

Commande par la méthode DTC à fréquence de modulation constante d'une machine asynchrone sans capteur mécanique.

I.ISSAD, A.LARABI, F.MEZAACH
 Laboratoire des systèmes électriques et industriels (LSEI)
 Faculté d'Electronique et Informatique (FEI)
 USTHB, Alger, Algérie.

issadidir@yahoo.fr , larabiabdelkader@yahoo.fr , farouq.mezaach@gmail.com

Résumé — Ce travail traite l'étude des performances de la stratégie de commande directe du couple (DTC) à fréquence de modulation constante sans capteur de vitesse appliquée au moteur asynchrone associé à un onduleur à deux niveaux, alimentés par un générateur photovoltaïque.

L'objectif principal de cet article est l'étude et la conception d'une commande par la méthode DTC à fréquence de modulation constante qui sera appliquée à une machine asynchrone sans capteur de vitesse alimentée par un générateur photovoltaïque commandé par un algorithme dit MPPT (Poursuite du Point de Puissance Maximale) qui consiste à amener le système à son optimum de puissance et à la maintenir en dépit des variations de paramètres (la température et l'éclairement). Cette nouvelle méthode à savoir la DTC à fréquence constante améliore d'une façon significative les oscillations du couple, tout en réduisant les contraintes de calcul en temps réel par rapport à une commande DTC classique.

Nous y avons également introduit un estimateur de vitesse "MRAS" et cela pour remédier aux inconvénients occasionnés par le capteur mécanique de vitesse surtout dans le cas des machines de faible puissance.

Mots clé : moteur asynchrone, onduleur à deux niveaux, DTC_SVM, MRAS.

1. INTRODUCTION

Grâce à son faible coût et sa simplicité de construction, conjugués aux techniques de variation de vitesse, la machine asynchrone s'impose de plus en plus dans les domaines de l'entraînement à vitesse variable.

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou DTC) introduite en 1985 par TAKAHASHI [1, 2] utilise une approche séduisante de part son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche [2, 3]. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures de courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques. Dans la structure DTC, la machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension est un système dynamique hybride, dont la partie continue est la machine asynchrone et la partie discrète, l'onduleur de tension.

2. rappels sur la commande directe du couple

2.1 Schéma de commande

Le contrôle dynamique du couple de la machine asynchrone peut être mis en évidence par le modèle vectoriel de la machine asynchrone.

Dans le référentiel (d, q) lié au stator, on peut écrire:

$$\text{Côté stator : } V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d}{dt} \Phi_s \quad (1)$$

$$\text{Côté rotor : } V_r = 0 = R_r \cdot I_r + \frac{d}{dt} \Phi_r - j\omega \Phi_r \quad (2)$$

Avec:

d : axe direct dans le repère dq

q : axe en quadrature dans le repère dq

V_s : Tension statorique

V_r : Tension rotorique

R_s : Résistance statorique

I_s : Courant statorique

Φ_s : Flux statorique

dq : système diphasé produisant le même champ magnétique dans l'entrefer que le système triphasé.

Le vecteur tension V_s délivré par un onduleur de tension triphasé [figure 1] est représenté en théorie par 3 grandeurs booléennes de commande S_j ($j = a, b, c$) telles que :

S_j ($j = a, b, c$) = 1 : interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.

S_j ($j = a, b, c$) = 0 : interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

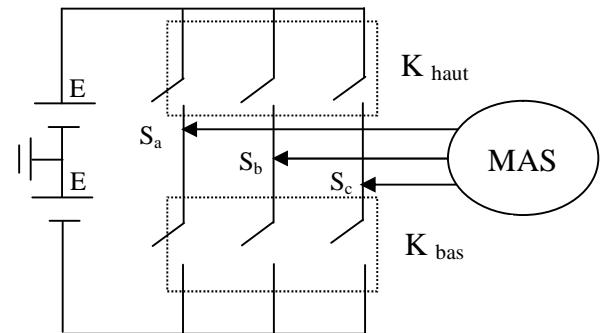


Figure 1 : Machine asynchrone commandée par un onduleur de tension

Le vecteur tension V_s peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (3)$$

Les combinaisons des 3 grandeurs $(S_a S_b S_c)$ permettent de générer 8 positions du vecteur V_s dont 2 correspondent au vecteur nul : $(S_a S_b S_c) = (000)$ ou (111) comme le montre la figure 2.

