



HAL
open science

Contrôle DTC à fréquence fixe appliqué à une MSAP avec minimisation des oscillations du couple

Hocine Ziane, Jean-Marie Rétif, Toufik Rekioua

► **To cite this version:**

Hocine Ziane, Jean-Marie Rétif, Toufik Rekioua. Contrôle DTC à fréquence fixe appliqué à une MSAP avec minimisation des oscillations du couple. *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2008, 33 (3/4), pp.183-189. hal-00391075

HAL Id: hal-00391075

<https://hal.science/hal-00391075>

Submitted on 3 Jun 2009

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.

Contrôle DTC à fréquence fixe appliqué à une MSAP avec minimisation des oscillations du couple

Fixed-switching-frequency DTC control for PM synchronous machine with minimum torque ripples

H. Ziane, J.M. Retif et T. Rekioua*

Dans cet article, on présente une méthode de contrôle direct de couple (DTC : *direct torque control*) à fréquence fixe appliquée à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Dans cette méthode, le vecteur de tension est généré à partir des composantes du vecteur d'accroissement du flux statorique dans le repère (α, β) . On présente aussi un algorithme de commande basé sur un calcul prédictif afin de réduire l'effet du temps de calcul sur la position du flux statorique. La réalisation pratique de cette méthode dans le cas d'une MSAP, qui s'affranchit des correcteurs à hystérésis, est simple et ne nécessite pas de filtrage. Les résultats de simulation et expérimentaux montrent que cette méthode proposée permet une réduction des oscillations du couple électromagnétique et une bonne réponse dynamique.

In this paper, fixed-frequency direct torque control (DTC) of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) is presented. In this method, the stator voltage vector is generated according to the increase stator flux components in the stationary frame (α, β) . A control algorithm based on predictive control to reduce the effect of the computing time on the stator flux vector position is also presented. The implementation of this method in the case of a PMSM, which is done without hysteresis regulators, is simple and does not require any filter. Simulation and experimental results show that the proposed method reduces the torque ripple while achieving a good dynamic response.

Mots clés / Keywords: amélioration du temps de calcul; DTC à fréquence fixe; minimisation des oscillations du couple; SVM technique; vecteur d'accroissement du flux statorique / fixed-frequency DTC; improvement of the computing time; increase stator flux vector; minimum torque ripple; SVM technique

I Introduction

Dans les structures classiques du contrôle direct de couple (DTC : *direct torque control*) utilisant les régulateurs à hystérésis, la fréquence de commutation est variable, causant des oscillations du couple électromagnétique [1]–[2]. En plus, l'implantation pratique nécessite de grandes fréquences de calcul. Plusieurs contributions ont été proposées afin de pallier ces problèmes; on cite des contrôleurs PI (*proportional-integral*) [3]–[4], des régulateurs à hystérésis à bandes variables [5] et des techniques de logique floue [6]. Ces techniques de contrôle donnent généralement des configurations complexes. Dans la méthode de contrôle hybride [7], on se propose d'utiliser des modèles de l'ensemble convertisseur-machine pour déterminer les états de commutation optimaux. Dans [8] et [9] l'instant de commutation optimisé est calculé suivant une loi de minimisation des oscillations du couple, mais la réalisation est plus compliquée et nécessite beaucoup de commutations. On utilise aussi les techniques de modulation vectorielle (SVM : *space vector modulation*) dans le contrôle DTC [3], [10]–[18] dans le but de réduire les oscillations du couple et du flux en agissant sur les vecteurs d'état. Cela simplifie les structures de contrôle et la fréquence de commutation est fixée par la technique SVM utilisée. Dans [11]–[18] cette technique est appliquée dans le cas des machines synchrones à aimants permanents (MSAP).

Le contrôle DTC à fréquence fixe ne possédant plus de correcteurs à hystérésis, cela relâche considérablement les contraintes des temps de calcul. En outre, cette méthodologie reposant sur un calcul explicite de la commande pour satisfaire à l'objectif de couple, les oscillations de celui-ci sont considérablement réduites.

Dans ce travail, nous présentons une méthode de DTC à fréquence fixe, dont l'algorithme de commande utilise une technique de calcul des commutations basée sur la représentation vectorielle des vecteurs d'accroissement du flux dans le plan (α, β) [16]–[18]. Nous nous intéressons aussi à l'influence du temps de calcul sur les performances de la commande et nous proposons un moyen d'en réduire les altérations. Ce contrôle a été implanté avec une carte DSPACE 1104. Des résultats de simulation et expérimentaux sont présentés et discutés.

II Modèle d'une machine synchrone à aimants permanents

Il est usuel de projeter les grandeurs triphasées dans un repère diphasé qui est soit fixe par rapport au stator (repère (α, β)) ou lié au champ tournant (repère (d, q)).

Nous avons opté pour le repère (d, q) avec une transformation de Park normée permettant la conservation des puissances. Le régime dynamique de la machine synchrone est donné par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_{sq}, \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_{sd}. \end{cases} \quad (1)$$

*H. Ziane est au Département de génie électrique, Université de Béjaïa, Béjaïa, Algérie, et à AMPERE-INSa (UMR CNRS 5005), France. Courriel : hocine.ziane@insa-lyon.fr. J.M. Retif est à AMPERE-INSa (UMR CNRS 5005), France. Courriel : jean-marie.retif@insa-lyon.fr. T. Rekioua est au Département de génie électrique, Université de Béjaïa, Béjaïa, Algérie. Courriel : to.reki@yahoo.fr.

