

Amélioration de la commande vectorielle sans capteur : Méthode en ligne pour la compensation d'offset

L. Baghli, H. Razik, A. Rezzoug.

Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy

UPRES A - CNRS 7037

Faculté des sciences B.P. 239

54506 Vandœuvre-lès-Nancy

e-mail : baghli@green-uhp.u-nancy.fr

Résumé: Les problèmes posés par la commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique demeurent d'actualité comme en témoignent les publications les plus récentes [1]-[5]. Dans notre laboratoire, une équipe se penche non seulement sur de nouveaux outils pour l'identification et la commande (approche floue, neuronale) mais aussi sur l'amélioration de la commande sans capteur. Cet article concerne la mise au point d'une commande vectorielle directe par orientation du flux statorique. L'accent est mis sur des améliorations pratiques de la commande sans capteur mécanique grâce à l'introduction d'une méthode de compensation en ligne des offsets sur les signaux de f.e.m. et du flux. Il devient alors possible d'estimer les composantes du flux statorique sans avoir recours à des algorithmes complexes (observateur de Luenberger, EKF, MRAS). L'utilisation de bobines de mesure de f.e.m. permet de surcroît d'éviter l'introduction de la résistance statorique pour synthétiser la commande vectorielle. Des résultats expérimentaux sont présentés et montrent l'efficacité de la méthode proposée.

Mots clefs: Commande vectorielle, moteur asynchrone, sans capteur, offset.

I. INTRODUCTION

Durant ces 20 dernières années, d'important progrès en matière de commande vectorielle, surtout numérique, ont été réalisés [6]. On arrive donc à avoir une commande rapide et sûre. La commande indirecte par orientation du flux rotorique donne de très bons résultats [7]. Elle permet de contrôler le couple y compris à l'arrêt. A l'aide d'un encodeur incrémental, d'excellentes performances sont obtenues aussi bien en contrôle de couple que de vitesse. Le choix de certains types de régulateurs permet d'améliorer ces performances tout en gardant un temps de calcul acceptable [8]. Ces méthodes nécessitent cependant l'utilisation d'un capteur mécanique.

La demande en commande de machines tournantes sans capteur mécanique est devenue de plus en plus forte durant ces dernières années à cause des problèmes d'installation de ces capteurs. De plus, l'utilisation de ce capteur, sur une machine asynchrone tant réputée pour sa

robustesse, contribue à fragiliser le système et à en augmenter le coût.

Plusieurs méthodes de commande sans capteurs sont apparues. Elles ont d'ailleurs fait l'objet de d'articles généraux sur l'état de l'art [9]. On distingue d'abord celles basées sur une modification de la machine, comme l'utilisation d'une dissymétrie du rotor par l'injection d'un signal haute fréquence superposé aux signaux de commande de la machine [1], [4], [10]. Ensuite, pour les machines conventionnelles, on retrouve des algorithmes basés sur des modèles plus ou moins complexes [11]. Ces derniers requièrent beaucoup de temps de calcul sur des DSP de plus en plus sollicités. Ils sont de ce fait très dépendants des paramètres de la machine [9].

L'utilisation d'un estimateur simple du flux se heurte cependant à un problème majeur ; l'intégration en boucle ouverte. En effet, afin d'obtenir le flux statorique (dans le cas d'une commande vectorielle directe par orientation du flux statorique) [12] il convient de procéder au calcul suivant :

$$\begin{aligned}\varphi_{\alpha s} &= \int (V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s}) dt \\ \varphi_{\beta s} &= \int (V_{\beta s} - R_s I_{\beta s}) dt\end{aligned}\quad (1)$$

L'existence d'un offset, aussi petit qu'il soit, génère une rampe qui vient s'ajouter au signal flux. Cet effet est désastreux en commande puisque ces signaux ne conviennent plus pour calculer l'angle θ_s de la transformation de Park.

Cet estimateur nécessite, dans la reconstitution de la force électromotrice, la résistance statorique.

