à l'aide d'une matrice (U_s^* , ω_r^*) fonction des grandeurs (C^* , Ω). Cette fonction est réalisée au travers du module intitulé 'lois de pilotage'.

III. RECHERCHE DES LOIS DE COMMANDE

A. Prise en compte de la saturation

La recherche des lois de commande optimales consiste à déterminer les références des grandeurs ω_r et U_s , qui permettent d'atteindre les objectifs fixés en mode démarreur et alternateur et qui garantissent le respect des contraintes pour chaque point de fonctionnement de l'application (vitesse et température imposées). La prise en compte de la saturation magnétique rend difficile cette recherche. En effet, les valeurs des inductances dépendent de la valeur du courant magnétisant, et réciproquement [9][10].

Etant donné que nous connaissons les modèles d'évolution des inductances en fonction du courant magnétisant, nous pouvons imposer ce courant, calculer les valeurs des inductances. A partir de ces valeurs, nous pouvons alors calculer la pulsation rotorique qui permet d'atteindre l'objectif fixé, couple ou puissance, puis à l'aide des équations de la machine d'en déduire les performances électromécaniques, ainsi que la tension U_s qu'il faut appliquer aux bornes de la machine pour pouvoir imposer le courant magnétisant que nous nous sommes fixé précédemment. Une fois les références de commande déterminées, nous vérifions les contraintes physiques que sont : la limitation en tension, le courant maximal de la batterie, ainsi que la densité de courant imposée dans les enroulements de la machine. Si ces contraintes sont respectées, nous regardons alors le rendement obtenu avec le nouveau couple de référence [$\omega_r(k)$, $U_s(k)$] par rapport au rendement obtenu avec le couple initial de valeurs [$\omega_r(i)$, $U_s(i)$] : si il est meilleur on mémorise le nouveau couple de valeurs. Par contre, si les contraintes ne sont pas vérifiées ou si le rendement obtenu n'est pas meilleur, on réitère les opérations précédentes avec un courant magnétisant plus important.

Il est à noter que dans le mode démarreur, il n'est pas nécessaire de rechercher un fonctionnement en pleine onde, car le fonctionnement en régime sinusoïdal est suffisant pour atteindre l'objectif de couple imposé par le cahier des charges, tout en garantissant les contraintes. En revanche, dans le mode de fonctionnement en mode alternateur, il est nécessaire de

rechercher un mode éventuel de fonctionnement en surmodulation afin de garantir un rendement optimal.

B. Surmodulation

La consigne V^* appliquée en entrée de l'onduleur ne peut être effectivement fournie par l'onduleur, tant que sa valeur crête n'excède pas la tension batterie U_{bat} d'alimentation du bus continu de l'onduleur. Au delà, le phénomène d'écrêtage se produit, qui engendre un effet de surmodulation et une non-linéarité entre la tension de consigne V^* et l'amplitude des tensions en sortie de l'onduleur appliquées aux bornes de la machine.

Si l'on accepte de faire fonctionner l'onduleur en surmodulation, on peut, en agissant sur la référence tension de commande V_s^* de l'onduleur, augmenter l'amplitude du fondamental des tensions de sortie au delà de $U_{bat}/2$. Le cas limite correspond au fonctionnement en pleine onde où l'amplitude du fondamental vaut $2U_{bat}/\pi$. Ce mode de fonctionnement donne naissance à des harmoniques, qui se superposent au fondamental au sein des tensions de phases de la machine, dont il faut tenir compte dans les différents modes de fonctionnement.

Nous allons donc étudier l'interaction des harmoniques sur le fonctionnement de la machine, pour cerner les avantages et les défauts du mode 'sur modulation' par rapport au fonctionnement sinusoïdal. L'objectif est de mettre en place un calcul analytique 'simple', prenant en compte le fonctionnement non-sinusoïdal pour optimiser l'étude des lois de commande, et déterminer la tension de commande optimale de l'onduleur à partir des tensions de phases.