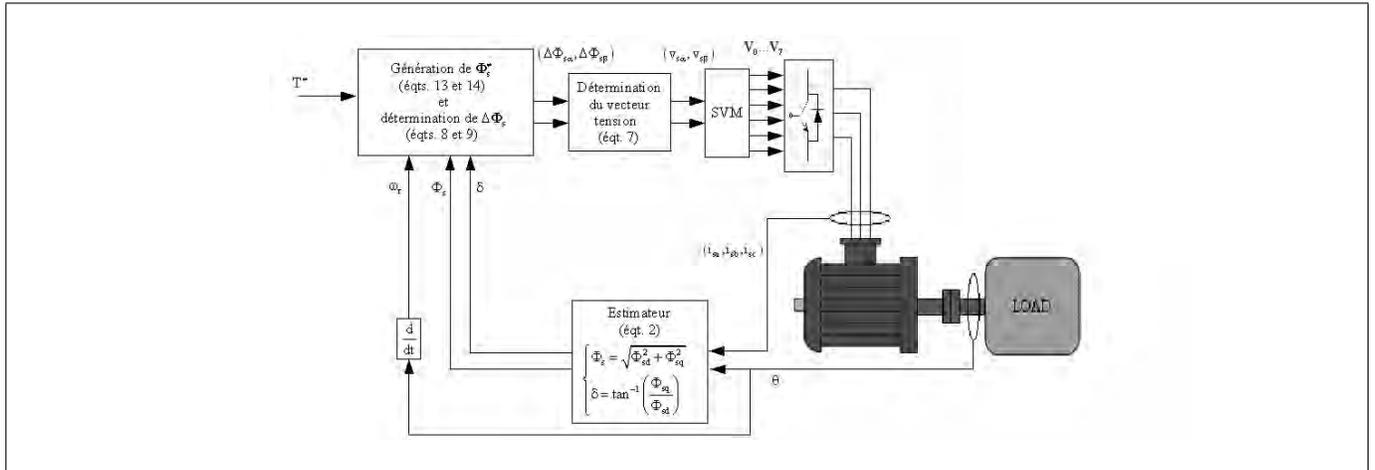


Figure 1 : Schéma du contrôle DTC à fréquence fixe.

Les composantes du flux statorique sont :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_d \cdot i_{sd} + \Phi_f, \\ \Phi_{sq} = L_q \cdot i_{sq}. \end{cases} \quad (2)$$

Le couple électromagnétique s'écrit :

$$T = p \cdot \frac{1}{L_q} \cdot \Phi_f \cdot \Phi_s \cdot \sin \delta \quad (3)$$

avec :

$$\sin \delta = \frac{\Phi_{sq}}{\Phi_s}. \quad (4)$$

La relation (3) exprime que le couple peut être contrôlé par l'amplitude du flux statorique Φ_s et l'angle δ .

III Description du contrôle DTC à fréquence fixe

Le couple électromagnétique tout comme le flux statorique sont calculés à partir des variables statoriques et ils peuvent être contrôlés par la sélection des configurations de commutation de l'onduleur [16]–[18].

La figure 1 présente le schéma d'un contrôle DTC à fréquence fixe.

Sur cette figure, on détermine d'abord la référence du vecteur flux statorique à partir de la référence du couple électromagnétique. Avec les valeurs des flux statoriques estimé (Φ_s, δ) et de référence (Φ_s^*, δ^*), on calcule le vecteur d'accroissement du flux statorique $\Delta\Phi_s$. Les composantes du vecteur $\Delta\Phi_s$ permettent de déterminer celles du vecteur de tension, pour lequel on utilise un choix des commutations issues de la modulation vectorielle (SVM). Le flux estimé est déterminé à partir des courants statoriques en passant par les composantes de Park des courants. Dans ce contrôle, la grandeur de sortie est le vecteur de tension appliqué à l'onduleur durant chaque période de commutation.

Le vecteur flux statorique est tiré de la relation suivante :

$$\mathbf{V}_s = R_s \cdot \mathbf{I}_s + \frac{d\Phi_s}{dt}. \quad (5)$$

En négligeant le terme résistif, nous déduisons que :

$$\Phi_s \approx \Phi_{s0} + \int \mathbf{V}_s dt, \quad (6)$$

Φ_{s0} étant le vecteur flux statorique initial.

Si nous considérons une période d'échantillonnage T_e , le vecteur de tension appliqué à la machine est quasiment le même. Par conséquent, on peut écrire :

$$\Phi_s(k+1) = \Phi_s(k) + \mathbf{V}_s \cdot T_e \Rightarrow \Delta\Phi_s = \mathbf{V}_s \cdot T_e. \quad (7)$$

III.A Détermination de $\Delta\Phi_s$

Le calcul se fait dans le repère (α, β) et consiste à imposer un vecteur de référence du flux statorique Φ_s^* . On exprime la consigne du flux statorique à l'instant $(k+1) \cdot T_e$ et le flux estimé à l'instant $(k) \cdot T_e$. Le vecteur d'accroissement du flux statorique $\Delta\Phi_s$ s'exprime entre deux instants d'échantillonnage. La figure 2 illustre la position du vecteur $\Delta\Phi_s$ et le calcul de ses composantes ($\Delta\Phi_{s\alpha}, \Delta\Phi_{s\beta}$). On a :

$$\Delta\Phi_{s\alpha\beta}(k, k+1) = \Phi_{s\alpha\beta}^*(k+1) - \Phi_{s\alpha\beta}(k). \quad (8)$$

Le module et la phase du vecteur de référence Φ_s^* à l'instant $(k+1) \cdot T_e$ sont déterminés comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_s^*(k+1) = \Phi_s^*(k), \\ \delta^*(k+1) = \delta^*(k) + \omega_r \cdot T_e. \end{cases} \quad (9)$$

Le calcul du vecteur de référence Φ_s^* à l'instant $(k) \cdot T_e$ est détaillé dans la section III.B.