II. METHODE PROPOSEE

Nous proposons d'utiliser une méthode de compensation [13] que nous appliquons à une machine asynchrone à peine modifiée, qui dispose d'enroulements supplémentaires montés en α, β au stator, à proximité de

l'entrefer. Ces derniers permettent de mesurer directement la f.e.m. de la machine E_{α_s} et E_{β_s} .

Les signaux de f.e.m. sont calculés de la manière suivante :

$$\begin{aligned} E_{\alpha_s}[n] &= Factor_{\alpha_s} \cdot E_{\alpha_s\ mes}[n] - Offset_{\alpha_s} \\ E_{\beta_s}[n] &= Factor_{\beta_s} \cdot E_{\beta_s\ mes}[n] - Offset_{\beta_s} \end{aligned} \quad (2)$$

Le flux statorique est alors obtenu par intégration numérique sur une période d'échantillonnage :

$$\begin{aligned} \varphi_{\alpha_s}[n] &= \varphi_{\alpha_s}[n-1] + T_s \cdot E_{\alpha_s}[n] \\ \varphi_{\beta_s}[n] &= \varphi_{\beta_s}[n-1] + T_s \cdot E_{\beta_s}[n] \end{aligned} \quad (3)$$

En régime permanent, ces signaux sont sinusoïdaux et déphasés de 90° . La figure 1 illustre le fonctionnement de l'algorithme de compensation d'offset. On suit chaque

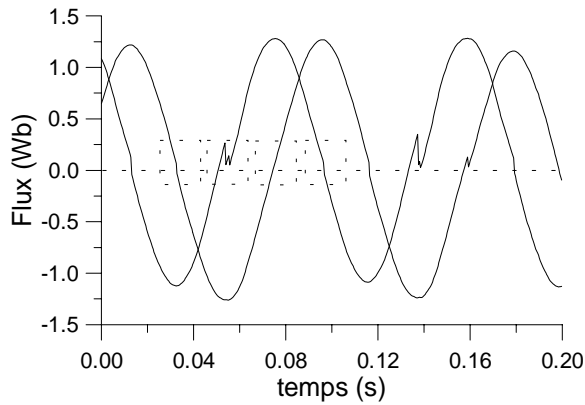


Figure 1 Signaux expérimentaux des flux φ_{α_s} et φ_{β_s} quand les offsets ne sont pas ajustés

signal en utilisant une fenêtre glissante. Quand un des signaux est à un extremum, l'autre doit être à zéro. L'idée majeure consiste à lui ôter cette valeur qui correspond à un offset. Ces corrections s'opèrent tout les quarts de période. On note cependant des changements brutaux et importants sur l'angle θ_s , issu du calcul. Afin d'éviter ce problème, nous mettons à jour les offsets ($Offset_{\alpha_s}$, $Offset_{\beta_s}$) correspondant aux signaux de f.e.m. (2). Lorsque les offsets atteignent leur valeur nominale, les corrections sur l'amplitude des signaux se font de façon beaucoup moins abruptes "Fig. 2".

Par ailleurs, afin de rendre ce contrôle vectoriel indépendant des paramètres de la machine, nous utilisons les signaux de f.e.m. directement issus de la mesure et non pas reconstitués à partir des courants et des signaux de commandes de référence de tension [3].

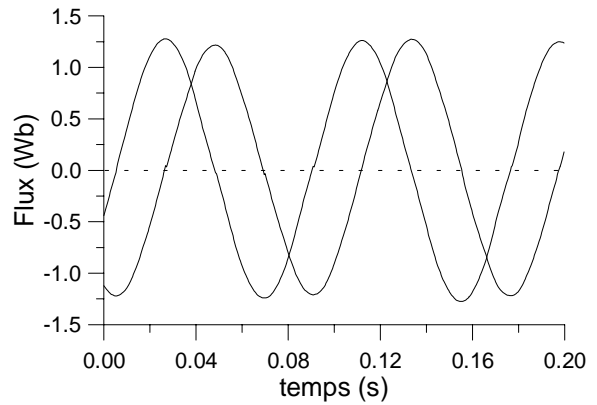


Figure 2 Signaux expérimentaux des flux φ_{α_s} et φ_{β_s} après que les offsets auto-ajustables aient atteint leurs valeurs nominales