Pour imposer une tension de phase U_s au delà de $U_{bat}/2$, nous devons augmenter l'amplitude de la tension de consigne V^* . Un exemple de fonctionnement en surmodulation illustre les formes d'onde des tensions V^* , V_{aM} en sortie de bras de pont (Fig. 5.a et 5.b).

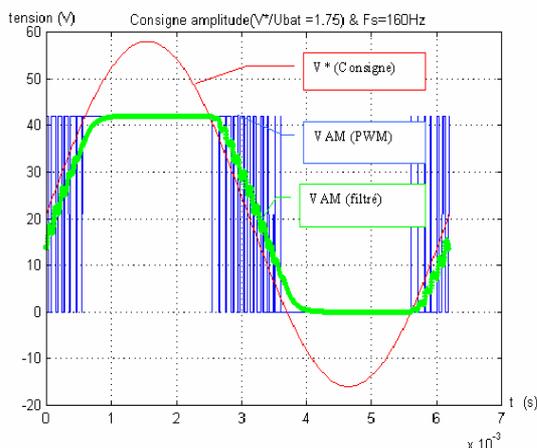


Fig. 5.a. Tensions V_{aM} en sortie d'un bras de pont d'onduleur et la tension de consigne V^*

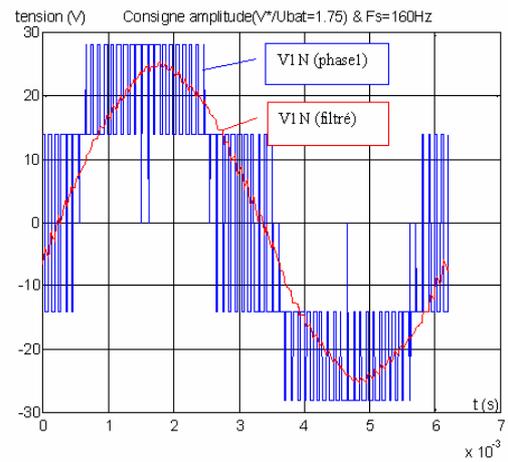


Fig 5.b. Tensions aux bornes d'une phase de la machine

Pour une tension de consigne V^* , K_M est appelé le taux de surmodulation tel que

$$V^*(t) = K_M \frac{U_{bat}}{2} \sin(\omega_s t) + \frac{U_{bat}}{2} \quad (5)$$

Pour $K_M > 1$, la tension V_{aM} (filtrée) est écrêtée à un niveau $V^* = U_{bat}$, lorsque $\omega_s t = \alpha$ tel que $\sin(\alpha) = \frac{1}{K_M}$.

On peut remarquer que plus la valeur de K_M augmente, plus l'écrêtage de la tension $V_{aM}(t)$ tend à se produire pour de très petites valeurs de α . Dans ce cas l'enveloppe de la tension de sortie se rapproche d'un signal rectangulaire, dit 'pleine onde'. Si on note $V_a(t)$, la tension V_{aM} (filtrée), et $\theta = \omega_s t$ on a :

$$\text{si } 0 \leq \theta \leq \alpha \cup \pi - \alpha \leq \theta \leq \pi + \alpha \cup 2\pi - \alpha \leq \theta \leq 2\pi$$

$$V_a(t) = K_M \frac{U_{bat}}{2} \sin(\theta) + \frac{U_{bat}}{2} \quad (6)$$

$$\text{si } \alpha \leq \theta \leq \pi - \alpha$$

$$V_a(t) = U_{bat} \quad (7)$$

$$\text{si } \pi + \alpha \leq \theta \leq 2\pi - \alpha$$

$$V_a(t) = 0 \quad (8)$$

En alimentant l'onduleur par une tension continue $U_{bat} = 42$ V, pour une tension de commande de l'onduleur V^* avec K_M inférieur à 2.5, nous avons représenté la variation des harmoniques des tensions en sortie de l'onduleur à l'aide de l'expression de $V_{aM}(t)$ (Fig. 6).