III.A.1 Cas particulier du régime d'équilibre

Quand le régime d'équilibre est atteint, comme c'est montré sur la figure 3, on obtient la situation suivante :

$$\begin{cases} \Phi_s(k) = \Phi_s^*(k), \\ \delta(k) = \delta^*(k). \end{cases} \quad (10)$$

Par conséquent, on a la relation :

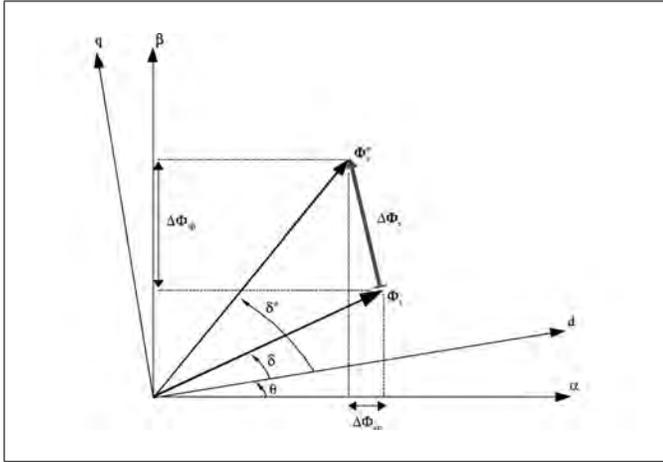
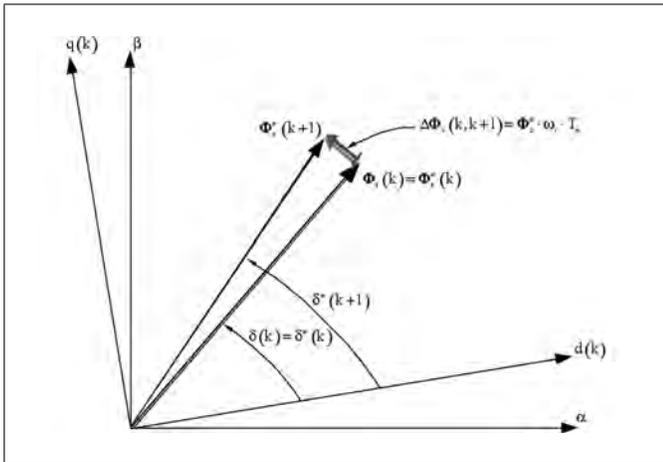
$$\Delta\Phi_s(k, k+1) = \Phi_s^*(k) \cdot \omega_r \cdot T_e. \quad (11)$$

III.A.2 Application de la modulation SVM

Pour déterminer les états de l'onduleur et leurs durées d'application, nous avons utilisé une technique de modulation vectorielle. Ainsi, une combinaison de trois vecteurs, deux actifs et un nul, est appliquée durant chaque période d'échantillonnage pour éviter des distorsions de la modulation [16]. La figure 4 illustre l'application de cette technique de calcul des commutations.

Il faut cependant ne pas dépasser la valeur maximale du vecteur $\Delta\Phi_s$, qui est donnée par :

$$\Delta\Phi_{s\max} = V_{s\max} \cdot T_e. \quad (12)$$


 Figure 2 : Détermination du vecteur d'accroissement $\Delta\Phi_s$.

 Figure 3 : Position du vecteur d'accroissement $\Delta\Phi_s$ au régime d'équilibre.

Pour un montage étoile de l'onduleur, on a $V_{s\max} = E/\sqrt{2}$, où E est la valeur de la tension continue d'entrée de l'onduleur.

La période de calcul T_e fixe l'accroissement du flux statorique. Les valeurs faibles de T_e limitent à chaque pas de calcul l'excursion du flux, mais cela n'altère en rien la dynamique du couple. En effet, si par exemple nous réduisons de moitié T_e , il faudra deux fois plus de périodes pour atteindre la valeur de référence, mais le transitoire aura la même durée.

III.B Génération de la référence du vecteur flux statorique

On utilise dans ce travail une stratégie pour le calcul des composantes de la référence du vecteur flux statorique [16]–[17]. Dans le cas de la MSAP, le choix des courants de référence (i_{sd}^\neq, i_{sq}^\neq) qui correspond à un minimum des pertes Joule est simple. On pose :

$$\begin{aligned} i_{sd}^\neq &= 0, \\ i_{sq}^\neq &= \frac{T}{p \cdot \Phi_f} \end{aligned} \quad (13)$$

et :

$$\begin{aligned} \Phi_s^\neq &= \sqrt{\Phi_{sd}^{\neq 2} + \Phi_{sq}^{\neq 2}}, \\ \delta^\neq &= \tan^{-1} \left(\frac{\Phi_{sq}^\neq}{\Phi_{sd}^\neq} \right) \end{aligned} \quad (14)$$

où Φ_{sd}^\neq et Φ_{sq}^\neq sont déduits à partir de la relation (2).

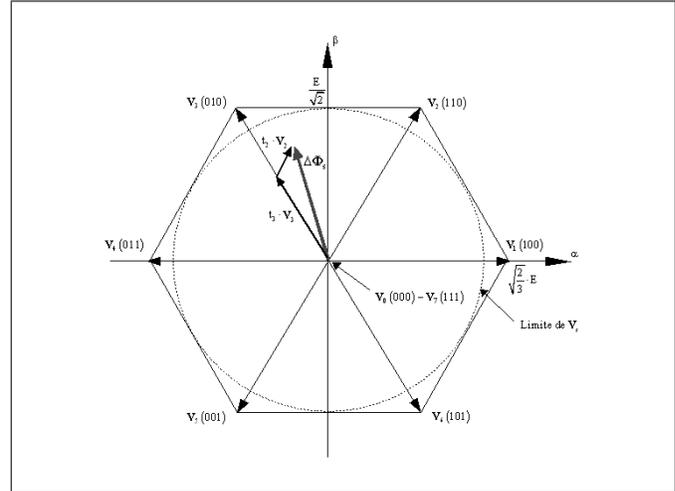


Figure 4 : Application de la modulation vectorielle.