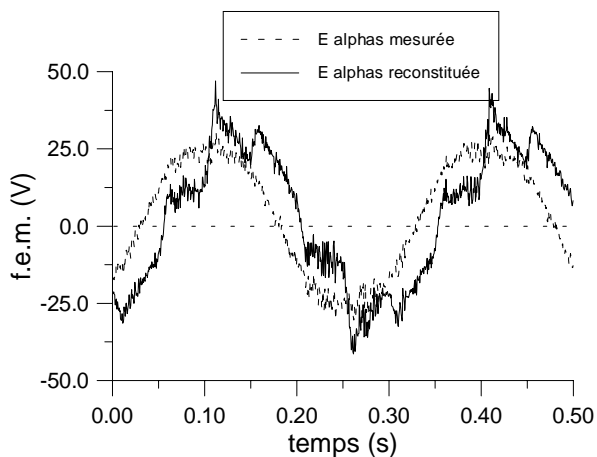


Figure 3 f.e.m. à 100 tr/mn

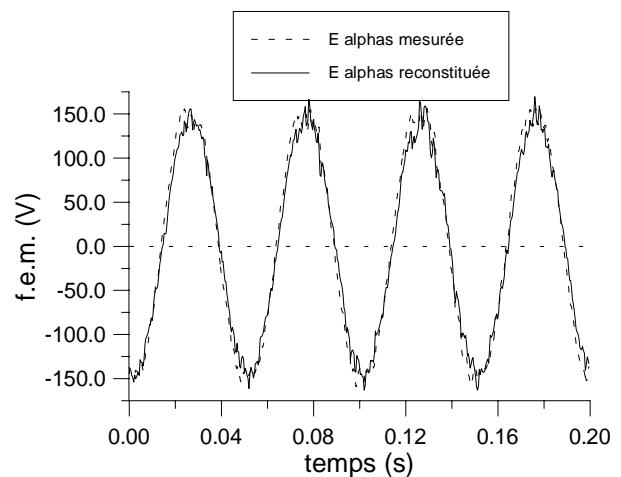


Figure 4 f.e.m. à 600 tr/mn

Les figures 3 et 4 montrent les différences sur l'allure des signaux ainsi que leur déphasage pour des vitesses de 100 et 600 tr/mn.

Plus la vitesse est faible (en fait la pulsation statorique) plus les signaux vont être bruités puisque leur amplitude devient faible. On peut également remarquer également le déphasage entre les signaux mesurés et ceux reconstitués. Il dépend essentiellement de la valeur de la résistance statorique utilisée. Ainsi, le schéma de contrôle développé ne requiert pas la connaissance de cette résistance.

Les figures 5 à 8 représentent la réponse du système suite à un échelon de vitesse de 50 à 600 tr/mn.

La machine est commandée suivant un schéma de contrôle vectoriel direct par orientation du flux statorique. Sa puissance est de 5.5 kW et elle est alimentée par un onduleur à IGBT fonctionnant en MLI à 10 kHz. Les programmes de régulation et de commande s'exécutent sur un couple de DSP TMS 320C31 et P14.

Suite à l'échelon de vitesse "Fig. 5", la composante I_{qs} du courant statorique augmente jusqu'à la valeur limitée par le contrôle afin d'appliquer le couple demandé "Fig. 6". On remarquera que durant les premières 50 ms, il subsiste un biais entre le courant I_{qs} et sa référence. Il est causé du fait de la non-utilisation de termes de découplage en tension entre les axes d et q . En effet, le temps de calcul nécessaire à leur calcul, dans le cas d'une orientation du flux statorique, est trop important en regard des performances qu'ils apportent. Ces termes n'interviennent que durant les grands changements de vitesse et sont compensés par l'action intégrale des régulateurs de courant.