2.2 Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique

A partir de l'expression (1), on peut écrire :

$$\Phi_s = \Phi_{s0} + V_s t - R_s \int I_s dt \quad (4)$$

Avec l'hypothèse que R_s reste constante et que le terme $(R_s I_s)$ est négligeable devant la tension V_s . Dans un intervalle de temps T_e , l'extrémité du vecteur Φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par V_s [figure 2].

En choisissant une séquence correcte de vecteurs V_s sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur Φ_s la trajectoire désirée. Pour atteindre cet objectif, le correcteur utilisé pour la commande DTC est un correcteur à hystérésis à deux niveaux. Avec ce type de contrôleur, on peut facilement maintenir l'extrémité du vecteur flux Φ_s dans une couronne quasi circulaire.

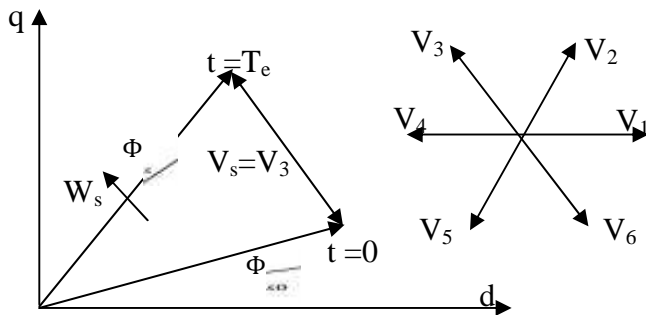


Figure 2 : Évolution de l'extrémité du vecteur Φ_s

Les variations du couple électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux Φ_s . Le tableau 1 montre l'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs $V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i-1}, V_{i-2}$, qu'on peut appliquer dans la zone Z_i . Les paramètres $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5, Z_6$ (figure 3) représentent les six zones possibles du fonctionnement.

Vecteurs V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
$\Phi_{s(k)}$				
T				

Tableau 1 : Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur V_k appliqué dans la zone Z_i . $k = (i-1, i-2, i+1, i+2)$

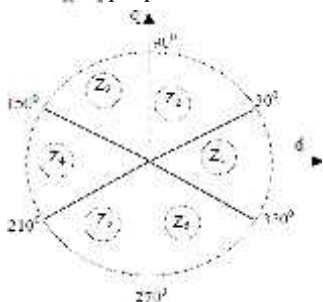


Figure 3 : Répartition des zones

3. La commande DTC à fréquence de modulation constante

Cette technique de commande directe constitue une approche méthodologique nouvelle où la maîtrise des grandeurs telles le flux et le couple sont déportés au niveau de la commande des cellules de commutations. La couche « commande algorithmique » fournissant à partir des consignes externes de vitesse ou de position les références de flux et de couple. Les lois de commande des interrupteurs de l'onduleur, sont généralement issues d'une heuristique qui, à partir d'informations de tendances d'évolution du flux et du couple, détermine la commutation la plus adéquate.

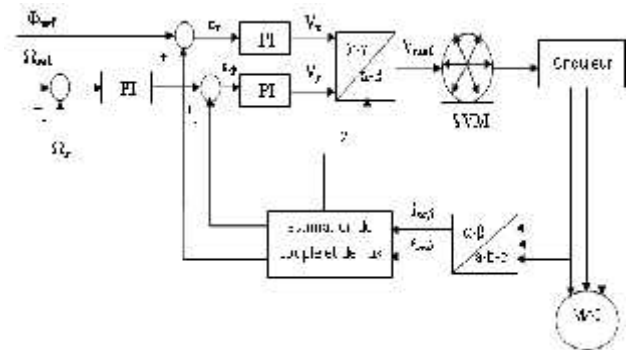


Figure 4 : Commande directe de couple à fréquence de modulation constante (DTC-SVM)