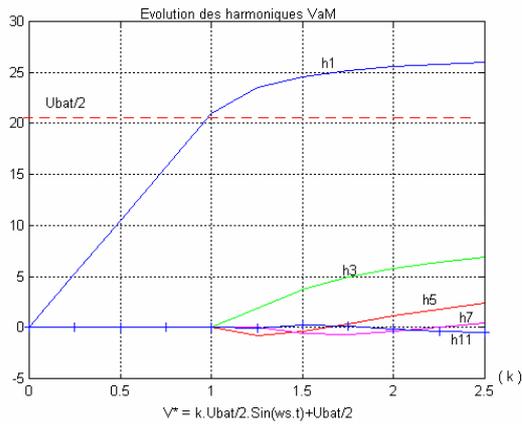


Fig. 6. Evolution des harmoniques de la tension V_{aM} en fonction du taux de sur-modulation K_M

On peut constater d'après la figure 6, que pour $K_M \leq 1$, il y a linéarité entre l'amplitude de la consigne V^* appliquée à l'onduleur et celle du fondamental de V_{aM} .

Comme pour toutes les charges triphasées, l'harmonique 3 et multiples de 3 des tensions de phase sont éliminés et les premiers harmoniques sont de rang 5, 7, etc... Nous rappelons également que leurs amplitudes dépendent du couplage des enroulements.

On limitera le fonctionnement en sur-modulation pour $K_M \leq 2$, car au delà de cette valeur, l'augmentation du fondamental est très limitée. Par contre, les harmoniques 5 et 11, qui sont injectés dans les tensions de phase croissent rapidement.

L'injection d'harmonique de tension aux bornes des enroulements, à cause de la surmodulation, va donner naissance à des harmoniques de courants que l'on peut évaluer, en considérant une impédance de rang k pour chaque harmonique de tension de rang k . Le courant résultant s'obtient alors par superposition des différents harmoniques de courant.

$$\bar{I}_{S_k} = \frac{\bar{V}_{S_k}}{\bar{Z}_k} \quad (9)$$

On désigne par \bar{Z}_k l'impédance de rang k :

$$\bar{Z}_k = R_s + \frac{L_m^2}{L_r} \cdot \frac{\omega_{rk} T_r}{1 + (\omega_{rk} T_r)^2} \cdot \omega_{sk} + j \omega_{sk} \cdot \left[\left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) + \frac{L_m^2}{L_r} \cdot \frac{1}{1 + (\omega_{rk} T_r)^2} \right] \quad (10)$$

où la pulsation statorique de l'harmonique k est proportionnelle à la pulsation statorique fondamentale :

$$\omega_{sk} = k \cdot \omega_{s1} \quad (11)$$

la pulsation rotorique de l'harmonique k est déduite de l'autopilotage en considérant toutefois l'inertie mécanique suffisamment importante pour que l'influence des harmoniques de couples, créés par les harmoniques de courant, n'engendrent pas d'harmoniques sur la pulsation mécanique ω :

$$\omega_{rk} = k \cdot \omega_{s1} - \omega \quad (12)$$

En réinjectant les harmoniques de courant dans l'expression du couple, celui-ci s'exprime comme la superposition d'un couple stationnaire C_s produit par l'interaction des harmoniques de même rang au stator et au rotor, et d'un couple pulsant C_p produit par l'interaction des harmoniques de rangs différents au stator et au rotor. Cette dernière composante a une valeur moyenne nulle, et d'amplitude négligeable par rapport au couple stationnaire. Soit le couple stationnaire résultant :

$$C_s = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot \sum_k \left(\frac{\|V_{S_k}\|}{\|Z_k\|} \right)^2 \frac{\omega_{rk} T_r}{1 + (\omega_{rk} T_r)^2} \quad (13)$$

A titre d'exemple, pour une tension de commande V^* telle que $K_M \leq 2$ et $fr = -3.5Hz$, nous avons déterminé l'évolution des courants harmoniques ainsi que celle des pertes dans la machine pour un fonctionnement à 2000 tr/mn avec un couplage étoile. On peut constater que les harmoniques de courant sont bien atténués par les impédances de rang k de la machine (Fig. 7.a). Par voie de conséquence, les pertes joules (Fig. 7.b) sont essentiellement liées au fondamental du courant.

