

# Optimisation de la commande d'un Alternateur-Démarreur Intégré : influence de la résolution du capteur mécanique

Agnès Konieczka, Jean-Paul Vilain<sup>2</sup>, Cédric Plasse<sup>1</sup>

Collaboration entre la société VALEO<sup>1</sup>, Rue A. Boule, BP 150, 94 017 Créteil et le Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne<sup>2</sup>, Centre de Recherches de Royallieu, BP 20529, 60205 Compiègne

**Résumé**—Un aspect de l'optimisation de la commande d'un Alternateur-Démarreur Intégré en version asynchrone est exposé dans cet article. Notre intérêt s'est plus particulièrement porté sur l'analyse de l'influence de la précision du capteur mécanique. Nous proposons d'abord un moyen pour doubler la résolution sans changer le détecteur lui-même. Les résultats expérimentaux confirment les prévisions issues des simulations. Puis, nous présentons une autre approche du problème, en dissociant la résolution des incréments de phase issus de l'effet de rotation de ceux dus à l'effet de glissement.

## I. INTRODUCTION

Le travail présenté s'inscrit dans un vaste programme d'étude d'un Alternateur-Démarreur Intégré (A.D.I.) mené en collaboration entre la société VALEO et le Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne au sein du Centre de Recherches de l'Université de Technologie de Compiègne. Dans le cadre d'une solution de type asynchrone, il a pour objectif de contribuer à l'optimisation de la commande d'un A.D.I., par le biais d'une simulation fine de l'ensemble « machine-convertisseur », incluant le capteur de position, la commande rapprochée et le pilotage.

L'idée de l'A.D.I. consiste à assurer par une seule machine électrique rapportée sur le bloc moteur d'un véhicule automobile les fonctions « alternateur » et « démarreur ». Le cahier des charges définit les deux modes de fonctionnement de la manière suivante [1] :

- en mode moteur, la machine devra fournir un couple très élevé pour démarrer le moteur thermique même sous une température très basse (fonction qu'assurait le démarreur).

- en mode alternateur, non seulement la batterie doit être rechargée, mais l'énergie électrique nécessaire aux équipements contenus dans le véhicule automobile doit également être fournie. Sa plage de fonctionnement est plus large et la machine est soumise à des acyclismes de vitesse. De ce fait, la commande doit être réglée de façon précise afin de maîtriser le système et de maximiser le rendement.

Par ailleurs, la tension de la batterie tient compte de l'évolution du nombre croissant d'organes électriques dans les véhicules automobiles, particulièrement gourmands en énergie. Sa tension nominale passe donc à 42V.

A ce jour, plusieurs machines de différentes technologies [2] ont été modélisées [3], conçues [4] et essayées sur banc d'essai et véhicule. Notre étude concerne une solution de type asynchrone.

## II. DISPOSITIF EXPERIMENTAL

L'actionneur asynchrone est inséré entre différents modules (figure 1) permettant de piloter la machine dans l'espace « couple-vitesse » souhaité.

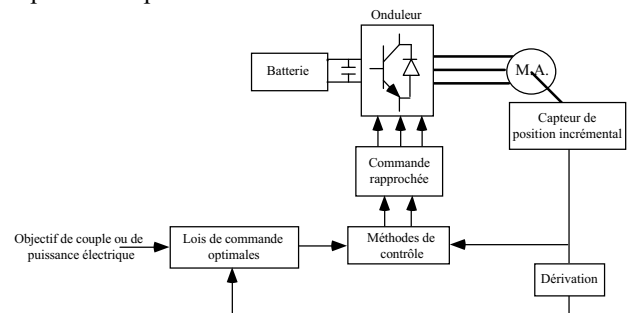


Fig. 1. Synoptique général du dispositif expérimental

- La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur une approche vectorielle relativement classique, complétée par une prise en compte de la variation des paramètres en fonction du niveau de saturation.

- Le capteur de position incrémental est simulé avec un nombre d'échantillons par période pouvant être choisi à volonté afin de mettre en évidence l'effet de la résolution sur le comportement dynamique du système.

- Un condensateur de découplage est inséré entre la source et le convertisseur. Chaque bras de l'onduleur de tension triphasé est constitué de MOSFETs [5].

- Le module « Méthodes de contrôle » a pour mission d'élaborer les consignes des grandeurs d'alimentation de la machine (tensions ou courants) en appliquant des principes de contrôle scalaire ou vectoriel [6]-[9].