Tableau 1

Paramètres de la MSAP

Paramètre	Valeur
P_N	1.6 kW
U_N	380 V
T_N	5.22 N·m
E	300 V
I_{sN}	6 A
f_N	150 Hz
Ω_N	3000 tr/min
R_s	2.06 Ω
$L_d = L_q$	0.00915 H
p	3
Φ_f	0.29 Wb

IV Simulation numérique avec prise en compte de l'effet du temps de calcul

Des résultats de simulation dans le cas du contrôle DTC à fréquence fixe appliqué à une MSAP sont présentés. Les paramètres de la MSAP sont donnés dans le tableau 1. Ces résultats sont obtenus avec le logiciel MATLAB/Simulink et une période d'échantillonnage de 200 μ s. On a procédé à une variation du courant de référence i_{sq}^\neq de -6 A à 6 A ($i_{sd}^\neq = 0$ A) et en retardant l'application de la commande d'une période d'échantillonnage. Les figures 5(a) et 5(b), représentant les composantes d - q du courant statorique et leurs références, montrent d'importantes oscillations, notamment au régime transitoire. Ces résultats de simulation indiquent une sensibilité de l'algorithme de contrôle au temps de calcul. Il est donc nécessaire de compenser l'effet de ce retard. Il existe cependant une erreur statique qui est principalement due aux temps morts inhérents au fonctionnement du convertisseur.

On considère le temps de calcul, de valeur $\mu \cdot T_e$, inférieur à une période d'échantillonnage, par conséquent :

$$0 < \mu \leq 1. \quad (15)$$

Durant ce temps de calcul, l'évolution du vecteur flux statorique est régie par les équations électriques de la machine. Nous définissons le vecteur flux statorique à des instants différents :

$\Phi_s(k)$: vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage $(k) \cdot T_e$.

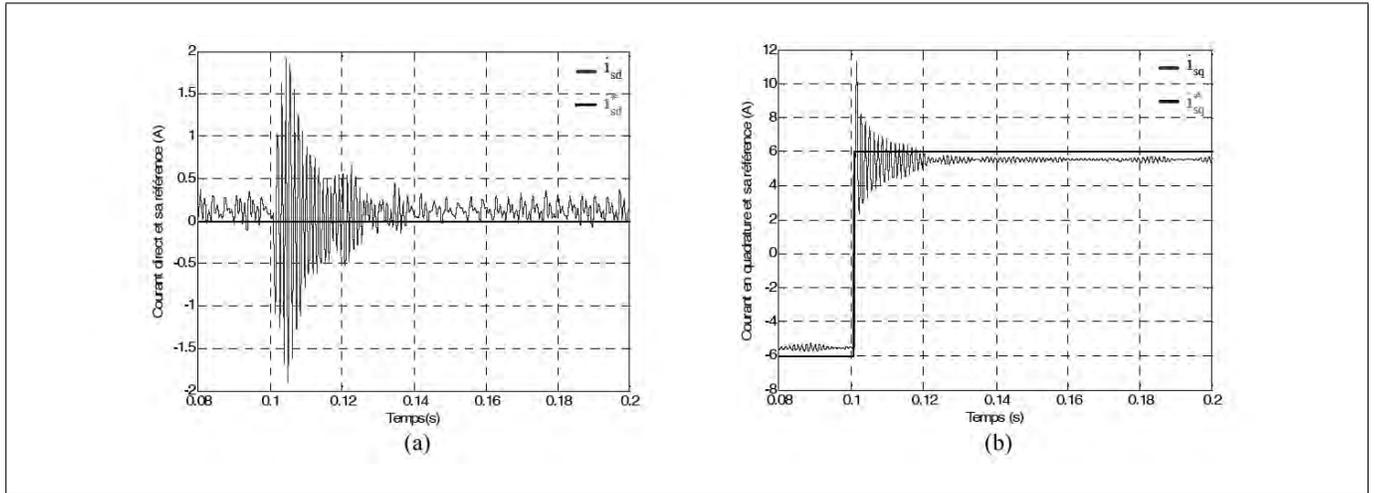


Figure 5: (a) Courants i_{sd} et i_{sd}^* (simulation). (b) Courants i_{sq} et i_{sq}^* (simulation).

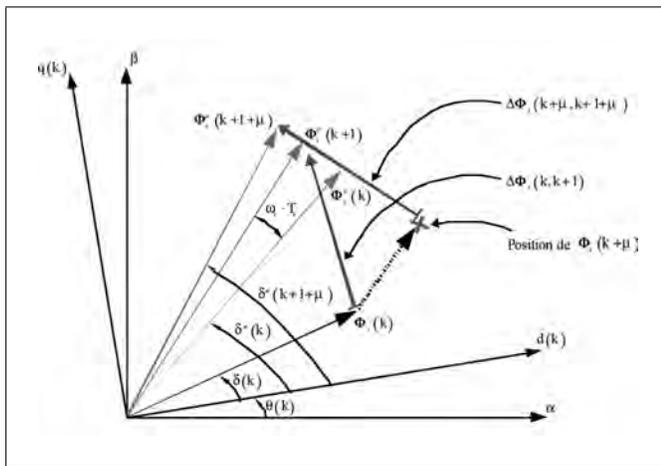


Figure 6: Effets du temps de calcul sur la position de Φ_s .

$\Phi_s(k+1)$: vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage suivant $(k+1) \cdot T_e$.

$\Phi_s(k+\mu)$: vecteur flux statorique à l'instant $(k+\mu) \cdot T_e$. C'est la valeur du flux statorique tenant compte du temps de calcul $\mu \cdot T_e$.

Comme c'est montré sur la figure 6, on obtient la valeur prédictive du vecteur flux statorique par :

$$\Phi_s(k+\mu) = \Phi_s(k) + [\mathbf{V}_s(k-1) - R_s \cdot \mathbf{I}_s(k)] \cdot (\mu \cdot T_e). \quad (16)$$

Par conséquent, le vecteur $\Delta\Phi_s$ devient :

$$\Delta\Phi_s(k+\mu, k+1+\mu) = \Phi_s^*(k+1+\mu) - \Phi_s(k+\mu). \quad (17)$$

Dans ce travail, nous utilisons les relations (16) et (17) pour déterminer la valeur prédictive de commande sur une période d'échantillonnage, au-delà du temps de calcul, en prenant $\mu = 1$. Sur la figure 6, on voit l'influence du temps de calcul sur la position du vecteur flux statorique Φ_s , et par conséquent sur le vecteur d'accroissement $\Delta\Phi_s$.