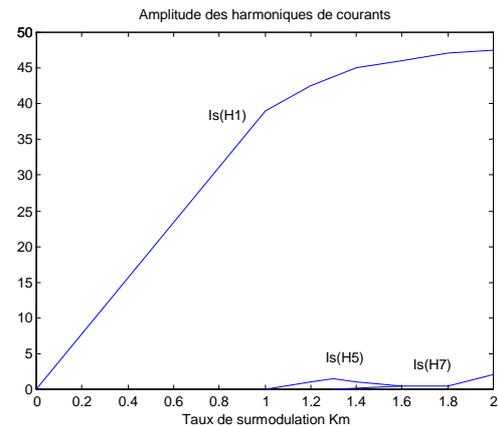


Fig. 7.a. Evolution du courant fondamental et harmoniques en fonction de V^*

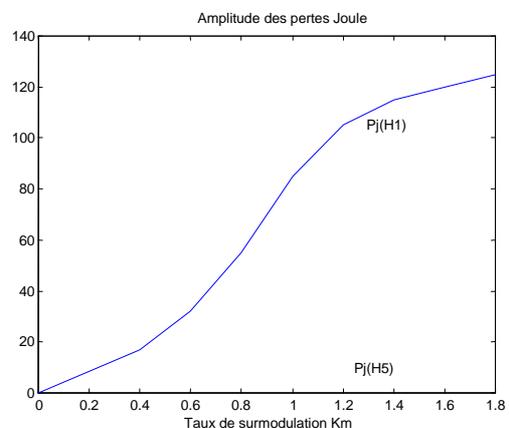


Fig. 7.b. Evolution des pertes joules totales dans la machine en fonction de V^*

La figure (Fig. 7.b) montre que pour un indice K_M de surmodulation supérieur à 1, on peut augmenter le niveau de flux par augmentation du fondamental du courant sans pénaliser les performances.

La technique classique d'injection d'harmonique 3, substituée à la place de la technique de surmodulation, aurait permis d'augmenter la tension aux bornes de la machine. Cependant la technique de surmodulation a été préférée en raison d'une mise en œuvre plus simple.

C. Comparaison des espaces de fonctionnement avec et sans surmodulation

Dans la plage de fonctionnement évoquée (800 à 5000 *tr/min*), nous avons déterminé les puissances électriques maximales que peut fournir la machine en fonctionnement sinusoïdal et en sur-modulation.

Ces points de fonctionnement doivent respecter la densité de courant admissible qui correspond à un courant phase $I_{s_{max}} \leq 100$ A en couplage étoile.

Dans le cas d'un fonctionnement en régime sinusoïdal, on agit sur V^* et la fréquence rotorique f_r pour augmenter la puissance électrique, avec un taux de sur modulation $K_M \leq 1$. Dès que la limitation du régime sinusoïdal est atteinte, l'augmentation de la puissance se fera soit en augmentant la fréquence rotorique f_r , soit en augmentant K_M dans le respect des contraintes de courant spécifiées.

L'espace de fonctionnement obtenu en régime sinusoïdal et en surmodulation est représenté à la figure 8.a. Le rendement est quant à lui exposé à la figure 8.b.

A partir de 1500 *tr/min*, le fonctionnement en surmodulation permet d'augmenter de 500 W la puissance électrique fournie par la machine, et ceci avec un meilleur rendement qu'avec un fonctionnement sinusoïdal. En effet, dans ce dernier mode de fonctionnement, pour augmenter la puissance électrique ou le couple électromagnétique, on impose un fonctionnement en régime 'défluxé' ce qui engendre des pertes joules importantes dans le rotor à cause d'un glissement plus important.

Avec le fonctionnement en surmodulation, on peut continuer d'augmenter le flux pour accroître la puissance électrique ou le couple par l'intermédiaire du fondamental de la tension donc on a un meilleur équilibre entre la composante de flux I_{mr} et celle du couple $\omega_r T_r$.