- L'établissement des lois de commande optimales fait partie du sujet de thèse de Mr Ly, Ingénieur VALEO [10]. Elles ont été calculées en régime établi, à partir d'une consigne de couple (en mode moteur) ou de puissance électrique (en mode alternateur) en fonction de la vitesse, dans l'hypothèse d'une source d'alimentation idéale.

- La commande rapprochée sert à ordonner le séquençement d'ouverture et de fermeture des interrupteurs

de l'onduleur, de façon à asservir les courants ou les tensions appliqués à la machine. Les différentes stratégies implantées sont regroupées dans le tableau 1 :

ALIMENTATIO N	COMMANDE RAPPROCHEE	ABREVIATIO N
EN COURANT	CONTROLE EN COURANT PAR HYSTERESIS SUR LES TROIS BRAS DE PONT	CH3
EN COURANT	CONTROLE EN COURANT SUR DEUX BRAS DE PONT ET EN TENSION SUR LE TROISIEME	CH2
EN TENSION	M.L.I. INTERSECTIVE	TBF
EN TENSION	M.L.I. VECTORIELLE DE TYPE BARYCENTRIQUE	TBARY

TABEAU 1. STRATEGIES DE COMMANDE RAPPROCHEE SIMULEES

L'approche vectorielle de la machine et du convertisseur [11] nous permet de simuler le comportement dynamique de la chaîne d'entraînement en régime permanent ou en régime transitoire, en mode moteur ou en mode alternateur, stator couplé en étoile ou en triangle. Parallèlement, nous chiffrons les perturbations induites par l'ensemble « machine-convertisseur-commande », intégrant le stress des composants [12].

### III. INFLUENCE DE LA RESOLUTION DU CAPTEUR

#### A. Description du capteur expérimental

Dans notre application, le capteur mécanique est un capteur rotatif de petites dimensions. Le principe est celui d'un codeur incrémental [13]. Il est positionné radialement par rapport au volant d'inertie. Ce dernier possède sur sa partie supérieure une couronne qui comporte  $N_d = 120$  dents. L'estimation de la vitesse résulte du comptage des impulsions générées par le passage devant le capteur inductif (figure 2) :

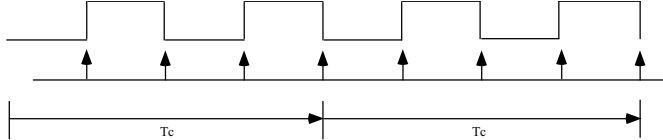


Fig. 2. Principe du comptage des impulsions

La résolution du capteur est définie par le nombre d'échantillons par période «  $N_m$  » qui est fonction du nombre de dents «  $N_d$  » de la couronne et du nombre de paires de pôles «  $p$  » de la machine par la relation  $2N_d/p$ , soit  $2 \times 120/5 = 48$  points par période (le facteur 2 provient du comptage des impulsions de chaque front, montant et descendant).

L'information de vitesse «  $\Omega$  » est contenue dans le nombre de tops comptés «  $N_c$  » pendant une durée  $T_c$ . Sa formule analytique s'écrit :

$$\Omega = \frac{N_m}{N_c T_c} 2 \pi \quad (1)$$

#### B. Méthode de discrétisation des positions angulaires dans le logiciel

L'angle de position statorique «  $\theta_s$  » est la phase de la consigne vectorielle d'alimentation (tension ou courant). Elle est obtenue à partir de la relation de l'autopilotage qui

asservit la pulsation statorique «  $\omega_s$  » aux pulsations rotorique «  $\omega_r$  » et mécanique «  $p\Omega$  ».

$$\omega_s = \omega_r + p\Omega \quad (2)$$

Dans le programme, l'angle de position rotorique «  $\theta_r$  » est obtenu en intégrant la pulsation rotorique «  $\omega_r$  ». L'angle de position mécanique «  $p\theta_m$  » est l'intégrale de la pulsation mécanique «  $p\Omega$  ».  $\theta_s$  est donc obtenu par la loi de l'autopilotage :

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int \omega_r dt + \int p\Omega dt = \theta_r + p \theta_m \quad (3)$$

#### Remarque :

$\omega_r$  est une valeur algébrique dont le signe dépend du mode de fonctionnement : positive en mode moteur, négative en mode alternateur.

Une option inhérente au logiciel permet de travailler avec des signaux soit continus, soit échantillonnés. L'effet de l'échantillonnage est alors mis en évidence lorsque les positions angulaires statorique, rotorique et mécanique sont discrétisées, respectivement avec  $N_s$ ,  $N_r$  et  $N_m$  échantillons par période (ech/T).