Ces termes ne sont pas à confondre avec le courant de compensation (4), également appelé de découplage, qu'il faut ajouter au courant $I_{ds\ ref}$ dans le cas du contrôle vectoriel direct par orientation du flux statorique [11], [14].

$$I_{dqs} = \frac{\sigma\tau_r\omega_r I_{qs}}{1 + p\sigma\tau_r} \quad (4)$$

Le découplage entre les courants I_{ds} et I_{qs} introduit par la commande vectorielle est, quant à lui, parfaitement réalisé. Ceci est visible à travers les figures 6 et 7. En effet, durant les larges variations de I_{qs} , le courant I_{ds} n'est pas perturbé et suit toujours sa référence $I_{ds\ ref}$, constante dans cette zone de fonctionnement.

En figure 8 est représenté le flux statorique suivant ses deux composantes $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$. Les offsets ayant déjà atteint leur valeur nominale, les signaux de flux ne subissent pas

alors de distorsion et ils sont utilisés avec succès pour le calcul de l'angle de la transformation de Park.

III. EN BASSE VITESSE

Cependant, un problème particulier se pose en très basse vitesse. En effet, non seulement les signaux de f.e.m. sont faibles et bruités mais les flux ont alors une période (en régime permanent) qui devient très importante. Il en résulte que la correction ne peut plus s'effectuer de manière efficace et le contrôle vectoriel est perdu. Nous contourrons ce problème en nous basons sur une méthode introduite par Bose et al. [14].

L'idée est de passer en mode indirect quand le système décroche. Le problème est que, pour appliquer le contrôle vectoriel en mode indirect, il faut avoir recours à la vitesse de rotation de la machine. A basse vitesse, voir à vitesse nulle, l'estimation de celle-ci est entachée d'erreur. Nous supposons alors que la vitesse est nulle dans cette gamme de fonctionnement afin de calculer l'angle de Park. La pulsation statorique est alors égale à la pulsation rotorique donnée par :

$$\omega_r = \frac{L_s}{\tau_r} \cdot \frac{(1 + p\sigma\tau_r)I_{qs}}{\varphi_s - \sigma L_s I_{ds}} \quad (5)$$

Il peut être intéressant de ne pas utiliser le terme "dérivé" dans (5) afin de ne pas amplifier le bruit sur le courant I_{qs} et ne pas le reporter dans l'estimation de la vitesse.

Un relevé expérimental d'inversion de vitesse de - 200 à + 200 tr/mn est présenté sur les figures 9 à 11. A $t=0$ s s'opère l'ordre d'inversion. Auparavant, les flux étaient sinusoïdaux puis, le contrôle vectoriel est momentanément perdu ; les signaux de flux devenant non représentatifs "Fig. 9". On bascule alors sur le mode indirect. Les signaux de flux ne sont plus alors utilisés pour le calcul de l'angle de Park. Le calcul de la pulsation statorique provient alors de celui de la pulsation rotorique ; il n'y a pas de terme de vitesse qui intervient. Il en résulte un courant I_{qs} très important (16.5 A qui représente la valeur limite imposée par la commande) "Fig. 10". La vitesse de rotation croît alors. Puis, au bout d'une seconde, lorsque les flux reprennent une allure sinusoïdale et que les offsets sont proches de leur valeur nominale, nous imposons de nouveau le contrôle direct. Les flux $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$ sont, dans ces conditions, utilisés pour la synthèse de l'angle de Park. Pour la même pulsation statorique, le courant I_{qs} requis est alors beaucoup plus faible "Fig. 10".

On peut également remarquer que pendant le mode de fonctionnement direct, le flux est, en module, supérieur à sa valeur nominale "Fig. 9". Ceci est dû au courant de compensation (4) qui a une valeur forcément surestimée.