Nous avons étudié essentiellement le cas du couplage étoile, mais la méthode que nous avons présentée est aussi valable dans le cas d'un couplage triangle. Ce couplage permettra de débiter des puissances plus importantes car pour la même tension de commande V^* , l'amplitude des tensions de phase est plus importante.

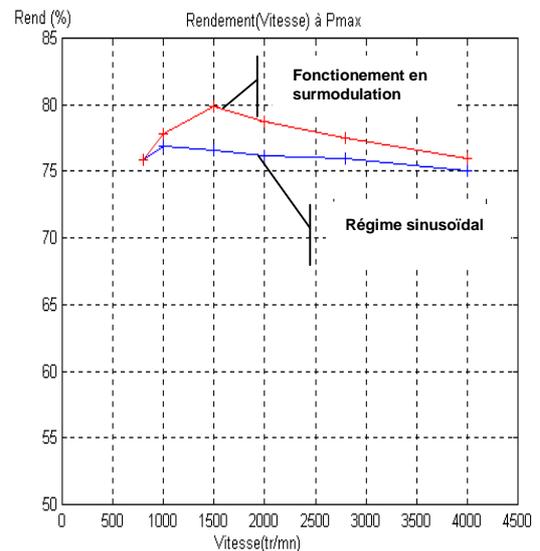
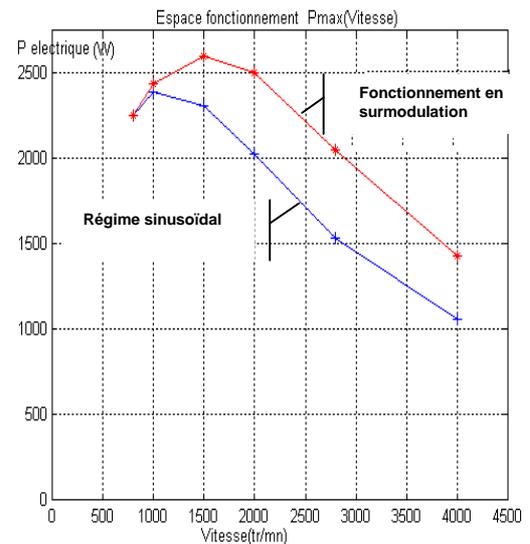


Fig. 8.a et 8.b Espace de fonctionnement et rendement en mode générateur

IV. PERFORMANCES OBTENUES

A. Mode moteur

En mode démarreur le couple exigé par le cahier des charges est de 100 *N.m* à rotor bloqué. La machine doit ensuite développer un couple équivalent durant un temps bref pour entraîner le moteur thermique jusqu'à 300 *tr/mn*, qui correspond au régime requis pour le démarrage. D'après les motoristes, c'est seulement à partir de cette vitesse que le système d'injection est capable d'amener seul le moteur thermique à son régime de ralenti (900 *tr/mn*). Néanmoins, l'ADI doit accompagner le démarrage jusqu'à 800 *tr/mn* de manière à réduire cette phase et par conséquent réduire la

consommation. Le critère objectif retenu consiste alors à maximiser le couple en mode démarreur.

L'espace couple vitesse, obtenu en mode démarreur après recherche des grandeurs optimales de référence, est représenté figure 9.

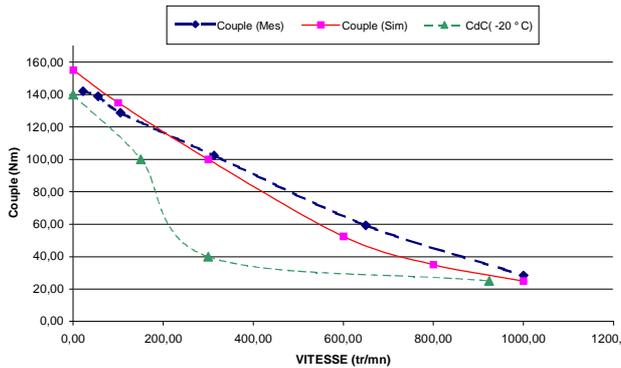


Fig. 9. Espace couple vitesse admissible (simulation, expérimentation, spécifications)

