

ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA DTC DEUX-NIVEAUX ET LA DTC TROIS-NIVEAUX DE LA MACHINE ASYNCHRONE

S.Meziane, R.Toufouti, H.Benalla.

Laboratoire D'électrotechnique de Constantine Université Mentouri Constantine

E-mail (meziane_elc@yahoo.fr, toufoutidz@yahoo.fr, benallad@yahoo.fr)

Reçu le : 06/10/2005

Accepté le : 19/02/2007

Résumé

Nous présentons dans cette étude une stratégie du type contrôle direct du couple de la machine asynchrone appelée DTC, compatible avec des onduleurs de tension trois niveaux ayant un nombre de niveaux plus élevé. On vise à cet étage uniquement à assurer la stabilité de la régulation des principales grandeurs de la machine (couple et flux statorique) qui sont bien améliorés par l'utilisation de cette stratégie, justifié par une étude comparative entre La DTC deux- niveaux et la DTC trois- niveaux.

Mots-clés: contrôle direct du couple, machine asynchrone, onduleur de tension deux et trois niveaux.

Abstract

We present in this study a strategy of the type controls direct couple of asynchronous machine called DTC, compatible with inverters of tension three levels having a number of levels to raise more. One aims on this floor only at ensuring the stability of the regulation of the principal sizes of the machine (couple and stator flow) which are well improved by the use of this strategy, justified by a comparative study between DTC two-levels and the DTC three-levels.

Keywords: direct torque control, induction motor, three level and two level Voltage source invert

1 INTRODUCTION

L'émergence, vers le milieu des années 80, des stratégies DTC/DSC dont nous détaillerons le principe et les synoptiques de commande au cours de cet article, a été suivie par une période durant laquelle il semblait exister une sorte de consensus sur ce nouveau concept. Les synoptiques de commande ont certes évolué dans le sens d'améliorer certains aspects [1], comme la réduction des ondulations de couple ou de la distorsion du flux. Toutefois, ils gardaient toujours leurs caractéristiques de base comme l'absence de MLI, le réglage par hystérésis du couple (aussi du flux dans la DTC) proposé par Takahashi et Depenbrock en 1985[2], ainsi que le choix des vectrices tensions directement à partir d'un tableau de localisation constant, établi à partir de règles qualitatives de comportement de la machine. Cependant, au cours des années 90 et en particulier dans les dernières années, on a pu assister au développement de stratégies de commande, dénommées souvent de contrôle direct [13], mais dont leur synoptique de Commande diffère significativement de celui des stratégies initiales comme l'atteste les récentes publications dans le domaine [8] [10].

Le propos de cette étude est, dans une première partie, présenter les principes de base de la stratégie de contrôle direct de la machine asynchrone alimentée par un onduleur deux niveaux (DTC). Dans une seconde partie, nous passerons en revue le principe de la DTC de la machine asynchrone alimentée par un d'onduleurs trois niveaux [11], essayant également de présenter et justifier leurs points forts et leurs faiblesses [1], dans un contexte d'entraînement à vitesse variable hautes performances, puis on fait une comparaison entre les deux stratégies.

2 PRINCIPE DYNAMIQUE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE

Le principe de base de la commande direct du couple repose sur l'estimation du flux et du couple du moteur à partir de l'état des commandes (S_a, S_b, S_c), de la mesure de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des trois courants syatoriques du moteur Fig.1 [1-4]

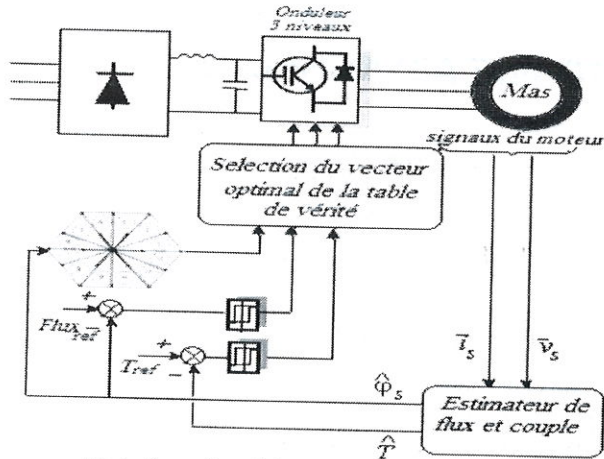


Fig. 1 - Synoptique de la commande DTC.