Pour compenser le retard créé par le temps de calcul sur la commande, il suffit de prendre le vecteur d'accroissement entre le flux estimé et de référence aux instants $(k+\mu) \cdot T_e$ et $(k+1+\mu) \cdot T_e$ au lieu des instants $(k) \cdot T_e$ et $(k+1) \cdot T_e$. Pour plus de simplification, et en supposant ce retard inférieur à une période d'échantillonnage, on calculera le vecteur d'accroissement aux instants $(k+1) \cdot T_e$ et $(k+2) \cdot T_e$.

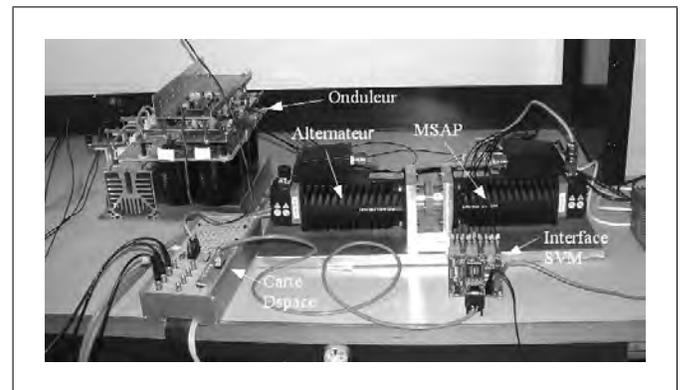


Figure 7: Banc d'essai.

V Réalisation pratique

Pour passer à la validation pratique, on utilise un banc d'essai muni d'une carte numérique DSP1104. Les différents éléments constituant le banc d'essai sont représentés sur la figure 7. Les résultats expérimentaux sont réalisés sur une machine synchrone à aimants permanents de 1.6 kW, équipée d'un capteur incrémental de position à 4096 points et trois capteurs pour la mesure des courants. Une autre machine identique est utilisée pour générer le couple de charge. L'onduleur triphasé, avec une tension d'alimentation de 0–350 V, permet de commuter des courants d'une trentaine d'ampères. Des fibres optiques sont utilisées comme interface entre les signaux de commande de l'onduleur et la carte DSP. Les fréquences d'échantillonnage et de la modulation SVM sont fixées à 200 μ s.

On présente, ci-après, des résultats avec la compensation de l'effet du temps de calcul pour étudier la dynamique du couple et les performances du système.

V.A Régime transitoire

Les résultats expérimentaux sont visualisés à l'aide de l'interface *Control Desk* de la carte DSP1104 avec une période de calcul de 200 μ s. Pour un couple nominal de 5.22 N·m, la consigne de courant est de 6 A. Nous comparons sur les figures 8 et 9 les résultats de simulation et expérimentaux pour une inversion du couple nominal. Sur ces figures, représentant respectivement le couple et les composantes d - q du courant statorique, on remarque une réponse très rapide de l'ordre de 600 μ s (figures 8(a) et 9(a)) avec de très faibles oscillations résiduelles. On note aussi que le temps de stabilisation en pratique est légèrement plus élevé qu'en simulation.

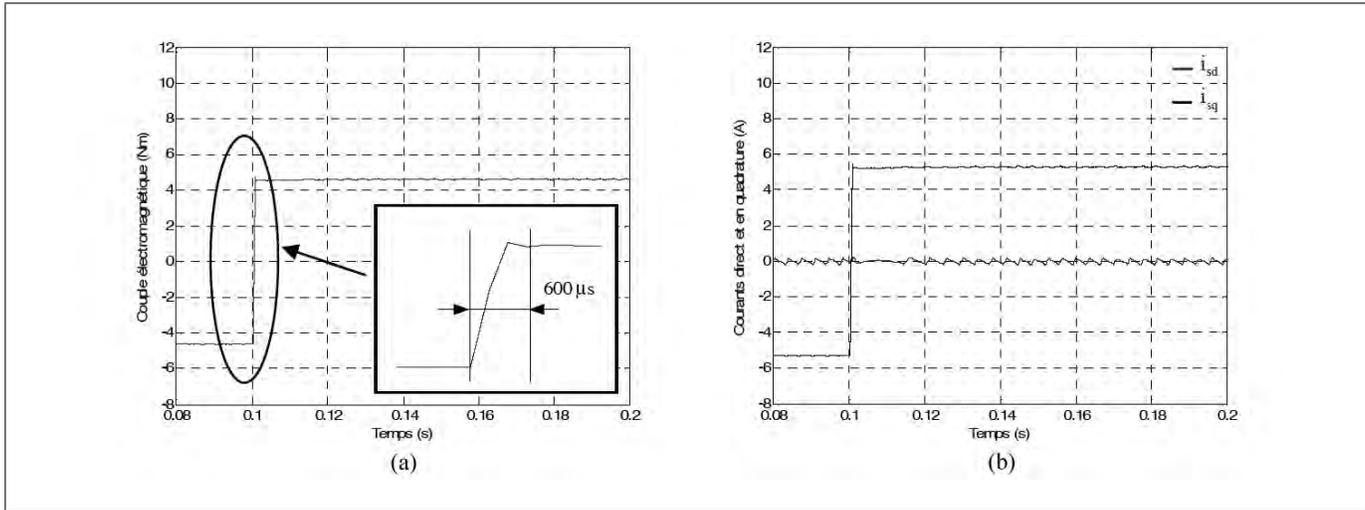


Figure 8 : (a) Dynamique du couple (simulation). (b) Réponses de i_{sd} et i_{sq} (simulation).