#### C. Evolution des performances en fonction de $N_m$

En premier lieu, afin d'observer l'effet de la résolution du capteur mécanique seul sur la réponse dynamique du système, nous avons étudié l'évolution des performances de l'ensemble « machine-convertisseur-commande » en fonction de la résolution du capteur ( $N_m$ ) pour les différentes stratégies envisagées.

L'étude a été effectuée sur toute la plage de fonctionnement du mode alternateur. La figure 3 donne l'exemple de l'évolution du couple électromagnétique délivré en fonction du nombre d'éch/T ( $N_m$ ) à 2000 tr/mn ( $P_{mec} = -2,3$  kW) :

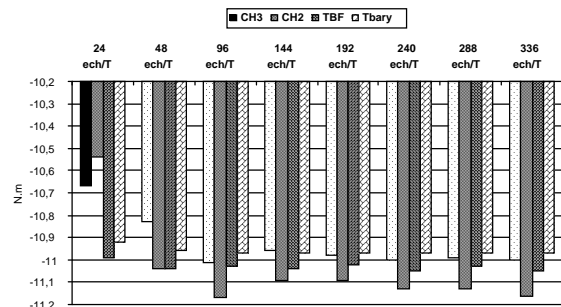


Fig. 3. Couple électromagnétique

Si un gain net apparaît quand on passe de 24 à 48 puis 96 ech/T, nous remarquons qu'au-delà de 96 ech/T, il n'y a plus de progression. La figure 4 montre le taux d'ondulations du couple électromagnétique :

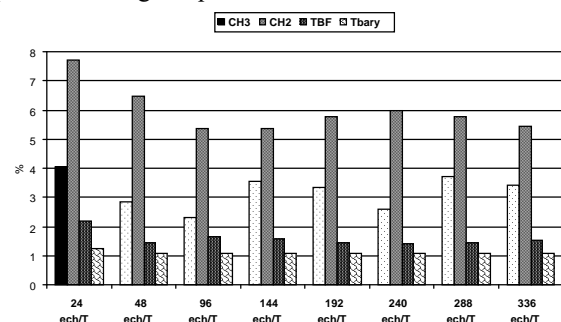


Fig. 4. Taux d'ondulations du couple électromagnétique

Nous ne pouvons exposer tous les graphiques correspondant aux différentes performances du système : pertes Joule totales et rendement du moteur, pertes globales de l'onduleur, rendement de la chaîne électromécanique (machine-convertisseur-commande). Mais nous avons observé les mêmes résultats. Cela signifie qu'échantillonner les grandeurs de référence de façon excessive est inutile pour limiter les interférences entre la discrétisation de  $p\theta_m$  et le découpage dû à la stratégie de modulation de largeur d'impulsions.

*D. Comparaison des formes d'onde et des performances avec 48 et 96 ech/T*

Dans le paragraphe précédent, nous avons mis en évidence qu'augmenter de manière considérable le nombre d'échantillons n'offre pas d'amélioration notable sur les performances du dispositif. De plus, en pratique, il serait rédhibitoire et onéreux de « construire » des consignes échantillonnées à outrance. Par contre, il paraît intéressant de doubler la résolution du capteur pour passer de 48 à 96 ech/T.

Les formes d'onde des grandeurs électriques et mécaniques obtenues par simulation respectivement avec une résolution de 48 (résolution initiale du capteur expérimental : cf. section III.A) puis 96 ech/T achèvent de nous convaincre. Les figures 5 et 6 correspondent à un fonctionnement en mode alternatif à 1000 tr/min ( $P_{mec} = -1,3$  kW) utilisant l'alimentation via un onduleur de tension avec modulation intersective (TBF). Elles représentent les chronogrammes des trois courants statoriques avec les deux types de discrétisation :

Fig. 5. Formes d'onde des courants statoriques avec 48 ech/T

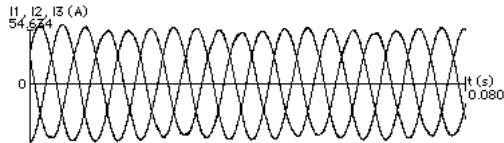


Fig. 6. Formes d'onde des courants statoriques avec 96 ech/T

Force est de constater que les battements de courant sont nettement affaiblis si le nombre d'échantillons par période passe de 48 à 96. Le vecteur « courant statorique » est donc plus stable, de même que le vecteur « courant rotorique » (figure 7) :

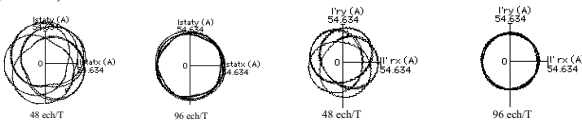


Fig. 7. Lieu des vecteurs courants statorique et rotorique

Par ailleurs, le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des vecteurs courants statorique et rotorique. En conséquence, si nous observons son évolution temporelle (figure 8),

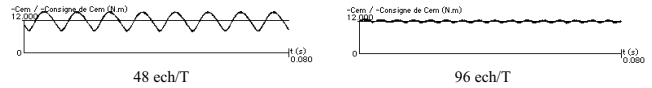


Fig. 8. Chronogramme du couple électromagnétique

nous constatons que l'amplitude des ondulations du couple électromagnétique est ostensiblement affaiblie avec une résolution de 96 ech/T.