2.1 Action sur le flux statoriques

Le flux statorique, dans un repère lié au stator [3] [4], est donné par :

$$\bar{\varphi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (1)$$

Sur une période d'échantillonnage T_e , l'expression (1) s'écrit :

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \bar{V}_s T_e - \int_0^{T_e} R_s \bar{I}_s dt \quad (2)$$

Avec φ_{s0} le flux à ($t_0=0$).

En négligeant le terme « $R_s I_s$ », hypothèse valable pour des vitesses élevées, on aura :

$$\Delta \bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_s - \bar{\varphi}_{s0} = \bar{V}_s T_e \quad (3)$$

La Fig.2, illustre l'évolution de l'extrémité de φ_s à partir de φ_{s0} sur une période d'échantillonnage T_e que l'on peut faire évoluer sur une trajectoire déterminée par un séquençement approprié des tensions V_s par lequel une modulation de l'amplitude du flux peut être apportée pour sa croissance, sa décroissance ou sa conservation.

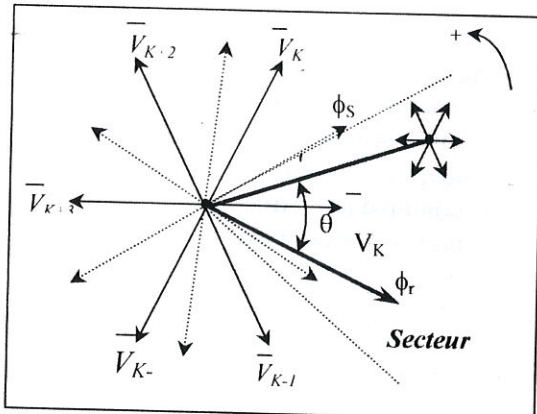


Fig.2- Influence du vecteur de tension sur la variation du vecteur flux statorique.

2.2 Action sur le couple électromagnétique

En utilisant le vecteur d'états tout flux lié au repère du stator, on peut écrire ce qui suit :

$$\Gamma_{elm} = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im} \left[\bar{\varphi}_s \bar{\varphi}_r^* \right] \\ = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \|\bar{\varphi}_s\| \|\bar{\varphi}_r\| \sin \theta_{sr} \quad (4)$$

Où :

θ_{sr} : l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique. A partir de (4) on obtient l'équation différentielle qui lie le flux statorique et le flux rotorique [2][3] :

$$\frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma \tau_r} - j\omega \right) \bar{\varphi}_r = \frac{L_m}{\sigma \tau_r L_s} \bar{\varphi}_s \quad (5)$$

La résolution de l'équation (5), en supposant φ_s comme entrée constante, donne :

$$\bar{\varphi}_r = \bar{\varphi}_s e^{\frac{1}{\sigma \tau_r} - j\omega t} \quad (6)$$

Cela signifie que le flux φ_s , rapporté à son propre repère, s'établira avec un temps de réponse relativement faible défini par la constante de temps σT_r , en module et argument. Si φ_s est maintenu constant, φ_r le sera. L'expression (5) montre que le réglage du couple sera réalisé par l'angle θ_{sr} . En outre, en considérant que la DTC n'est autre qu'une autre forme de la commande vectorielle donnée par accélération du champ, suffisamment explicitée dans [1] [2].

2.3 Description De La Structure De Contrôle Du Couple

2.3.1 Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur à 2-niveaux.

La Fig.3 montre le schéma électrique simplifié d'un onduleur de tension classique à 2-niveaux alimentant une charge triphasée supposée équilibrée, connectée en étoile et sans retour de neutre[4][6].