La machine associée à son alimentation peut fournir un couple supérieur à 140 Nm à rotor bloqué et, dans la phase de démarrage proprement dit (0 à 300 tr/mn), l'ensemble développe un couple supérieur à 100 N.m . Par ailleurs, le couple disponible reste supérieur au couple préconisé dans le cahier des charges à savoir 30 N.m à 925 tr/mn , ce qui est suffisant pour entraîner le moteur thermique dans cette plage de vitesse. Ces résultats sont bien sûr obtenus en tenant compte des contraintes de limitation sur le courant batterie I_{bat} qui doit rester inférieur à 300 A .

B. Mode générateur

Les performances mesurées et estimées de la machine en alternateur sont représentées figure 10 pour un couplage triangle. La puissance électrique P_{elect} ($U_{bat} * I_{bat}$) sur la plage de fonctionnement, pour une température des enroulements stator inférieure à 160°C , est supérieure à $2,5 \text{ kW}$ en couplage triangle. Elle atteint son maximum à $4,3 \text{ kW}$ entre 2000 tr/mn et 3000 tr/mn ; ces vitesses correspondent à un régime 'usuel' pour la plupart des véhicules. De plus dans cette zone, le rendement global atteint plus de 75% , il décroît au-delà de 3000 tr/mn pour stabiliser aux environs de 65% à 5000 tr/mn . Le rendement est calculé avec le rapport de la puissance électrique débitée à la batterie sur la puissance mécanique ($C\Omega$).

Ces performances sont supérieures à celles d'un alternateur à griffes dont le rendement est de 50% à 65% . La conception optimale associée à l'optimisation des lois de commande a donc permis un dimensionnement satisfaisant le cahier des charges. Les performances obtenues en simulation sont légèrement supérieures à la mesure sur banc d'essais, en particulier un écart de rendement de 5% à 15% est observé sur

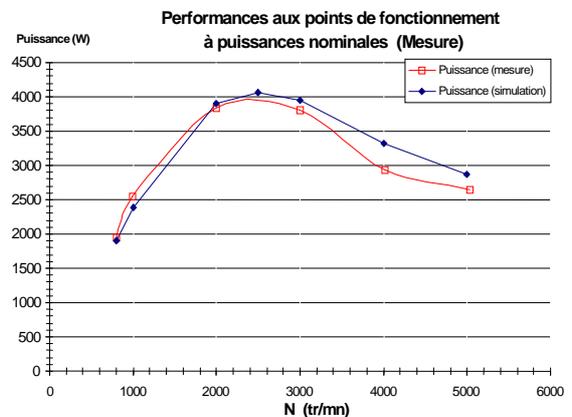
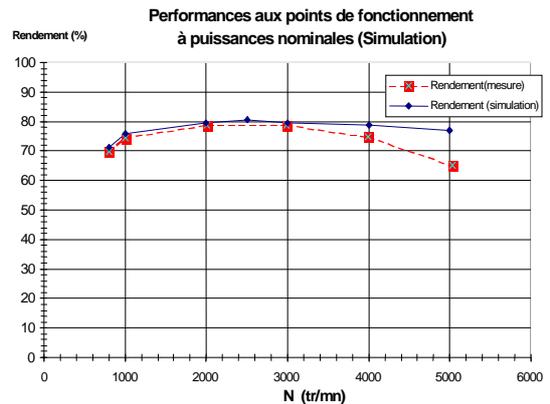


Fig. 10. Espace de fonctionnement en mode générateur

la plage de vitesse 2000 et 3000 tr/mn : ceci peut s'expliquer par le choix de négliger les pertes fer dans le modèle utilisé pour les simulations.

V. CONCLUSION

Nous avons présenté dans cet article, une méthodologie d'optimisation des lois de commande d'une machine asynchrone réversible destinée à l'application d'un système embarqué qui est l'alternateur-démarreur intégré.