Sa principale caractéristique est la suppression des régulateurs à hystérésis et de la table de sélection de vecteurs, ce qui élimine les problèmes qui y étaient associés. Avec cette méthode de commande l'onduleur travaille à fréquence constante, puisqu'une modulation MLI vectorielle est appliquée au vecteur de sortie de la commande. Ce vecteur est nommé le « vecteur d'incrément de flux statorique désiré », et, à partir de lui, on obtiendra les composantes d'entrée de l'algorithme de modulation. L'objectif de cette méthode est de réaliser un contrôle direct du vecteur de flux statorique, dans un repère lié au stator (α, β) . Ainsi, nous considérerons deux vecteurs de flux, le vecteur de flux statorique estimé et celui de consigne. Les composantes polaires de ces deux vecteurs sont obtenus, par leurs projections sur le repère (α, β) . A partir de ces composantes, le vecteur d'incrément de flux statorique désiré à un instant donné est calculé. La modulation MLI vectorielle sera appliquée sur ce vecteur pour obtenir les états de commutation de l'onduleur. Nous avons ainsi défini un bloc de commande DTC synchrone qui nécessite les composantes polaires du flux estimé et du flux de consigne.

4. La commande DTC à fréquence de modulation constante associée à un MRAS

4.1 Notions d'estimation et observation

Pour des raisons de coût ou des raisons technologiques, il est parfois trop contraignant de mesurer certaines grandeurs du système. Cependant ces grandeurs peuvent représenter une

information capitale pour la commande ou la surveillance. Il est alors nécessaire de reconstruire l'évolution de ces variables qui ne sont pas issues directement des capteurs. Il faut donc réaliser un capteur indirect. Pour cela, on utilise des estimateurs ou, selon le cas, des observateurs. Un estimateur permet de reconstruire la grandeur recherchée en calculant en temps réel l'évolution d'un modèle du processus commande. Dans le cas de l'observateur, on compare l'évolution du modèle et du système réel en mesurant l'erreur sur des grandeurs que l'on peut directement capter. Cette erreur est alors utilisée pour faire converger le modèle vers le système réel. Il s'agit un système bouclé au contraire de l'estimateur (figure 5). L'estimation/observation, qui est un module essentiel, demande souvent des calculs assez complexes avec des contraintes temporelles identiques à celles de la régulation.

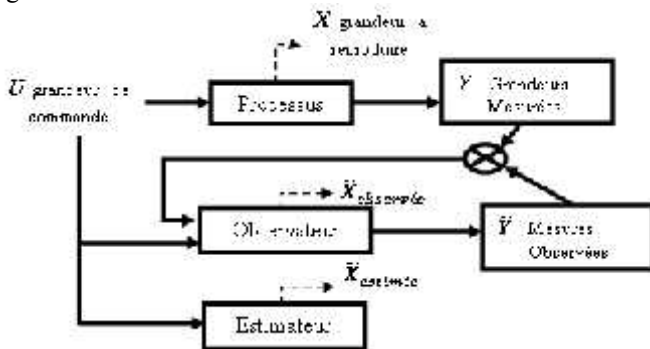


Figure 5 : Schéma de principe représentant la différence entre l'observateur et l'estimateur.