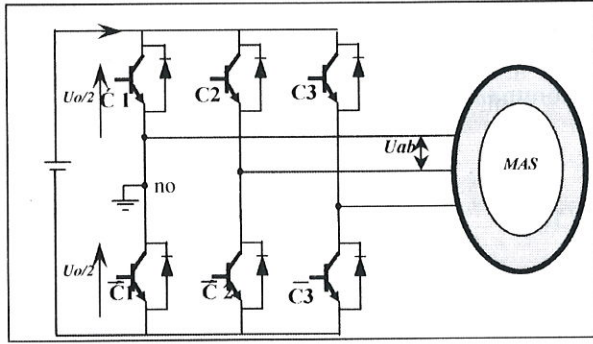


Fig.3 Onduleur de tension 2-niveaux alimentant une charge triphasée.

Les phases de l'onduleur peut délivrer instantanément une tension de sortie, V_{pm} possédant deux niveaux distincts (0 ou E_c)

$$V_{pm} = C_p E_c \quad (7)$$

Où $C_p=0, 1$ est un indice représentant le niveaux de la phase p (1, 2, 3). Dans le cas de l'onduleur 2-niveaux de la Fig.3, les tensions phase- point neutre fictives de la charge peuvent s'écrire, en triphasé, sous la forme du système d'équations (8) [5][9].

$$\begin{aligned} V_{1n} &= \frac{U_o}{3} (2C_1 - C_2 - C_3) \\ V_{2n} &= \frac{U_o}{3} (2C_2 - C_1 - C_3) \\ V_{3n} &= \frac{U_o}{3} (2C_3 - C_1 - C_2) \end{aligned} \quad (8)$$

En appliquant la transformation de Park, prise sous la forme complexe [1] [2], aux tensions phase neutre données par (8), on obtient dans le repère fixe diphasé le vecteur tension en fonction de chaque niveaux de phase.

$$\bar{V}_s = V_s \alpha + j V_s \beta = \sqrt{\frac{2}{3}} E_c (C_1 + \bar{a} C_2 + \bar{a}^2 C_3) \quad (9)$$

On désigne par séquence de niveaux de phase chaque combinaison des variables C_1, C_2, C_3 donnant un élément de l'ensemble (C_1, C_2, C_3) . V_u que, pour l'onduleur à 2-niveaux, ces variables sont de nature binaire, il y en a au total 8 séquences de niveaux de phase différentes [10] [13].

La Fig.4 illustre la correspondance entre chaque séquence de niveaux de phase et le vecteur tension, obtenue analytiquement par

(9). On peut constater l'existence de deux séquences de niveaux de phase différentes ((0, 0, 0) et (1, 1, 1)) donnant origine au même vecteur tension nul.

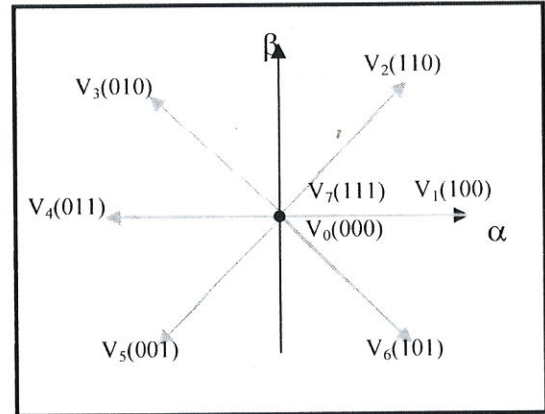


Fig.4- Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux.

2.3.2 Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur à 3-niveaux.

Pour un onduleur de tension à N- niveaux triphasé est un convertisseur statique capable de fournir, en équilibre, une tension entre chaque phase et le point négatif du bus continu avec N niveaux différents [9][10] [12]. ($0, \frac{E_c}{(N-1)}, \frac{2E_c}{(N-1)}, \dots, E_c$).

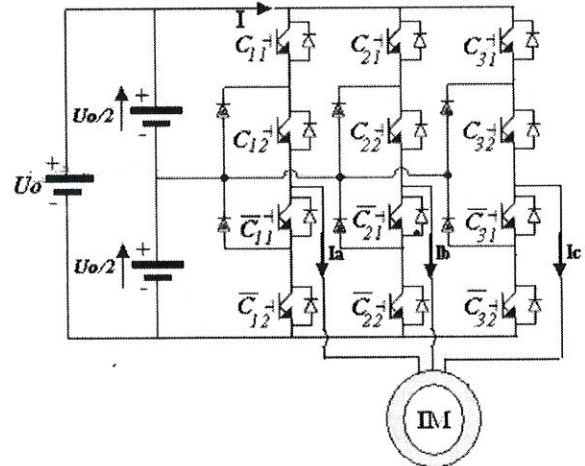


Fig.5 Onduleur de tension 3-niveaux alimentant une MAS triphasée.