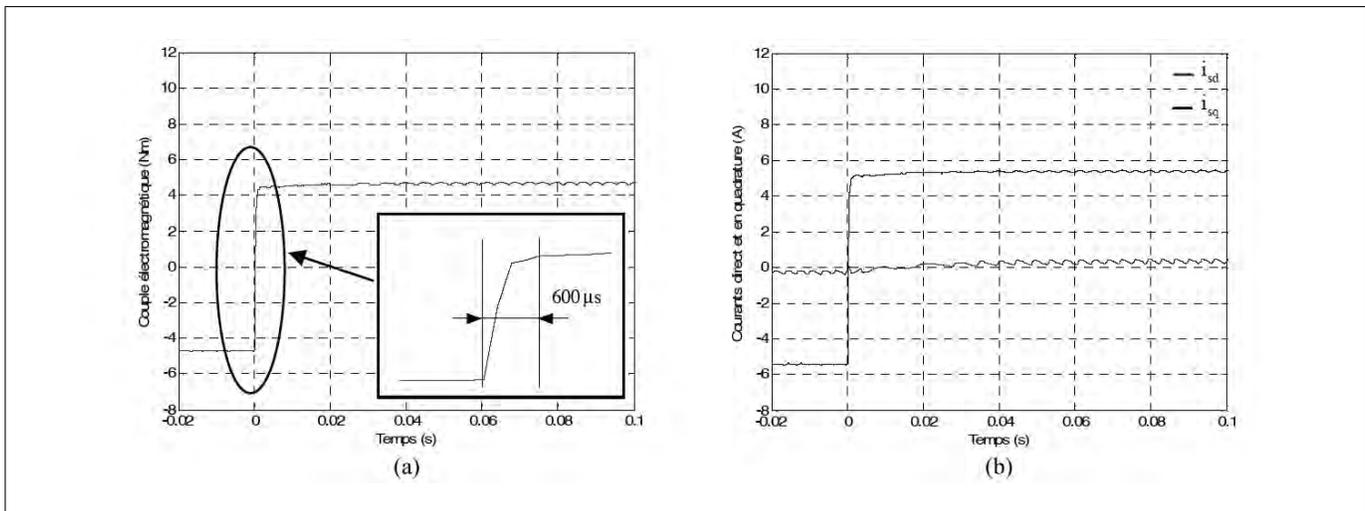


Figure 9 : (a) Dynamique du couple (expérimentation). (b) Réponses de i_{sd} et i_{sq} (expérimentation).

Cette grande vélocité et les faibles oscillations du couple sont dues au fait que notre méthode de commande directe du couple conduit à un calcul explicite des tensions à appliquer au moteur. Nous pouvons cependant remarquer, sur les figures 8(b) et 9(b), une légère erreur statique sur le courant i_{sq} et donc sur le couple. Ici, le temps mort de $3 \mu s$ vis-à-vis du pas de calcul conduit à des erreurs statiques de 10 %. La comparaison des résultats expérimentaux et de simulation corrobore cette hypothèse. En outre, la très bonne poursuite des courants i_{sd} et i_{sq} conduit à une inversion du couple sans surintensité des courants triphasés.

V.B Régime permanent

La figure 10 montre le courant statorique de la phase (a) au régime permanent. Cette figure est obtenue à l'aide d'un oscilloscope pour étudier les variations du courant à l'intérieur d'une période d'échantillonnage. Sur cette figure, on remarque que les ondulations du courant sont de l'ordre de 0.4 A et d'une amplitude maximale moyenne de 4.5 A, soit près de 8.9 %, la valeur efficace nominale du courant par phase étant de 3.41 A. Avec ce contrôle DTC à fréquence fixe et une fréquence de calcul de 5 kHz, on obtient une faible distorsion du courant, ce qui diminue notablement les ondulations du couple électromagnétique.

Les variations des vecteurs $\Delta \Phi_s$ et Φ_s dans le plan (α, β) sont représentées sur les figures 11(a) et 11(b). On peut voir des trajectoires circulaires avec de faibles ondulations. L'amplitude de la variation du flux statorique Φ_s est 0.84 %. Dans le cas de la DTC classique,

pour avoir de telles réponses il faudrait travailler avec de plus grandes fréquences de calcul, de quelques dizaines de kilohertz, contrairement au contrôle DTC proposé ici, qui est de 5 kHz.

La figure 12 montre l'allure du couple dans le cas du contrôle DTC classique avec une période de calcul de $28 \mu s$. Les autres paramètres du contrôle sont donnés dans le tableau 2. Ce résultat de simulation est effectué pour une inversion du couple nominal. On remarque une réponse de $400 \mu s$ et des oscillations relativement faibles. En comparaison avec le contrôle DTC utilisé dans ce travail, on obtient des résultats proches, une réponse de $600 \mu s$ et des oscillations faibles, et cela avec une période de calcul plus grande de $200 \mu s$.

VI Conclusion

Le contrôle DTC à fréquence fixe d'une MSAP a été présenté, associé à la technique de modulation SVM. Avec une fréquence de commutation fixe et une période d'échantillonnage de l'ordre de $200 \mu s$, on a obtenu une nette réduction des oscillations du couple et de la distorsion des courants. On a diminué ainsi les contraintes des fréquences d'échantillonnage par rapport à une structure DTC classique qui est de l'ordre de 35 kHz. Une méthode de compensation de l'effet du temps de calcul a été présentée. Elle permet de réduire significativement les oscillations du système. Des résultats expérimentaux montrent l'intérêt