4.2 Estimation adaptative de la vitesse avec modèle de référence (MRAS)

a. Modèles basés sur le flux rotorique

Le principe d'estimation par cette méthode repose sur la comparaison des grandeurs obtenues de deux façons différentes, d'un côté par un calcul ne dépendant pas explicitement de la vitesse (modèle de référence) et d'autre côté par un calcul dépendant explicitement de la vitesse (modèle adaptatif). Cette méthode développée par Schauder [4] est connue sous le nom d'origine anglo-saxonne *Model Reference Adaptive System* (MRAS). Pour l'estimation de la vitesse, il propose la comparaison de l'estimation du flux commun obtenu avec les équations statoriques (indépendantes explicitement de la vitesse) et d'autre part avec les équations rotoriques (dépendantes explicitement de la vitesse). L'objectif est de trouver le paramètre vitesse du modèle adaptatif afin d'assurer les résultats des deux estimations de flux rotorique identiques. Ainsi la valeur de la vitesse estimée devient celle de la vitesse réelle. Le fonctionnement adéquat de l'estimation est assuré par un choix judicieux de la fonction d'adaptation pour faire converger le modèle adaptatif vers le modèle de référence à partir du critère de Popov [5]. Le schéma de cette méthode est résumé dans la figure (6). Cette méthode a un inconvénient, elle utilise que des

grandeurs observées de flux pour reconstruire la valeur de la vitesse. C'est pour cela qu'on préfère appliquer une autre approche proposée par Yang [4],[6] qui considère les mesures des courants et les flux estimés comme grandeurs de sortie du modèle de référence (machine asynchrone réelle). Ce choix permet une meilleure précision étant donné que le modèle doit converger vers les grandeurs de sortie de la machine réelle.

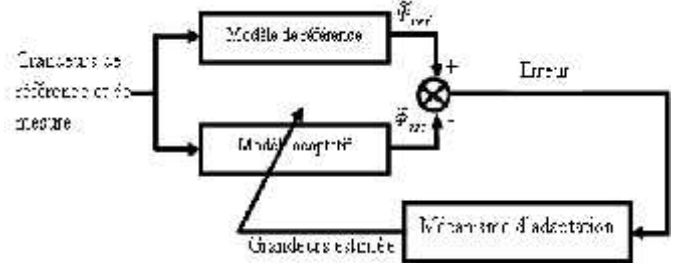


Figure 6 : Schéma de principe de l'estimateur de MRAS.

Dans cette méthode on considère les erreurs d'observation des courants de sortie dues à l'erreur existant dans la vitesse électrique ou fréquence de la matrice d'état du système. Ainsi, la simple comparaison entre les courants observés et les courants mesurés donne l'information nécessaire pour faire évaluer l'erreur dans la vitesse. Ensuite, un régulateur est appliqué afin de minimiser l'erreur trouvée. Ce régulateur sert comme mécanisme d'adaptation.

Le modèle de la machine asynchrone exprimé dans le repère général, tournant à la vitesse w_g est le suivant :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + jw_g \bar{\Phi}_s \quad (5)$$

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j(w_g - w) \bar{\Phi}_r = 0 \quad (6)$$

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + l_m \bar{I}_r \quad (7)$$

$$\bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + l_m \bar{I}_s \quad (8)$$

$$w_r = w_s - w \quad (9)$$

Les systèmes d'équations différentielles qui sont utilisés sont non linéaires ce qui complique notamment l'étude. Les difficultés résident dans la recherche du mécanisme d'adaptation (figure 5) $\hat{w} = f(\bar{e})$ et la détermination prouvant la convergence de la vitesse estimée vers sa valeur exacte. Le choix d'un point de fonctionnement et la linéarisation des équations autour de ce point est un préalable au réglage du mécanisme d'adaptation.

L'erreur entre la valeur estimée par le modèle et la valeur supposée exacte du modèle de référence sera notée :

$$\bar{e} = \bar{\Phi}_{ref} - \bar{\Phi}_r \quad (10)$$

Modèle de référence

Nous souhaitons estimer les composantes de Φ_r à partir de la mesure des courants statoriques \bar{I}_s et des tensions statorique \bar{V}_s . Pour cela, nous devons utiliser les équations (5), (6) et (8), avec $w_g = 0$. Exprimons \bar{I}_r à partir de (8), on a

$$\bar{I}_r = L_r^{-1} (\bar{\Phi}_{ref} - l_m \bar{I}_s) \quad (11)$$

Introduisant l'équation (11) dans (7), il vient :

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m (L_r^{-1} (\bar{\Phi}_{ref} - L_m \bar{i}_s)) \quad (12)$$