Un onduleur 3-niveaux (Fig.5) en équilibre peut donc être modélisée dans une première approche selon (10) [9] [10].

$$V_{pm} = C_p E_c$$

(10)

Avec ($p = 1, 2, 3$ et $C_p = 0, 1, 2, N-1$), On obtient :

$$\begin{cases} V_{1n} = \frac{U_0}{3(N-1)}(2C_1 - C_2 - C_3) \\ V_{2n} = \frac{U_0}{3(N-1)}(2C_2 - C_1 - C_3) \\ V_{3n} = \frac{U_0}{3(N-1)}(2C_3 - C_1 - C_2) \end{cases} \quad (11)$$

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_0}{(N-1)} (C_1 + a C_2 + a^2 C_3) \quad (12)$$

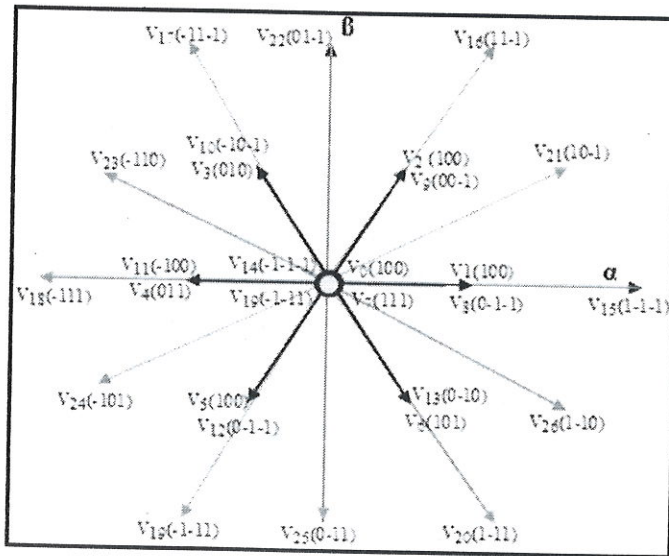


Fig. 6 - Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 3-niveaux.

3 ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE ET DU COUPLE

Avant d'aborder l'étude du contrôleur du flux, on définit les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique [4] [14]. Ainsi, à partir l'équation (2), on établira la décomposition du vecteur flux φ_s , suivant les axes (d, q), soit :

$$\bar{\varphi}_s = \varphi_{sd} + j\varphi_{sq} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \int_0^t (V_{sd} - R_s I_{sd}) dt \\ \varphi_{sq} = \int_0^t (V_{sq} - R_s I_{sq}) dt \end{cases} \quad (14)$$

Après la transformation de Concordia, les tensions V_{sd} et V_{sq} , composées de V_s , sont

obtenues à partir de la tension mesurée U_0 à l'entrée de l'onduleur, et des états de commande (S_a, S_b, S_c), [1] [4] :

$$\bar{V}_s = V_{sd} + jV_{sq} \quad (15)$$

$$\begin{cases} V_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{sq} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (16)$$

Les courants I_{sd} et I_{sq} sont également obtenus par la transformation de Concordia, à partir des courants (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}) mesurés [1] [11], soient :

$$\bar{I}_s = I_{sd} + jI_{sq} \quad (17)$$

$$\begin{cases} I_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{sq} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (18)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{sd}^2 + \varphi_{sq}^2} \quad (19)$$

L'expression du couple électromagnétique Γ_{elm} est uniquement obtenue à partir des grandeurs statoriques flux $\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$ et courants I_{sd}, I_{sq} , [1]-[5]:

$$\Gamma_{elm} = p[\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}] \quad (20)$$

4 ÉLABORATION DU CONTROLEUR DE FLUX

Son rôle est de maintenir l'extrémité du vecteur φ_s dans une couronne circulaire comme la montre la Fig.7 (a) [2]. La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de φ_s afin de sélectionner le vecteur tension correspondant, pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement et permet en plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques [1] [2]. La sortie du correcteur à action à deux niveaux,

représentée par une variable booléenne $cflx$ indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($cflx=1$) ou diminuée ($cflx=0$) de façon à maintenir

$|\varphi_{Sref} - \varphi_S| \leq \Delta\varphi_S$, avec : (φ_{Sref}) la consigne du flux, et $\Delta\varphi_S$ la largeur d'hystérésis du correcteur voir Fig.7 (b), [11].