La méthodologie employée permet de rechercher d'une part l'espace de fonctionnement maximal de la machine, c'est à dire le couple ou la puissance en fonction de la vitesse respectivement en mode moteur et générateur. Il permet, en fonction des objectifs à atteindre dans chacun des deux modes, d'identifier le meilleur mode de fonctionnement et de réglage des grandeurs de commande optimale (tensions et fréquences de glissement) en régime stationnaire. Le mode d'alimentation sinusoïdal a été privilégié, mais le fonctionnement en surmodulation a également été envisagé à forte vitesse, pour imposer le flux optimal lorsque la limitation en tension du réseau de bord est atteinte.

Tous les résultats publiés dans cet article, sont issus des essais effectués sur le premier prototype VALEO d'un ADI asynchrone dimensionné par J. M Biedinger, professeur à l'Université de Technologie de Compiègne. Cette machine électrique a été conçue initialement pour réaliser deux fonctions, le démarrage du moteur thermique et la génération de l'énergie électrique pour l'application RENAULT 'Twingo'.

Le surcoût de mise en œuvre pour les fonctions de démarreur et d'alternateur seules ne justifie pas à lui seul le gain de performances par rapport aux alternateurs à griffes classiques. En revanche, d'autres prototypes correspondant à des puissances plus importantes ont vu le jour consécutivement à l'expérience acquise sur la première version d'ADI. La multiplication des fonctions réalisées, telles que le mode '*stop and go*' ou l'assistance du moteur thermique en vue d'améliorer son rendement, laisse envisager une plus value non négligeable qui justifiera le prix de l'ADI. Si l'octroi de ces fonctions à l'ADI va faire évoluer le véhicule thermique vers un véhicule hybride électrique 'doux', appelé '*Mild Hybride*', cette métamorphose ne se fera qu'à deux conditions : la première concerne la gestion autonome de l'énergie électrique qui passe irrémédiablement par une modélisation fine de la batterie, la seconde implique une élévation de la tension du réseau de bord. L'ADI ne verra vraisemblablement le jour qu'avec le passage en 42 volts du réseau de bord des véhicules de tourisme.

REFERENCES

- [1] G. Altenberg, H. Schafer, L. Wahner, 'Modern aspects of high power automotive starter-alternator', *Proc. SPEEDAM 1998*, pp. 19-23.
- [2] C. Plasse, M. Chemin, G. Lacamoire, 'L'alternateur-démarreur, du Stop & Go au groupe motopropulseur hybride', *Conférence Société des Ing. Automobile*, Palais des congrès de Versailles 13-14 Novembre 2001.
- [3] T. Teratani, K. Kuramochi, H. Nakao, 'Development of Toyota Mild Hybrid System (THS-M) with 42V PowerNet', *Proceeding IEMDC Madison 2003*, vol1 pp 3-10
- [4] S. Chen, B. Lequesne, R. R. Henry 'Design and testing of belt driven induction starter generator', *IEEE Trans. Industry Applications*, vol 38, N° 6, November 2002, pp 1525-1533
- [5] A. Konieczka, 'Optimisation de la mise en œuvre d'une commande pour un alternateur-démarreur intégré', Thèse de doctorat, Université de Technologies de Compiègne, 2003.
- [6] P. Ly, 'Commande optimale de l'alternateur-démarreur intégré avec prise en compte de la saturation magnétique', Thèse de doctorat, Université de Technologies de Compiègne, 2003.
- [7] J.M. Biedinger, J.P. Vilain, G. Friedrich, 'Design of an integrated starter-generator : Comparison of an induction machine and a wound rotor synchronous machine', *Journée SEE*, ENS Cachan 1999
- [8] R.D. Lorentz, D.W. Novotny, 'Saturation Effects in Field-Oriented Induction Machines', *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-26, N°2 March/April 1990.
- [9] H.C.J. Jong, 'Saturation in Electrical Machines', *International Conference en Electrical Machines*, Athens, Greece, September 15-17 1980
- [10] T. Kasmith, 'Modélisation et caractérisation de la saturation magnétique des Machines asynchrone en vue de la commande', *Thèse de l'Institut national polytechnique de Toulouse*, Septembre 1998.