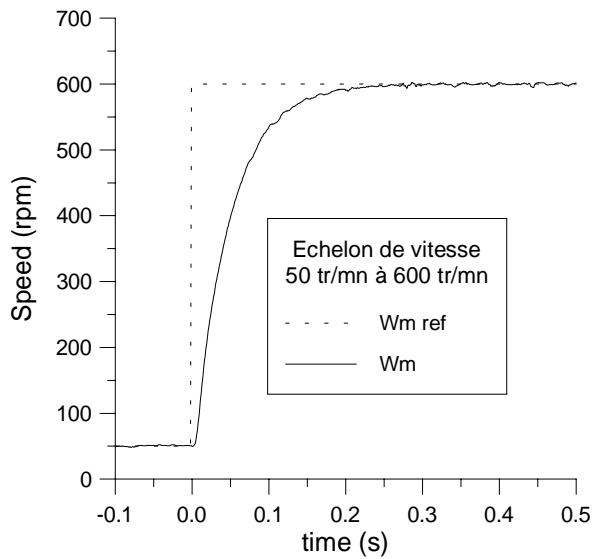


Figure 5 Vitesse de la machine

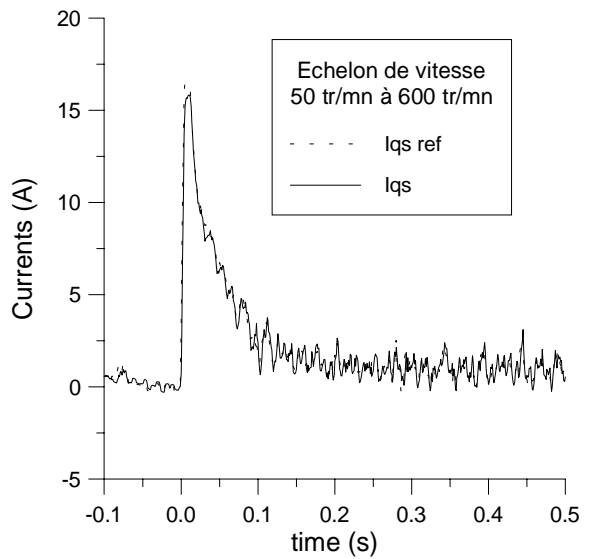


Figure 6 Courants $I_{qs\ ref}$ et I_{qs}

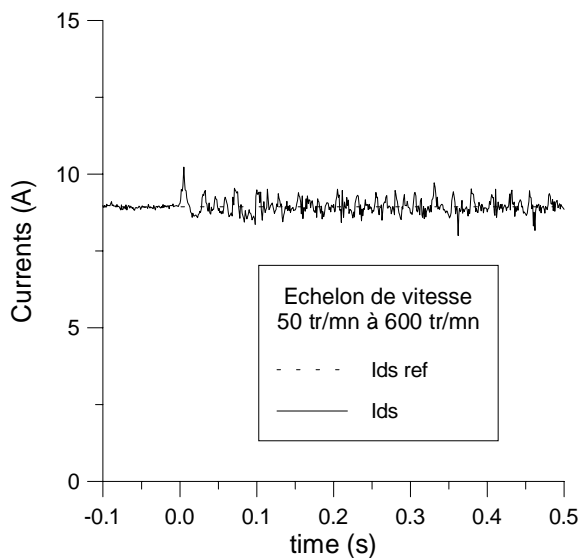


Figure 7 Courants $I_{ds\ ref}$ et I_{ds}

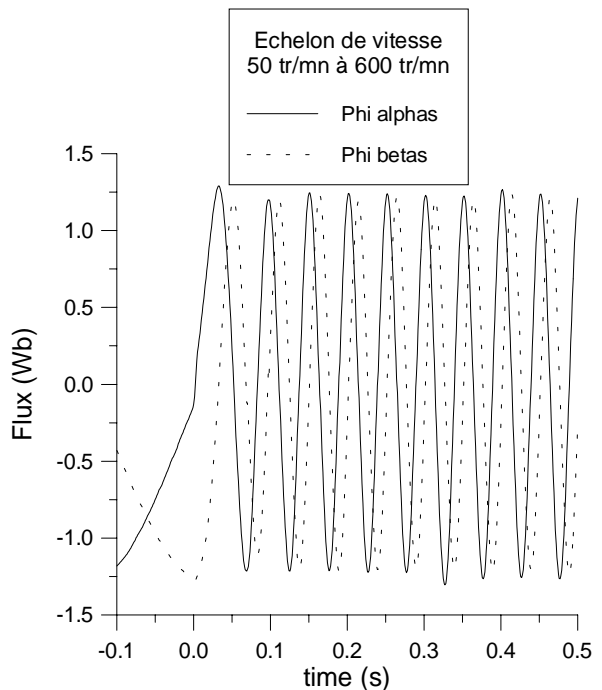


Figure 8 Flux $\phi_{\alpha s}$ et $\phi_{\beta s}$

La difficulté majeure de cette méthode réside dans le passage d'un mode à l'autre. L'algorithme de prise de décision en temps réel doit baser son choix sur plusieurs critères (valeur en module du flux statorique, durée pendant laquelle le mode indirect est activée avec une valeur de courant I_{qs} supérieure à un niveau fixé...). On s'évertue également à minimiser les oscillations et les

à-coups de couple durant ces transitoires par un choix judicieux de l'initialisation de l'angle θ , aux moments des transitions.

Le contrôle vectoriel présenté ne requiert la connaissance ni de la vitesse ni de la position du rotor pour une commande en couple. En revanche, le régulateur de vitesse utilisé ici, a pour entrée une mesure de vitesse.

Nous avons également développé un estimateur simple de vitesse afin d'obtenir une commande vectorielle avec régulation de vitesse sans capteur mécanique [11]. Nos travaux actuels concernent l'amélioration de cet estimateur pour rendre le contrôle plus fiable à très basse vitesse.

IV. CONCLUSION

Nous avons proposé, à travers cet article, une méthode pour une commande en couple sans capteur mécanique. Cette approche repose sur l'amélioration d'une estimation simple des composantes en α, β du flux statorique. Par