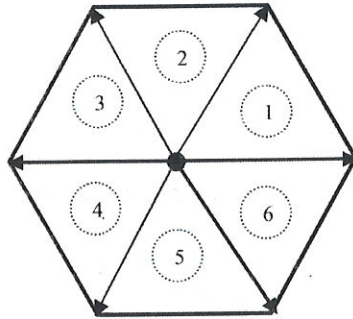


Fig.7 (a)- Partition du plan complexe en six secteurs pour l'onduleur 2-Niveaux.

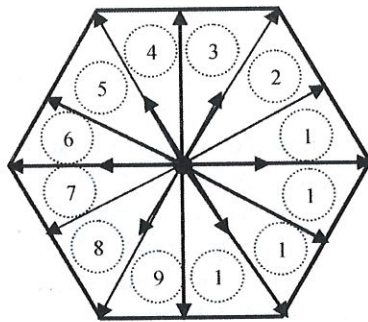


Fig.7 (b)- Partition du plan complexe en douze secteurs pour l'onduleur 3-Niveaux.

5 ÉLABORATION DU CONTRÔLEUR DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Ce contrôleur peut être selon deux types :

- Un comparateur à hystérésis à trois niveaux, pour un fonctionnement dans les deux sens de rotation voir Fig.8,
- Un comparateur à hystérésis à deux niveaux, pour un fonctionnement dans un seul sens de rotation pour diminuer le couple, la séquence nulle de tension est appliquée [2] [6]. L'inversion de la rotation de la machine est obtenue par croisement de deux phases [1].

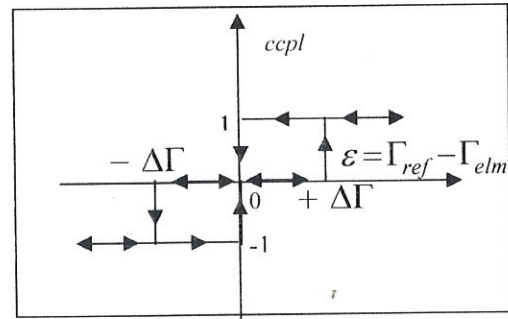


Fig.8-Comparateur à hystérésis à trois niveaux

6 ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION DE LA COMMANDE

6.1 Onduleur Deux- Niveaux

On élabore la table de la structure de commande, en fonction des sorties du contrôleur à hystérésis du flux ($cflx$), du contrôleur à hystérésis du couple ($ccpl$) et de la zone N du position du vecteur flux statorique. On retrouve bien avec la table de commande[1], la formulation de la sélection des vecteurs tensions V_{i-1} , V_{i+1} , V_{i-2} , V_{i+2} , correspondant à une zone i , et ceci pour un comparateur à hystérésis à deux niveaux (Table I) pour le couple. D'où les tables de commutation proposées par Takahashi [1] [2]:

N		1	2	3	4	5	6
Flux	Couple						
	$cflx=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
$cflx=0$	$ccpl=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$ccpl=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7

Tab. I- Table De vérité N=2

6.2 Onduleur Trois- Niveaux

Dans le cas d'un onduleur 3-niveaux NPC alimentant une machine triphasée, la partie de l'algorithme relative à la commande machine pourrait a priori se faire indépendamment de la procédure de rééquilibrage du point milieu capacitif [9][11][12].