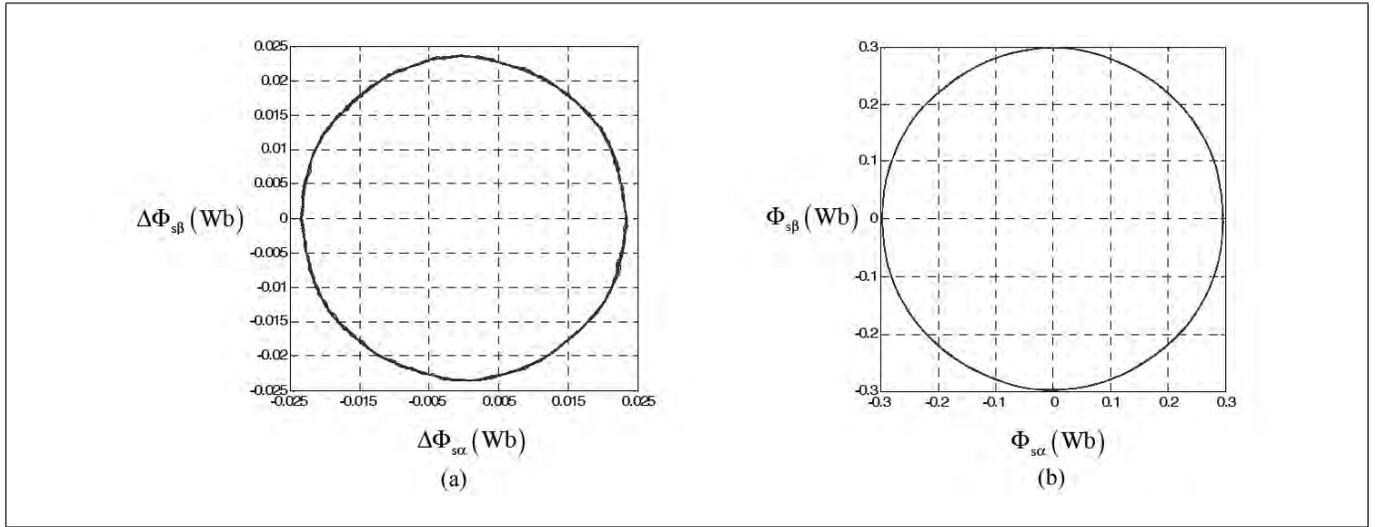


Figure 11: (a) Variations de $\Delta\Phi_s$ au régime permanent (expérimentation). (b) Variations de Φ_s au régime permanent (expérimentation).

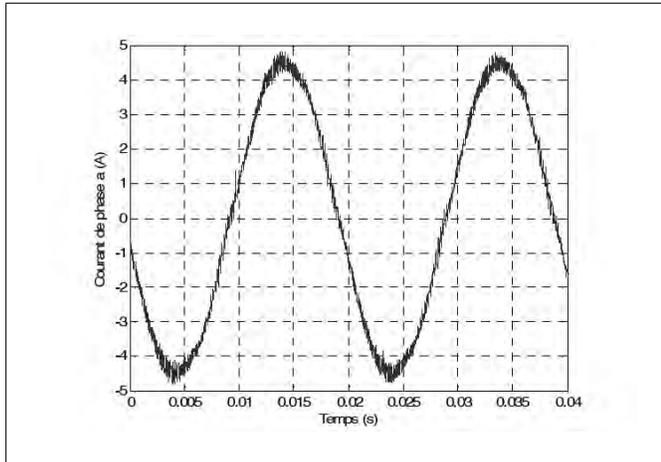


Figure 10: Courant de phase $i_{s\alpha}$ au régime permanent (expérimentation).

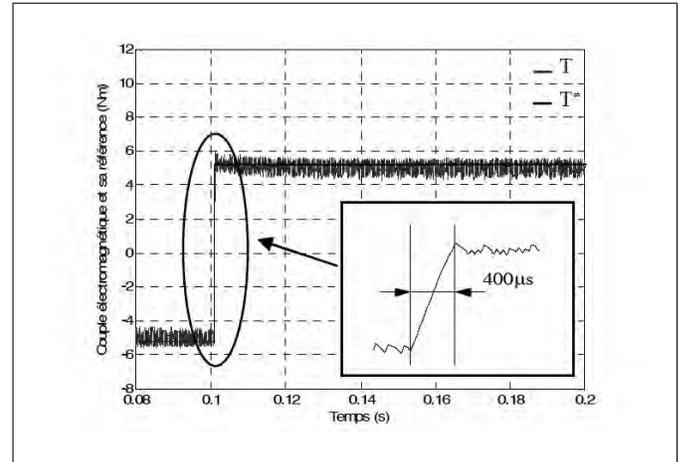


Figure 12: Dynamique du couple en DTC classique (simulation).

de cette approche pour obtenir une dynamique très rapide du couple tout en maîtrisant parfaitement les courants dans la machine. On note que cette commande n'a pas besoin d'observateurs et s'affranchit des régulateurs à base de comparateurs à hystérésis.

Annexe : Nomenclature

\mathbf{I}_s : vecteur courant statorique (A)
 (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) : courants statoriques (A)
 $(i_{sd}, i_{sq}), (i_{sd}^*, i_{sq}^*)$: composantes d - q du vecteur courant statorique et de sa référence (A)
 R_s : résistance statorique (Ω)
 (L_d, L_q) : inductances d - q (H)
 p : nombre de paires de pôles
 Φ_f : flux généré par les aimants permanents (Wb)
 T, T^* : couple électromagnétique et sa référence (N·m)
 \mathbf{V}_s : vecteur de tension statorique (V)
 (V_{sd}, V_{sq}) : composantes d - q du vecteur de tension statorique (V)
 $\mathbf{V}_{s_{max}}$: limite maximale du vecteur de tension statorique (V)
 $\Delta\Phi_{s_{max}}$: limite maximale du vecteur d'accroissement du flux statorique (Wb)
 T_e : période d'échantillonnage (s)
 μ : rapport temps de calcul/période d'échantillonnage
 E : tension continue d'entrée de l'onduleur (V)
 ω_r : vitesse de rotation électrique du rotor ($\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$)

θ : position du rotor (rad)
 Φ_s, Φ_s^* : vecteur flux statorique et sa référence (Wb)
 Φ_{s0} : valeur initiale du vecteur flux statorique (Wb)
 $\Delta\Phi_s$: vecteur d'accroissement du flux statorique (Wb)
 $(\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}), (\Phi_{s\alpha}^*, \Phi_{s\beta}^*)$: composantes α - β du vecteur flux statorique et de sa référence (Wb)
 δ, δ^* : angle entre le vecteur flux statorique et l'axe direct et sa référence (rad)
 $\mathbf{V}_0, \dots, \mathbf{V}_7$: vecteurs d'état
 t_2, t_3 : temps d'application des vecteurs d'état (V_2, V_3) respectivement (s)

Paramètres

P_N : puissance nominale (W)
 U_N : tension composée nominale (V)
 I_{sN} : courant statorique nominal (A)
 T_N : couple nominal (N·m)
 f_N : fréquence nominale (Hz)
 Ω_N : vitesse de rotation nominale (tr/min)

Références

- [1] G.S. Buja et M.P. Kazmierkowski, "Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors: A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, août 2004, pp. 744-757.