A travers l'évolution des formes d'onde, nous avons pu observer la qualité de celles-ci lorsque la résolution du capteur est doublée. Intéressons-nous à présent aux performances : le tableau 2 (cf. p. 6) regroupe, pour le même point de fonctionnement, la puissance électrique ( $P_{elec}$ ), les pertes Joule totales (PJT), le taux d'ondulations du couple électromagnétique ( $\tau_{cem}$ ), le rendement du moteur ( $\eta_{mot}$ ), les pertes en conduction ( $P_{cond}$ ) ainsi que la puissance absorbée ( $P_{abs\_ond}$ ) par l'onduleur, la puissance reçue par la batterie ( $P_{bat}$ ) et le rendement de la chaîne complète ( $\eta$ ), en fonction des différentes stratégies de pilotage.

Lorsque la résolution du capteur est doublée, la puissance mécanique augmente légèrement et le couple électromagnétique est plus stable. Observons les résultats issus de la stratégie TBF (modulation intersective mise en oeuvre) : si les autres performances sont quelque peu améliorées, le taux d'ondulation du couple électromagnétique «  $\tau_{cem}$  », quant à lui, est divisé par quatre.

Ces constatations, visibles sur les différents points de fonctionnement étudiés en mode alternatif, conduisent à envisager de doubler la résolution du capteur mécanique employé.

IV. RESULTATS EXPERIMENTAUX

A. Méthode expérimentale

Afin de confronter les résultats théoriques aux résultats expérimentaux, nous avons mis en place, sur le banc d'essais, un moyen pour doubler le comptage des impulsions en plaçant deux capteurs en quadrature (figure 9) :

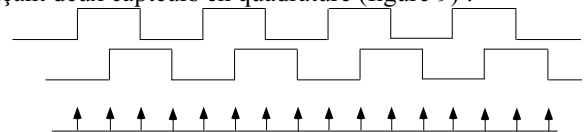


Fig. 9. Principe de comptage avec deux capteurs en quadrature

Les fronts détectables sont donc multipliés par deux et le nombre d'échantillons par période «  $N_m$  » vaut à présent  $4N_d/p$ , soit 96 ech/T.

B. Résultats expérimentaux

Pour différents points de fonctionnement, nous avons relevé les formes d'onde des courants en ligne et du couple avec les deux types de résolution : un, puis deux capteurs en quadrature.

La figure 10 reporte les formes d'ondes des trois courants en ligne avec, respectivement, 48 et 96 ech/T pour un essai en mode alternatif à 2000 tr/min ( $P_{elec} = -2,2$  kW).

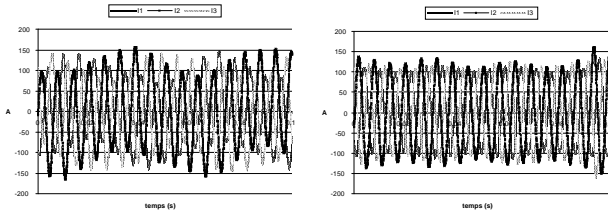


Fig. 10. Chronogrammes des trois courants en ligne

Les battements de courant sont considérablement amoindris avec 96 points par tour, de façon aussi nette que nous l'avions observé dans les simulations.

Dans le tableau 3 sont regroupés, pour le même point de fonctionnement, le rendement ( $\eta$ ), l'amplitude crête à crête des oscillations du couple ( $\Delta C$ ) et la puissance de la batterie ( $P_{bat}$ ) :

RESOLUTION N	$\eta$ (%)	$\Delta C$ (N.M)	$P_{BAT}$ (W)
48 ECH/T	70,4	20	2318
96 ECH/T	71	12	2423

TABLEAU 3 : MODE ALTERNATEUR (2000 TR/MIN ;  $P_{elec} = -2,2$  kW)

Nous constatons que le débit et le rendement sont faiblement améliorés. Par contre, les oscillations du couple diminuent pratiquement de moitié lorsque la résolution du capteur est doublée [14]. Les pulsations de couple sont créées par les harmoniques du flux et du courant. Cela montre bien que les formes d'onde sont améliorées en terme de qualité spectrale.