Le choix parmi les 19 possibilités du ou des vecteurs tensions à appliquer à la machine pendant une période d'échantillonnage, se fait en exploitant un premier degré de liberté de l'onduleur [9] [13]. Le choix de la séquence des niveaux de phase, parmi toutes les possibles associées à chaque vecteur tension choisi, constitue un deuxième degré de liberté

qui doit impérativement être utilisé pour le rééquilibrage du point milieu capacitif. La table de vérité et donnée par Tab. II, [9] [10] [11]

N	Cflx=1 Ccpl=1	cflx=0 Ccpl=1	cflx=0 Ccpl=1	cflx=0 Ccpl=1
1	V ₂₂	V ₀	V ₁₇	V ₁₄
2	V ₁₇	V ₁₄	V ₂₃	V ₀
3	V ₂₃	V ₀	V ₁₈	V ₇
4	V ₁₈	V ₁₄	V ₂₄	V ₀
5	V ₂₄	V ₀	V ₁₉	V ₁₄
6	V ₁₉	V ₁₄	V ₂₅	V ₀
7	V ₂₅	V ₀	V ₂₀	V ₇
8	V ₂₀	V ₁₄	V ₂₆	V ₀
9	V ₂₆	V ₀	V ₁₅	V ₁₄
10	V ₁₅	V ₁₄	V ₂₁	V ₀
11	V ₂₁	V ₀	V ₁₆	V ₇
12	V ₁₆	V ₁₄	V ₂₂	V ₀

Tab. II Table de vérité pour N=3

7 PRESENTATION ET UTILISATION DU MODULE DE SIMULATION COMMANDE MATLAB/SIMULINK

Pour illustrer le fonctionnement de la commande et réaliser les études prospectives, un modèle de simulation développée dans l'environnement fourni par **Matlab/Simulink**. Une application développée dans l'environnement fourni par **Matlab/Simulink**.

Nous avons utilisés dans la commande les paramètres de contrôle suivants:

Γ_{emref} = échelon variable de 7 à 10 puis à 5N.m, et $\Delta\Gamma = 0,001$ N.m. $\varphi_{sref} = 0,6$ Wb et $\Delta\varphi = 0,001$ Wb. Des comparateurs de couple et de flux à deux niveaux, Une période d'échantillonnage $T_e=50\mu s$, Tension continue à l'entrée de l'onduleur à (IGBT) $E=400V$, Un couple de charge $C_r = 10N.m$ à l'instant $t=0,15s$.

8 INTERPRETATION DES RESULTATS

Il est toujours intéressant de remarquer qu'en présence d'un onduleur 3-niveaux, les niveaux de tension entre phases les plus élevées Fig. 9b que celle de l'onduleur 2-Niveaux Fig. 9a. Qui ne sont pas utilisées aux faibles vitesses. La Fig. (10a et 10b) montrent les résultats obtenus en régime transitoire de couple. Le temps de réponse de couple est légèrement augmenté dans le cas de l'onduleur 3-Niveaux, mais la dynamique de réponse en couple de l'onduleur 3-Niveaux ne présente aucune oscillation ou

dépassement de consigne que celle de l'onduleur 2-Niveaux, comme il est bien montré sur le spectre du couple en régime permanent les Fig. (11a et 11b).

La Fig.13b, de flux montre, une bonne caractéristique dynamique dans le régime transitoire, aussi bien pour un onduleur 3-Niveaux que pour un onduleur 2-Niveaux Fig.13a avec des erreurs statiques qui sont virtuellement nuls dans les deux cas comme le montre dans les Fig. (12a et 12b).

La Fig. 14b montre que l'utilisation l'onduleur 3-Niveaux entraîne une diminution des ondulations du courant au démarrage de la machine c'est-à-dire, des pics faibles que celle de l'onduleur 2-Niveaux, Fig.14a.

9 CONCLUSION

Dans cette étude nous avons présenté deux types de la commande directe du couple d'une machine asynchrone DTC classique et trois niveaux. L'avantage principal de cette technique est de permettre le contrôle du flux et du couple de la machine sans avoir besoin à utiliser un capteur mécanique. La stratégie de contrôle direct du couple est un moyen efficace et simple pour piloter une machine asynchrone. Les résultats de simulation obtenue pour l'arrangement de DTC avec onduleur trois niveaux illustrent une réduction considérable dans l'ondulation de couple, ondulation de flux, et les pics de courant statique au démarrage par rapport aux résultats obtenus dans la DTC par onduleur deux niveaux. Ce qui montre l'efficacité de la méthode proposée.