Ou encore

$$\bar{\Phi}_s = L_m L_r^{-1} \bar{\Phi}_{ref} + (L_s - L_m^2 L_r^{-1}) \bar{i}_s \quad (13)$$

Soit, en introduisant le coefficient de dispersion σ :

$$\bar{\Phi}_s = L_m L_r^{-1} \bar{\Phi}_{ref} + \sigma L_s \bar{i}_s \quad (14)$$

En introduisant (14) dans (7), nous obtenons une expression reliant les grandeurs recherchées :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} (L_m L_r^{-1} \bar{\Phi}_{ref} + \sigma L_s \bar{i}_s) \quad (15)$$

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + L_m L_r^{-1} \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_{ref} + \sigma L_s \bar{i}_s \quad (16)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{\Phi}_{ref} = L_r L_m^{-1} (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d}{dt} \bar{i}_s) \quad (17)$$

Ou encore :

$$\bar{\Phi}_{ref} = L_r L_m^{-1} \left(\int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d}{dt} \bar{i}_s) \right) \quad (18)$$

On peut tirer le modèle de référence :

$$\begin{cases} \Phi_{ref\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{s\alpha}) \right) \\ \Phi_{ref\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{s\beta}) \right) \end{cases} \quad (19)$$

Modèle ajustable (adaptatif)

Pour trouver l'équation du modèle ajustable, nous exprimons \bar{i}_r (l'équation (8)) tel que :

$$\bar{i}_r = L_r^{-1} (\bar{\Phi}_r - L_m \bar{i}_s) \quad (20)$$

Puis nous exprimons aussi $\frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r$ (équation (6)), avec $w_g = 0$ et l'équation (20) ainsi nous avons :

$$R_r L_r^{-1} (\bar{\Phi}_r - L_m \bar{i}_s) + j \bar{w} \bar{\Phi}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r = 0 \quad (21)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r = -R_r L_r^{-1} \bar{\Phi}_r + R_r L_r^{-1} L_m \bar{i}_s - j \bar{w} \bar{\Phi}_r \quad (22)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j \bar{w} \right) \bar{\Phi}_r + \frac{L_m}{T_r} \bar{i}_s \quad (23)$$

On peut tire le modèle ajustable :

$$\begin{cases} \frac{d\bar{\Phi}_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_{r\alpha} - \bar{w} \bar{\Phi}_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d\bar{\Phi}_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_{r\beta} + \bar{w} \bar{\Phi}_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (24)$$

Mécanisme d'adaptation

L'entrée de ce mécanisme est activée par l'erreur entre $\bar{\Phi}_{ref}$ et $\bar{\Phi}_r$. Effectuons la différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable, il vient :

$$\frac{d}{dt} \bar{\Phi}_{ref} - \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r = \frac{d}{dt} e = \left(-\frac{1}{T_r} + jw \right) e + j(w - \bar{w}) \bar{\Phi}_r \quad (25)$$

L'équation précédente, peut être exprimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} e_\alpha \\ \frac{d}{dt} e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -w \\ w & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + (w - \bar{w}) \begin{bmatrix} -\bar{\Phi}_{r\alpha} \\ \bar{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (26)$$

Ou :

$$\dot{\bar{e}} = [A] \bar{e} - [w] \quad (27)$$

$$\text{Avec : } [A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -w \\ w & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, [w] = (w - \bar{w}) \bar{\Phi}_r \quad (28)$$

La matrice [A] sera considéré comme un pôle complexe de l'évolution de l'erreur du système linéaire. Or ce pôle est à partie réelle négative, alors ce système est stable.

La matrice [W] doit également tendre vers zéro sinon vers une quantité à énergie minimale. Le mécanisme d'optimisation adéquat est assuré par un choix judicieux de la fonction d'optimisation pour faire converger le modèle adaptatif vers le modèle de référence à partir du critère de POPOV. Le mécanisme choisi dans notre cas est donné par :

$$\bar{w} = k_p \delta e + k_i \int_0^t \delta e \cdot dx \quad (29)$$

Cette loi d'adaptation peut être interprétée comme l'application d'une correction Proportionnelle-Intégrale (k_p, k_i) sur la quantité de δe . La synthèse directe de ce correcteur à partir de la représentation à retour non linéaire est difficile. On choisit donc de linéariser ce système autour d'un point de fonctionnement. Cette linéarisation est effectuée dans le repère du champ tournant dans lequel les grandeurs sont connues, ce qui facilite la synthèse du correcteur.