Ces observations sont visibles quel que soit le régime en mode alternateur. Ainsi, les résultats corroborent les calculs simulés : même si le rendement et le débit sont peu maximisés, les ondulations de couple décroissent fortement avec 96 ech/T. En outre, les pulsations de couple sont source de perturbations éventuelles du réseau de bord. Cette technique est donc très prometteuse car elle engendrera moins de vibrations mécaniques et donc de bruit acoustique.

Par contre, on imagine aisément que la mise en place de deux capteurs en quadrature ne pouvait être qu'une étape de vérification expérimentale en laboratoire. En effet, elle est totalement inenvisageable pour notre application embarquée, étant donné sa complexité et son coût. Il faut donc chercher une autre voie pour contourner la difficulté.

## V. MODIFICATION DE LA MISE EN ŒUVRE DE L'AUTOPILOTAGE

### A. Principe initial

L'autopilotage consiste à asservir la fréquence des grandeurs d'alimentation à la vitesse de rotation de la machine, par la relation  $\omega_s = \omega_r + p\Omega$ .

En pratique, nous n'avons pas besoin de travailler sur les fréquences ou les pulsations, mais plutôt directement sur les phases, puisqu'il faut aboutir à l'élaboration des consignes instantanées du vecteur tension, définies par l'amplitude et la phase  $\theta_s$ . Sa génération s'effectue selon l'équation (3). Cet état de fait est avantageux puisque le capteur utilisé sur la

machine est un capteur de position incrémental et non pas directement un capteur de vitesse (figure 11).

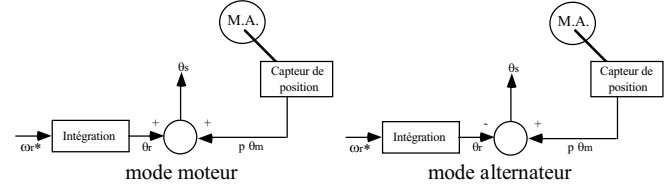


Fig. 11. Synoptique de la génération de  $\theta_s$

De façon très concrète, pour générer les consignes de tension sinusoïdales, nous pouvons envisager la réalisation suivante (figure 12) :

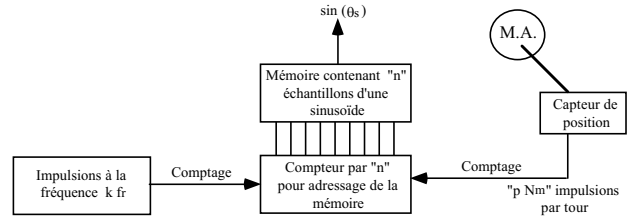


Fig. 12. Réalisation des consignes de tension en mode moteur

Des sinusoïdes sont échantillonnées avec une résolution de « n » points par période et les échantillons sont mis dans une mémoire. On utilise un compteur par « n » pour adresser la mémoire. Ainsi, les impulsions qui arrivent du capteur de position incrémentent le compteur, ce qui revient à incrémenter à chaque fois la phase  $\theta_s$  de  $\frac{2\pi}{n}$ . Pour obtenir l'effet de glissement, on génère par ailleurs des impulsions à une fréquence ( $kfr$ ) proportionnelle à la fréquence  $fr$  souhaitée. Ces impulsions provoquent elles aussi une incrémentation du même compteur, donc la même incrémentation de la phase  $\theta_s$  de  $\frac{2\pi}{n}$ .

En mode alternateur, il suffit que les impulsions images de  $fr$  soient appliquées sur l'entrée « décomptage » du compteur.

#### Relation entre $N_m$ , n et p :

Chaque nouvelle impulsion issue du capteur incrémental, que nous appellerons « impulsions de rotation », signifie que l'axe de la machine a tourné de  $\frac{2\pi}{p N_m}$ , donc que l'angle  $\theta_s$  a augmenté de  $\frac{2\pi}{p N_m}$  et  $p\theta_s$  de  $\frac{2\pi}{N_m}$ . Par conséquent, il faut incrémenter  $\theta_s$  de cette quantité. Or, nous avons vu que l'incrémentait était de  $\frac{2\pi}{n}$ . Nous devons donc respecter la

$$\text{relation } \frac{2\pi}{n} = \frac{2\pi}{N_m}, \text{ c'est à dire } n = N_m.$$

Chaque impulsion issue du générateur de glissement à la fréquence  $kfr$ , que nous appellerons « impulsions de glissement », va engendrer la même incrémentation de  $\theta_s$ , soit une incrémentation de  $\frac{2\pi}{n} = \frac{2\pi}{N_m}$ . Il faut donc que la fréquence de ces impulsions soit égale à  $nfr$ . Ce qui signifie que « k » doit être égal à « n ».