10 RUSULTATS DE SIMULATION

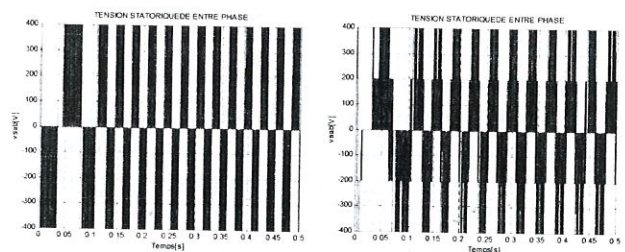


Fig.9.a Tension entre phases V_{ab} Fig.9.b Tension entre phases V_{cb}

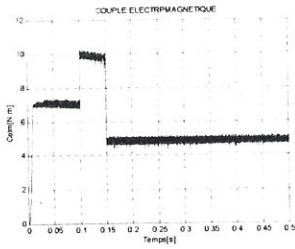


Fig.10.a. Le couple C_{elm} [N.m]

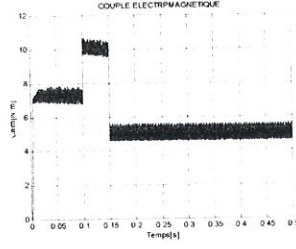


Fig.10.b. Le couple C_{elm} [N.m]

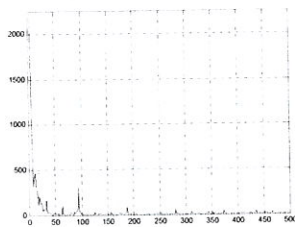


Fig.11.a. Spectre du couple

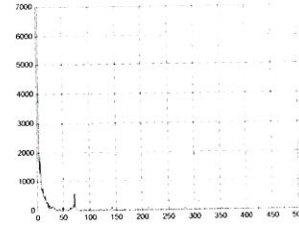


Fig.11.b. Spectre du couple

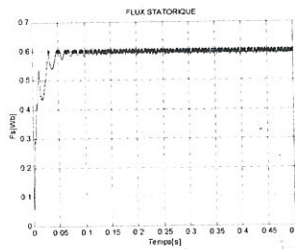


Fig.12.a. Module de flux (ϕ_s)

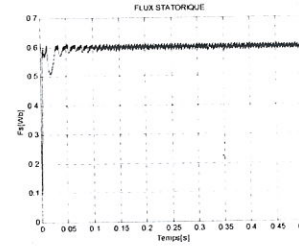


Fig.12.b. Module de flux (ϕ_s)

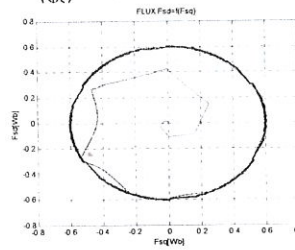


Fig.13.a. Trajectoire du flux (ϕ_s)

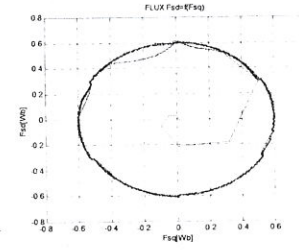


Fig.13.b. Trajectoire du flux (ϕ_s)

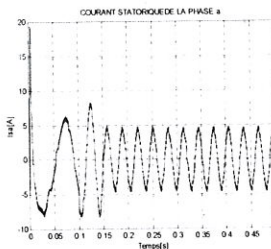


Fig.14.a. courant statorique I_{sa}

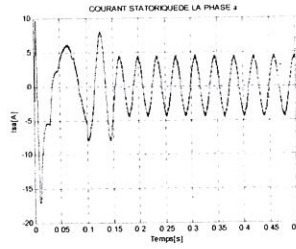


Fig.14.b. courant statorique I_{sa}

Onduleur 2-Niveaux

Onduleur 3-

Niveaux

NOTATIONS

α, β : Axes du repère de Concordia lié au stator.

$\vec{V}_s$: Vecteur tournant tension statorique.

$\vec{i}_s, \vec{i}_r$: Vecteurs tournant courant statorique et rotorique.

$\vec{\varphi}_s, \vec{\varphi}_r$: Vecteurs tournant flux statorique et rotorique.

Γ_{em} : Couple électromagnétique.

R_s : Résistance statorique.