L'erreur destinée au correcteur est définis selon le critère dit d'hyperstabilité de Popov. Les calculs nécessaires sont exposés dans le travail de Peter-Contesse [5], [7]. Il vient alors :

$$e = \bar{\Phi}_{r\alpha} \Phi_{r\beta} - \bar{\Phi}_{r\beta} \Phi_{r\alpha} \quad (30)$$

4.3 Application à la commande directe du couple (DTC-SVM)

De cette étude on montre que L'erreur entre les sorties des estimateurs peut être sous plusieurs formes : [8]

- Erreur entre le flux rotorique estimé par le modèle en courant et celui en tension.
- Erreur résultante de la Multiplication croisée entre les f.c.e.m. estimées. Cette méthode a pour avantage l'élimination de l'intégration pure du modèle en tension.
- Erreur résultante de la Multiplication croisée entre l'erreur de courants statoriques et les flux rotoriques estimés.

Dans notre cas l'erreur entre le modèle de référence et le modèle ajustable est défini comme suit:

$$e = \bar{\Phi}_{r\alpha} \Phi_{r\beta} - \bar{\Phi}_{r\beta} \Phi_{r\alpha} \quad (31)$$

Cette erreur sera gouvernée par le mécanisme d'adaptation donné par l'équation: (29)

La vitesse issue de (29) est à son tour réinjectée dans le modèle ajustable de telle manière que l'erreur converge vers zéro.

5. Résultats de simulation et interprétation

a. DTC SVM avec capteur :

Pour montrer l'efficacité et la performance de la méthode proposée (DTC-SVM), on a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma bloc de la figure (4), pour $\omega_{ref} = 150 \text{rd/s}$. la figure (7) illustre les résultats de simulation, lors de l'introduction d'un couple de charge après un démarrage à vide. A l'instant $t=1\text{s}$ on applique un couple de 10 N.m, puis on l'annule à l'instant $t=2\text{s}$.

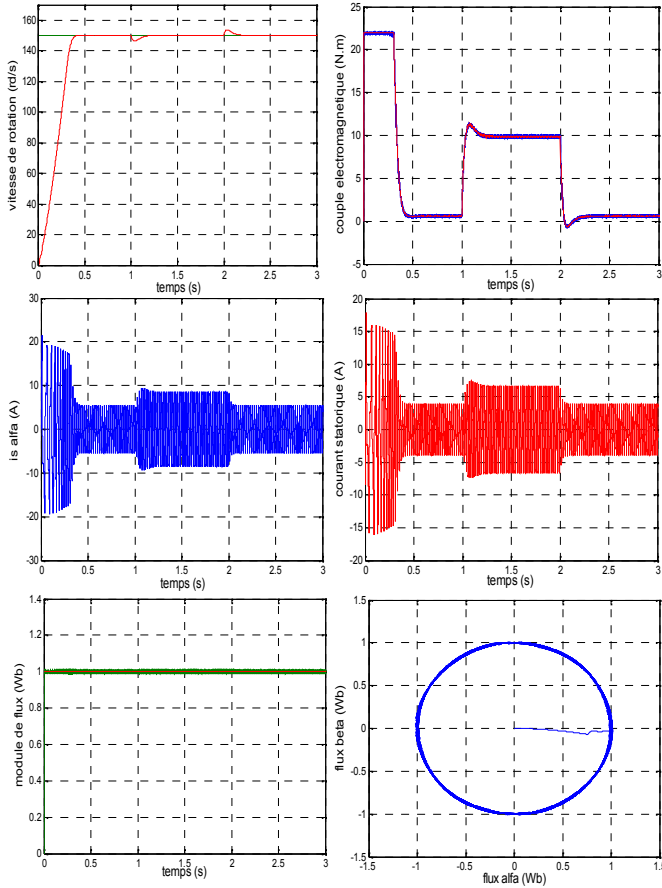


Figure 7 : Résultats de simulation de la DTC SVM avec application de charge.