En résumé, chaque impulsion issue du capteur incrémenté

$\theta_s$  de  $\frac{2\pi}{N_m}$  (figure 13).

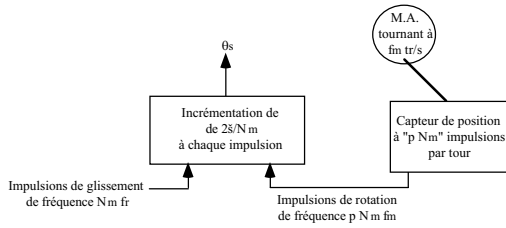


Fig. 13. Création des incréments de  $\theta_s$

On obtient :

$$f_s = \frac{1}{N_m} (N_m f_r + p N_m f_m) = f_r + p f_m \quad (4)$$

**B. Sauts de phase engendrés par l'autopilotage**

Dans notre application, le nombre de paires de pôles « p » vaut 5. La vitesse de rotation peut atteindre 6000 tr/mn, soit 100 tr/s. Par conséquent,  $p f_m$  peut atteindre 500 Hz quand la vitesse est maximale. La fréquence  $f_r$ , quant à elle, reste toujours inférieure à 15 Hz. Tant que la vitesse est faible, les incréments de phase arrivent à des rythmes comparables des deux origines. A vitesse élevée, il peut arriver un très grand nombre d'impulsions de rotation entre deux impulsions de glissement.

Prenons le cas où  $p N_m = 240$  impulsions par tour, soit  $N_m = 48$  échantillons par période de sinusoïde. Prenons également le cas extrême où la vitesse est de 6000 tr/mn (donc  $p f_m = 500$  Hz) alors que  $|f_r| = 10$  Hz. Les impulsions de glissement sont 50 fois moins fréquentes que celles de rotation, alors qu'une période de  $f_s$  est engendrée par 48 impulsions. L'effet du glissement n'agit donc que moins d'une fois par période. On comprend aisément que, dans ces conditions, le couple connaisse des ondulations comme le montre le tracé de la figure 14, qui correspond à ce point de fonctionnement. Sur ce tracé, nous avons simulé une alimentation par des tensions sinusoïdales idéales afin de ne pas faire intervenir l'effet de découpage. Les petits tirets verticaux sous les courbes des angles  $\theta_r$  et  $p\theta_m$  indiquent les instants de variation discontinue dus à l'échantillonnage.

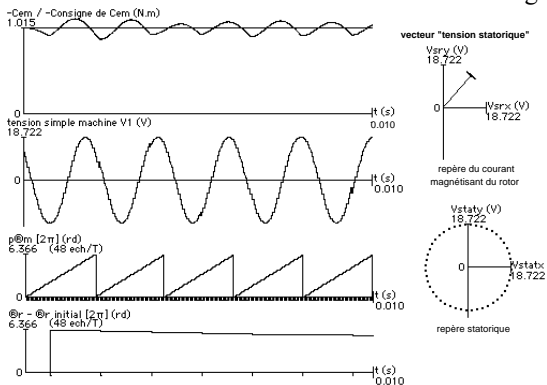


Fig. 14. Mode alternateur :  $p f_m = 500$  Hz,  $f_r = -10$  Hz et  $N_m = 48$  ech/T

Evidemment, si on augmente la résolution du capteur de position, on améliore le fonctionnement en terme

d'ondulations de couple électromagnétique. Sur la figure 15, le tracé correspond à une résolution de 96 ech/T (au lieu de 48) :

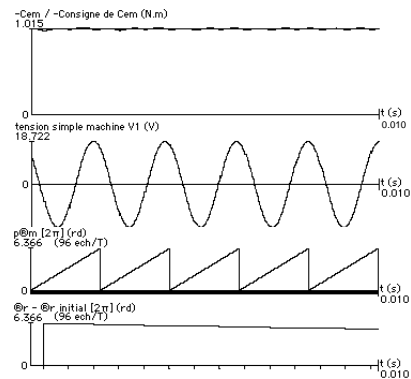


Fig. 15. Mode alternateur :  $p f_m = 500$  Hz,  $f_r = -10$  Hz et  $N_m = 96$  ech/T

L'inconvénient de cette stratégie est le coût. Le paragraphe suivant expose une méthode de réduction des sauts de phase.