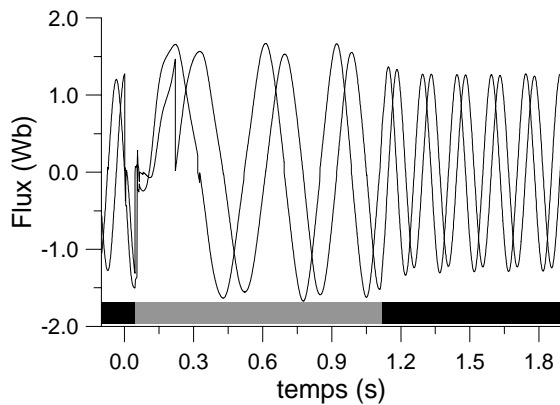


Figure 9 Flux $\phi_{\alpha s}$ et $\phi_{\beta s}$

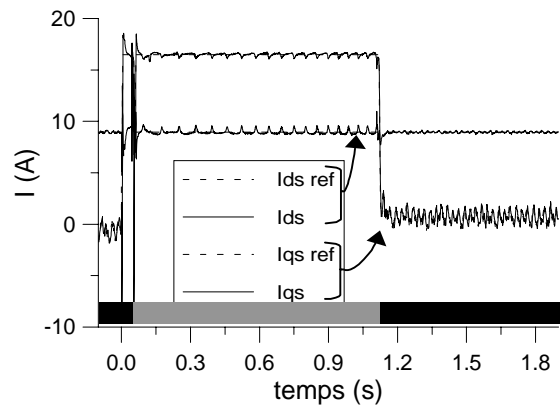


Figure 10 Courants I_{ds} et I_{qs}

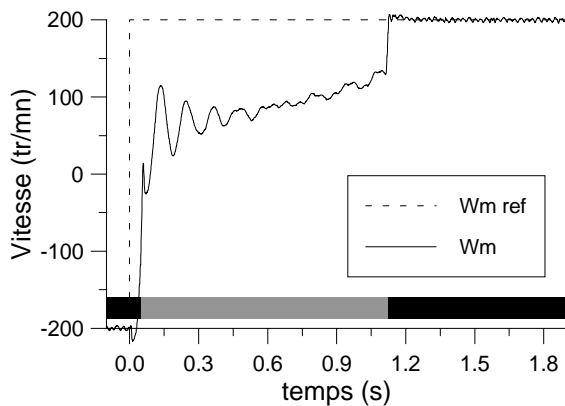


Figure 11 Vitesse

V. REFERENCES

- [1] Cilia, J.; Asher, G. M.; Bradley, K. J.; Sumner, M., "Control of a shaft-sensorless position induction motor using an asymmetric outer-section cage," in *Proc. EPE'97*, Trondheim, Norway, 8-10 September 1997, vol. 4, pp. 4.486-4.491.
- [2] Vranka, P.; Griva, G.; Profumo, F., "Practical improvement of a simple V-I flux estimator for sensorless F.O. controllers operating in the low speed region," in *Proc. IECON'98*, Aachen, Germany, 31 Aug. – 4 Sept. 1998, pp. 1615-1620.
- [3] Baghli, L.; Razik, H.; Rezzoug, A., "A stator flux oriented drive for an induction motor with extra (α, β) coils," in *Proc. IECON'98*, Aachen, Germany, 31 Aug. – 4 Sept. 1998, vol. 4, pp. 2522-2526.
- [4] Holtz, J., "Sensorless position control of induction motors - an emerging technology," *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 45, n°6, Dec. 1998, pp. 840-852.
- [5] Hurst, K., D.; Habetler, T. G.; Griva, G.; Profumo, F., "Zero-speed tachless IM torque control : simply a matter

l'introduction d'un algorithme de compensation en ligne des offsets inhérents à toute mesure, nous avons rendu robuste le contrôle vectoriel par orientation du flux statorique d'une machine asynchrone. De plus, l'utilisation de bobines de mesure de f.e.m. simplement insérées à l'intérieur de la machine ne nécessite plus la connaissance de la résistance statorique. Le schéma de passage du mode direct en mode indirect et inversement permet de surcroît une utilisation du contrôle en très basse vitesse et à l'arrêt.

- of stator voltage integration," *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 34, n°4, Jul./Aug. 1998, pp. 790-795.
- [6] Leonhard, W., "30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled AC-drives, a review," (Part 1), *EPE Journal*, XXXIX, vol. 1, no. 1, July 1991, pp. 13-20.
- [7] Baghli, L.; Razik, H.; Rezzoug, A., "A field oriented control method using decoupling terms for induction motors," *EPE Electric Drive Design and Applications*, Nancy 4-6 June 1996, pp. 147-151.
- [8] Baghli, L.; Razik, H.; Rezzoug, A., "Neuro-fuzzy controller in a field oriented control for induction motors," *EPE'97*, 8-10 Sept. 1997, Trondheim, Norway, vol. 2, pp. 2.444-2.448.
- [9] Rajashekara, K.; Kawamura, A.; Matsuse, K., *Sensorless Control of AC Motor-Drives*, IEEE PRESS, 1996.
- [10] Jansen, P. L.; Lorenz, R. D., "Transducerless field orientation concepts employing saturation-induced saliencies in induction machines," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, vol. 32, n°6, Nov./Dec. 1996, pp. 1380-1393.
- [11] Baghli, L., "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, janvier 1999.
- [12] Xu, X.; Novotny, D. W., "Implementation of direct stator flux orientation control on a versatile DSP based system," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, vol. 27, no. 4, 1991, pp. 694-700.
- [13] Dodds, S. J.; Vittek, J., "Magnetic Flux Estimator with Automatic Correction of Drift Distortion," *The Scientific Works and Studies of the University of Zilina*, Electrotechnical Series, 1998, Slovak Republic, vol. 22, pp. 5-15.
- [14] Bose, B. K.; Simões, M. G.; Crecelius, D. R.; Rajashekara, K.; Martin, R., "Speed sensorless hybrid vector controlled induction motor drive," *IEEE IAS Ann. Mtg.*, 1995, pp. 137-143.