Le module du flux statorique s'établit à sa valeur de référence de 1 Wb. On constate que la vitesse atteint sa vitesse de référence sans dépassement. Il est important de noter que le système de commande démontre de bonnes poursuites même sous les conditions de fonctionnement assez sévères et que l'ondulation de couple est sensiblement réduite comparativement au cas de la DTC classique. On remarque que les performances de la commande sont nettement améliorées avec l'introduction de la modulation vectorielle SVM.

b. DTC SVM sans capteur de vitesse basée sur MRAS:

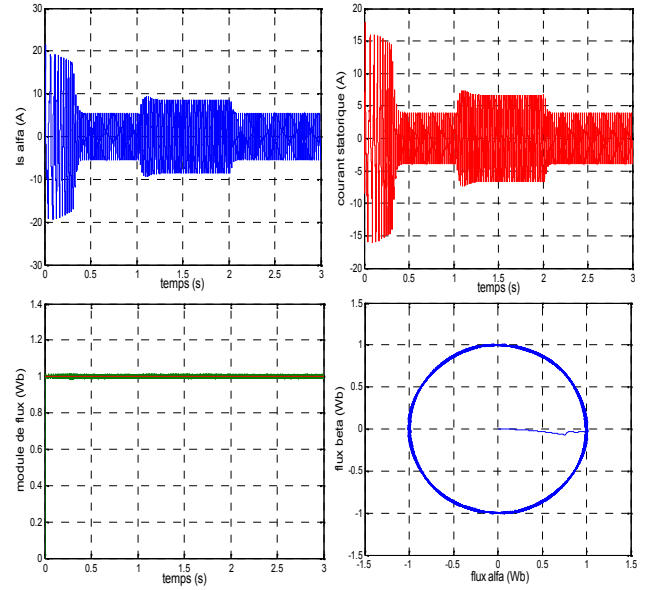
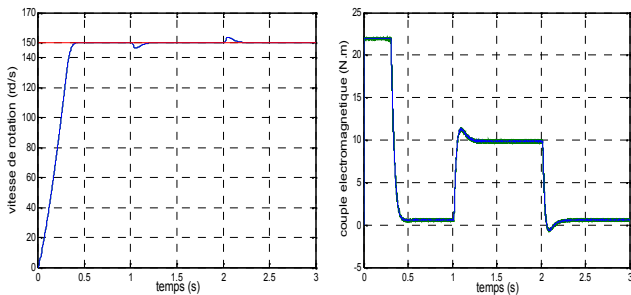


Figure 8 : résultats de simulation de la DTC SVM sans capteur de vitesse basée sur MRAS.

On constat que la vitesse répond sans dépassement. Il est important de noter que le système de commande démontre de bonnes poursuites même sous les conditions de fonctionnement assez sévères et que l'ondulation de couple est sensiblement réduite comparativement au cas de la DTC classique.

Les résultats trouvés semblent identique à celles de la DTC_SVM avec capteur.

6. Résultats de simulation pour un test de variation de vitesse

a. DTC SVM avec capteur :

Pour évaluer la robustesse du système d'entraînement complet, on applique un changement de la consigne de vitesse de 150 à 80 rad/sec, entre l'instant $t=2$ s et $t=3$ s. On constate, d'après les Figures (9), que cet algorithme d'estimation est robuste vis-à-vis aux variations de la vitesse, puisque la vitesse estimée suit la vitesse réelle au démarrage comme à la diminution de la vitesse de rotation l'erreur d'estimation est presque nulle.