**C. Réduction des sauts de phase engendrés par l'autopilotage**

Si nous voulons éviter ce défaut, il faut essayer de répartir plus régulièrement l'effet du glissement tout au long d'une période. On peut imaginer faire en sorte que les impulsions venant des deux sources n'aient pas le même poids. En effet, ce qui est onéreux, c'est la résolution du capteur solidaire de la machine. Par contre, il n'est pas excessivement luxueux d'augmenter la résolution de la sinusoïde. Ainsi, le but est qu'une impulsion de glissement incrémente  $\theta_s$  d'un angle  $\delta\theta_g$  moins élevé qu'une impulsion de rotation. Pour obtenir ce résultat, la sinusoïde est échantillonnée à «  $i \cdot n$  » échantillons par période. Une impulsion de glissement incrémente  $\theta_s$  d'un angle  $\delta\theta_g$  égal à  $\frac{2\pi}{i N_m}$  alors que chaque impulsion de rotation engendre un saut de phase «  $i$  » fois plus important :  $\delta\theta_m = \frac{2\pi}{N_m}$ . Par conséquent, la fréquence des impulsions de glissement doit être égale à «  $i \cdot N_m \cdot f_r$  » (figure 16).

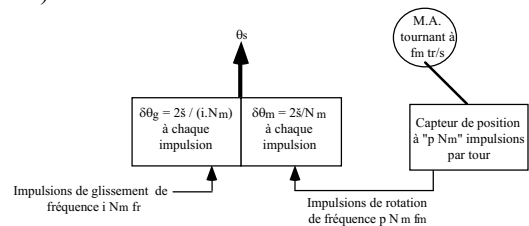


Fig. 16. Synoptique de réduction des sauts de phase

On obtient :

$$f_s = \frac{1}{i N_m} (i N_m f_r) + \frac{1}{N_m} (p N_m f_m) = f_r + p f_m \quad (5)$$

Les incréments de glissement sont ainsi fractionnés et «  $i$  » fois mieux réparties entre celles de rotation.

Nous constatons de ce fait qu'en maintenant la résolution du capteur à 48 points par période tout en augmentant le nombre d'échantillons de  $\theta_r$ , les ondulations de couple sont considérablement réduites (figure 17). Ce point de fonctionnement est le même qu'au paragraphe précédent, mais nous avons pris 240 échantillons par période pour  $\theta_r$ ,

soit « i » = 5.

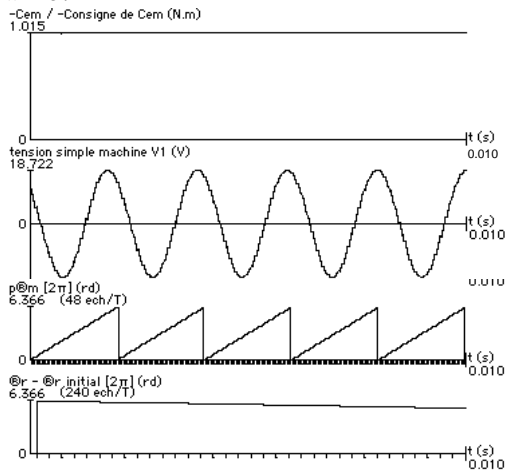


Fig. 17. Mode alternateur : i = 5

Même si nous descendons la résolution du capteur à 24 échantillons par période, le résultat est encore très bon (figure 18) :

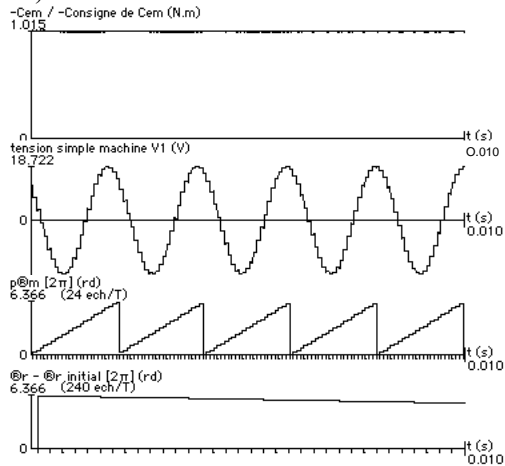


Fig. 18. Mode alternateur : i = 10

Dans cette section, nous avons montré qu'en dissociant la résolution des incréments de glissement et de rotation, on arrive à réduire les ondulations de couple, même avec un capteur de position plus rudimentaire.