R_r : Résistance rotorique.

L_s : Inductance cyclique statorique.

L_r : Inductance cyclique rotorique.

L_m : Inductance mutuelle cyclique.

p : Nombre de paire de pôles.

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$: Coefficient de dispersion

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps statorique.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

T_e : Période d'échantillonnage.

U_0 : Tension continue à l'entrée de l'onduleur.

ϕ_{sref} : Référence de flux statorique.

Γ_{emref} : Référence de couple électromagnétique.

$\Delta\phi$: Écart d'hystérésis du contrôleur de flux.

$\Delta\Gamma$: Écart d'hystérésis du contrôleur de couple.

ω_s : Pulsation statorique.

ω_r : Pulsation rotorique.

c_{flx} : Grandeur de sortie du contrôleur de flux.

c_{cpl} : Grandeur de sortie du contrôleur de couple.

N : Numéro de zone de position du flux statorique.



12 REFERENCE

- [1]. D. CASADEI, G. SERRA, "Implementation of Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based On Discrete Space Vector Modulation", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.15, N°.4, JULY 2002.
- [2]. I. Takahashi, T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of induction motor", *IEEE Trans. On IA*, Vol.22, N°.5, Sept/Oct 1986, PP.820-827.
- [3]. BARBARA H. KENNYNASA "Stator and Rotor Flux Based Deadbeat Direct Torque Control of Induction Machines"; *IEEE Industry Applications Society, Annual Meeting, Chicago, September 30-October 4, 2001*.
- [4]. D. CASADEI, PROFUMO, G. SERRA, A. TANI, "FOC And DTC: Two Viable Schemes For Induction Motors Torques Control", *IEEE Trans. Power Electronics*, On PE, Vol.17, N°.5, Sept 2002.
- [5]. U. BAADER Et AL, "Direct Self-Control (DSC) Of Inverter-Fed Induction Machine, A Basis for Speed Control of Induction Machines without Rotational Transducers", *Rec.IEEE Ias*, pp.486-492, 1989.
- [6]. I. Boldea Et S.A Nasar, "Torque Vector Control (TVC). A class of fast and Robust Torque Speed and Position Digital Controllers for Electric Drives", *Emps*, vol. 15, pp.135-148, 1988.
- [7]. C. Concordia, "Synchronous Machines", *John Wiley and Sons. Londres. 1951*.
- [8]. M. DESENBROCK, "Direkte Selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung", *tetz archiv.*, Bd, 7 (1985) h.7, pp. 211-218, 1985.
- [9]. X.ROBOAM, "Variateur De Vitesse Pour Machine Asynchrone, Contrôle De La Vitesse Sans Capteur Mécanique" *Thèse Doctorat de L'INPT, Toulouse. 1991*.
- [10]. A.C.MARTINS, X. ROBOAM, T.A.MEYNARD, end A.S. CARVAIHO, "Switching Frequency Imposition and Ripple Reduction in DTC Drives by Using a Multilevel Converter", *IEEE*
- [11]. *trans, on Power Electronics*, vol. 17, No 2, MARCH 2002.
- [12]. A.M.ARCKER-HISSEL, M.PITERZAK-DAVID AND B. DE FORNEL "Improved Variable Structure Controllers of High Power 3-Level Inverter-Fed Induction Motor Drivers" 2nd IMACS International Multiconference, CESA'98, Computational Engineering in Systems Applications Co-Sponsored by IEEE, Nabeul-Hammamet, Tunisia . April 1-4, 1998
- [13]. N. SCHIBLI, T. NGUYEN, A. RUFER, "Three-Phase Multilevel Converter for High-Power Induction Motors ", *IEEE trans. On Power Elect*, Vol. 13 no. 5, Sept. 1998,
- [14]. T. MEYNARD, H. FOCH, "Imbricated Cells Multi-Level Voltage-Source Inverters for High Power Applications ", *EPE Journal*, vol. 3 No 2, pp.99-106, June 1993.
- [15]. F. ZHENG PENG, J.S. LAI, J.W. MCKEEVER "A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Source for Static Var Generation ", *IEEE trans. On Industrial Electronics. Appl.*, vol. 32, No 5, pp 1130-1138, 1996.