Tableau 2
Paramètres de la DTC classique

Paramètre	Valeur
T_e	28 μ s
T^{\neq}	T_N
Φ_s^{\neq}	Φ_f
ΔT	0.005 N·m
$\Delta \Phi_s$	0.005 Wb

- [2] G. Escobar, A.M. Stankovic, E. Galvan, J.M. Carrasco et R. Ortega, "A family of switching control strategies for the reduction of torque ripple in DTC," *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, vol. 11, no. 6, nov. 2003, pp. 933–939.
- [3] Y.S. Lai, "A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant switching frequency and torque ripple reduction," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 16, no. 3, sept. 2001, pp. 220–227.
- [4] N.R.N. Idris, C.L. Toh et M.E. Elbuluk, "A new torque and flux controller for direct torque control of induction machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 6, nov./déc. 2006, pp. 1358–1366.
- [5] J.K. Kang, D.W. Chung et S.K. Sul, "Direct torque control of induction machine with variable amplitude control of flux and torque hysteresis," dans *Proc. Int. Conf. Electric Machines and Drives (IEMDC)*, 1999, pp. 640–642.
- [6] M. Jin, J. Qiu, C. Shi et R. Lin, "A fuzzy DTC method with a SVM defuzzification to permanent magnet synchronous machine," dans *Proc. 30th Ann. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, Busan, Corée du Sud, nov. 2004, pp. 3196–3199.
- [7] J.M. Retif, X. Lin-Shi, A.M. Llor et F. Morand, "New hybrid direct torque control for a winding rotor synchronous machine," dans *Proc. 35th Ann. IEEE Power Electron. Specialists Conf. (PESC '04)*, Aachen, Allemagne, 2004, pp. 1438–1442.
- [8] C. El Moucary, E. Mendes, T. Raithel et R. Ortega, "A new strategy for direct torque and flux control of induction motor drives," dans *Proc. Int. Conf. Electrical Machines (ICEM)*, Helsinki, Finlande, août 2000, pp. 923–927.
- [9] J.K. Kang et S.K. Sul, "New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 5, sept. 1999, pp. 1076–1082.
- [10] X. Wei, D. Chen et C. Zhao, "Minimization of torque ripple of direct torque controlled induction machines by improved discrete space vector modulation," *Electric Power Syst. Res.*, vol. 72, no. 2, déc. 2004, pp. 103–112.
- [11] L. Tang, L. Zhong, M.F. Rahman et Y. Hu, "A novel direct torque control for interior permanent magnet synchronous machine drive with low ripple in torque and flux: A speed sensorless approach," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 6, nov./déc. 2003, pp. 1748–1756.
- [12] H. Ghasemi et S. Vaez-Zadeh, "A very fast direct torque control for interior permanent magnet synchronous motors start up," *Energy Conversion and Management*, vol. 46, no. 5, mars 2005, pp. 715–726.
- [13] D. Ocen, L. Romeral, J.A. Ortega, J. Cusido et A. Garcia, "Discrete space vector modulation applied on a PMSM motor," dans *Proc. 37th IEEE Power Electron. Specialists Conf. (PESC '06)*, juin 2006, pp. 1–5.

- [14] D. Swierczynski et M.P. Kazmierkowski, "DSP based direct torque control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM)," dans *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. 3, Italie, 2002, pp. 723–727.
- [15] L. Weijie, "Study on direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on observing stator flux linkage," dans *Proc. Int. Technol. Innovation Conf. (ITIC 2006)*, Chine, nov. 2006, pp. 1957–1962.
- [16] A.M. Llor, J.M. Retif, X. Lin-shi, S. Arnalte et B. Allard, "Novel fixed frequency direct torque technique for a permanent magnet synchronous machine," dans *Proc. Europ. Power Electron. Conf. (EPE 2003)*, Toulouse, France, 2003, pp. 1–9.
- [17] A.M. Llor, *Control directo de par a frecuencia de modulacion constante de motores sincronos de imanes permanentes*, dissertation de doctorat, Université de Madrid Carlos III, Espagne, 2003.
- [18] D. Sun, J.G. Zhu et Y.K. He, "Continuous direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on SVM," dans *Proc. Sixth Int. Conf. Electrical Machines and Systems (ICEMS 2003)*, vol. 2, nov. 2003, pp. 596–598.



Hocine Ziane a obtenu son ingéniorat, puis son magister en génie électrique en 2001 de l'Université de Béjaïa (Algérie). Il a finalisé sa thèse de doctorat au Laboratoire AMPERE à l'INSA de Lyon (France) en 2007. Depuis 2001, il est enseignant chercheur au Département d'électrotechnique à l'Université de Béjaïa. Il travaille sur la modélisation et la commande des machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques et particulièrement sur une nouvelle approche du contrôle DTC.



Jean-Marie Retif, professeur des universités, a reçu le diplôme de doctorat de l'Université Claude Bernard de Lyon (France) en 1979. Il a été avec le Laboratoire d'énergie et de contrôle de l'INSA de Lyon où il traite avec des sujets différents comme la commande de processus et l'optimisation du chauffage solaire. Depuis 1979, il travaille sur le contrôle de systèmes électrotechniques au Laboratoire AMPERE. Il est intéressé par le contrôle des systèmes dynamiques hybrides.



Toufik Rekioua a reçu son diplôme d'ingéniorat de l'École Nationale Polytechnique d'Alger (Algérie) et le diplôme de doctorat de l'INPL de Nancy (France) en 1991. Depuis 1992, il est professeur au Département d'électrotechnique à l'Université de Béjaïa (Algérie). Ses activités de recherche concernent plusieurs thèmes comme la modélisation, l'identification et le contrôle des machines électriques alimentées par convertisseurs statiques.