### VI. CONCLUSION

Cet article expose nos investigations concernant l'influence de la précision du capteur de position. En premier lieu, nous avons détaillé la simulation qui a permis de confronter les résultats calculés aux résultats expérimentaux. Nous avons mis en évidence les gains de stabilité apportés

par un doublement de la résolution du capteur incrémental si nous gardons le principe d'autopilotage initial. Dans un second temps, une étude attentive et une modification du principe d'autopilotage a montré qu'il n'est pas indispensable d'accroître cette résolution et que nous pouvons même la réduire.

A présent, notre étude consiste à prendre en compte l'effet des acyclismes, ou variations instantanées de la vitesse. Les solutions envisagées permettent d'atténuer les oscillations de couple électromagnétique et de maîtriser le niveau de flux.

### QUELQUES REFERENCES

- [1] G. Altenberg, H. Schafer, and L. Wahner, « Modern aspects of high power automotive starter-alternator », in *1998 Proc. SPEEDAM*, pp. 19-23.
- [2] C. Plasse, M. Chemin, G. Lacamoire, Dr Eckart von Westerholt, « L'alternateur, du Stop & Go au groupe motopropulseur hybride », *Société des Ingénieurs Automobiles*, Palais des Congrès de Versailles, Novembre 2001.
- [3] J.M. Biedinger, G. Friedrich, J.P. Vilain, C. Plasse, « Etude de faisabilité d'un alternateur intégré - Comparaison des solutions asynchrone et synchrone à rotor bobiné, S.E.E., ENS Cachan, Février 1999.
- [4] G. Friedrich, « Comparative study between two AC brushless machines in automotive applications : the induction machine and wound rotor synchronous machine », *E.V.S.-15*, Bruxelles, Belgium, 1998.
- [5] G. Séguier, « L'électronique de puissance - Les fonctions de base et leurs principales applications », Dunod, Paris, 1990.
- [6] J.P. Caron, J.P. Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », *Méthodes et Pratiques de l'Ingénieur*, 1995.
- [7] W. Leonhard, « Control of Electrical Drives », 2<sup>e</sup> édition, Springer, Berlin, Germany, 1996.
- [8] B.K. Bose, « Power electronics and AC drives », *Prentice-Hall*, Englewood Cliffs, New Jersey, 1986.
- [9] P. Vas, « Vector Control of AC Machines », Oxford University Press, New York, 1994.
- [10] P. Ly, « Commande optimale de l'alternateur avec prise en compte de la saturation magnétique », thèse de doctorat en Contrôle des Systèmes soutenue au Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, Université de Technologie de Compiègne, 2003.
- [11] E. Milent, « Contribution à l'étude d'un actionneur asynchrone à contrôle vectoriel et de ses possibilités d'utilisation dans des applications embarquées », thèse de doctorat en Contrôle des Systèmes soutenue au Laboratoire d'Electromécanique, Université de Technologies de Compiègne, 1992.
- [12] A. Konieczka, J.P. Vilain, J.M. Biedinger, C. Plasse, S. Ly, « Simulation et optimisation de la commande d'un alternateur intégré asynchrone », *E. F. 2001* (Novembre), Nancy, France.
- [13] G. Asch, « Les capteurs en instrumentation industrielle », Dunod, Paris, 1998.
- [14] A. Konieczka, J.P. Vilain, S. Ly, C. Plasse, « Optimization of the control of an Integrated Starter Alternator using an induction machine - Mechanical sensor role », *I.C.E.M. 2002* (August), Brugge, Belgium.

CONTROL E	NOMBRE D'ECH/T	PMEC (W)	PELEC (W)	PJT (W)	τCEM (%)	η MOT (%)	PCOND (W)	PABS_OND (W)	PBAT (W)	η (%)
CH3	48	-1268,1	-1117,1	151	9,4	88,1	6,8	-1110,2	-1109,9	87,5
	96	-1269,6	-1118,6	151	8,9	88,1	6,8	-1111,8	-1111,7	87,6
CH2	48	-1296,5	-1138,7	157,8	15,9	87,8	7,1	-1131,6	-1135	87,5
	96	-1312,9	-1152,5	160,4	13,8	87,8	7,3	-1145,2	-1146,15	87,3

TBF	48	-1213,9	-1070,2	143,6	16,85	88,2	6,4	-1063,8	-1077,45	88,6
	96	-1238,9	-1093,7	145,1	4,7	88,3	6,6	-1087,2	-1085,4	87,6
TBARY	48	-1234,8	-1086,5	148,3	17,4	88	6,6	-1079,9	-1094,1	88,6
	96	-1249,9	-1102,8	147,1	4,2	88,2	6,7	-1096,2	-1095	87,6

TABLEAU 2. PRINCIPALES PERFORMANCES ; MODE ALTERNATEUR (1000 TR/MIN ; -1,3 kW)