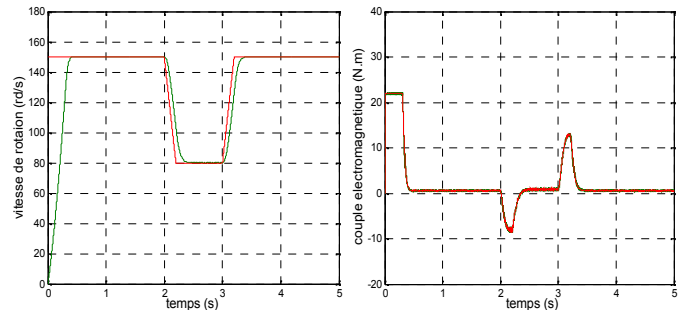


Figure 9 : Résultats de simulation de la DTC-SVM pour une variation de vitesse.

b. DTC SVM sans capteur de vitesse basée sur MRAS:

La figure (10) montre les résultats de simulation obtenus durant le changement du régime de fonctionnement par la diminution de la vitesse de 150 rd/s à 80 rd/s.

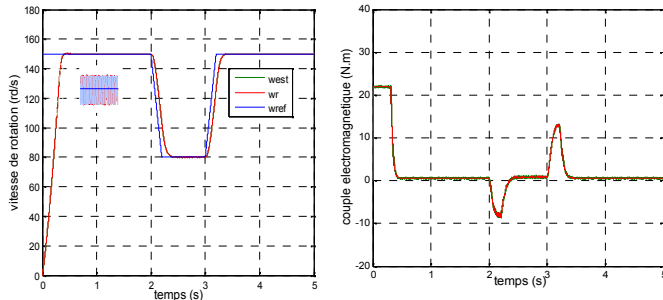


Figure 10 : Résultats de simulation de la DTC-SVM pour une variation de vitesse.

On peut constater une dynamique rapide du transitoire du couple. Lorsque la vitesse change à l'instant $t=2$ s, le couple atteint sa nouvelle référence avec un temps de réponse de l'ordre de 0.3 s. On peut également remarquer, sous mêmes conditions, que le courant de phase statorique change en réponse au couple de référence avec une amplitude acceptable et rétabli sa forme quasi sinusoïdale en régime établi.

7. conclusion

Le travail effectué est une simulation numérique de la commande DTC SVM avec et sans capteur de vitesse.

La nouvelle méthode (DTC SVM) présente une alternative de contrôle directe du couple, cette stratégie est basée sur les régulateurs PI ainsi que la technique SVM. Cette dernière est proposée dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique, basée sur la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux. Suivant les résultats obtenus, la DTC SVM proposée offre une solution de rechange évitant les inconvénients de la DTC classique.

Cette nouvelle technique de commande à savoir la DTC à fréquence de modulation constante sans capteur de vitesse, offre pratiquement les mêmes performances que celles obtenus dans le cas où le capteur de vitesse était présent. Ainsi les performances obtenues montrent l'efficacité de l'approche proposée.

8. References

[1] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy of induction motor", IEEE Trans. Ind. Electron., IE-22, Sept. /Oct. 1986.

[2] I. Takahashi and S. Asakawa, "Ultra-wide speed control of induction motor covered 10A6 range", IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-25:227-232, 1987.

[3] T.G. Habetler and D.M. Divan, "Control strategies for direct torque control using discrete pulse modulation", IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-27(5): 893-901, 1991.

[4] C. Chaigne, E. Etien, S. Cauet and L. Rambault « Commande Vectorielle sans Capteur des Machines Asynchrones », Lavoisier, Paris, 2005.

[5] L.O. Peter-Contesse, « Variateur de vitesse industriel pour moteur asynchrone de grande puissance », Thèse de Doctorat, INPT, Université de Toulouse, 1996.

[6] M. Adamowicz, « Observer of Induction Motor Speed Based on Simplified Dynamical Equations of Disturbance Model », Department of Ship Automation, Gdynia Maritime University, 2005, Poland.

[7] L. Baghli « 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 de Henri Poincaré, Nancy 1, janvier 1999.

[8] Imad AL-ROUH « Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone » thèse de Doctorat en Génie Electrique de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, juillet 2004.