

# Commande DTC par Logique Floue d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM

F. Kadri

Département de Mécanique et d'électronique, Faculté des sciences et sciences de l'ingénieur  
 Université Kasdi MERBAH, OUARGLA, ALGERIE  
 K\_F\_99@yahoo.fr

**Abstract**—In this paper direct torque control (DTC) is used for induction motor control. Three different switching algorithms using fuzzy logic are proposed and compared. The stator voltage, current and torque are determined and compared in the above techniques using MATLAB-SIMULINK environment. Among these algorithms, the non-hysteresis controllers called two-band flux controller and triple-band torque controller lead to a better result with an advantage of simpler control algorithms.

**Key-Words**— DTC, Fuzzy logic, Induction motor, PWM-inverter, switching algorithm.

## I. INTRODUCTION

DANS ce travail, on met au point une stratégie de contrôle intelligente basée sur la logique floue pour la commande d'un moteur à induction. La commande proposée est constituée d'un estimateur du vecteur flux statorique et du couple électromagnétique, d'un contrôleur flou [1], [2], et d'une régulation basée sur la théorie du control vectoriel DTC (Figure 1).

La modélisation de l'onduleur et du moteur à induction a été abordée dans plusieurs articles [3], [4], [5], [6], [7], [8].

L'originalité de notre travail a été dans l'implantation des différentes topologies de commutation dans des contrôleurs flous par des règles qui décrivent le fonctionnement de chaque algorithme, pour assurer la simplicité d'implémentation et la robustesse qu'offre la logique floue.

Il faut noter que l'implantation classique des différentes topologies de commutation se fait par des contrôleurs à hystérésis ou à bandes.

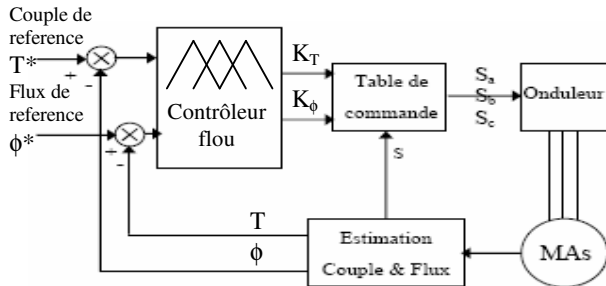


Figure 1. Structure générale du contrôle direct du couple proposé.

## II. DEVELOPPEMENT DES DIFFERENTS ALGORITHMES DE COMMUTATION

On propose la synthèse des contrôleurs flous pour les trois algorithmes de commutation proposés dans [9], [10].

### A. Contrôleur par hystérésis : (Algorithme un)

Comme l'indique son nom, classiquement on utilise un contrôle par hystérésis. Le contrôleur flou proposé exploite la propriété de l'hystérésis basée sur l'historique de la commande (Figure 3).

Voici l'ensemble des règles décrivant le principe de fonctionnement pour cet algorithme:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{if } \Delta T \text{ BP} & \text{Then } K_T = 1. \\ \text{if } \Delta T \text{ SP and } d\Delta T / dt \text{ P} & \text{Then } K_T = 0. \\ \text{if } \Delta T \text{ SP and } d\Delta T / dt \text{ N} & \text{Then } K_T = 1. \\ \text{if } \Delta T \text{ SN and } d\Delta T / dt \text{ P} & \text{Then } K_T = -1. \\ \text{if } \Delta T \text{ SN and } d\Delta T / dt \text{ N} & \text{Then } K_T = 0. \\ \text{if } \Delta T \text{ BN} & \text{Then } K_T = -1. \end{array} \right. \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{if } \Delta \phi \text{ BP} & \text{Then } K_\phi = 1. \\ \text{if } \Delta \phi \text{ Z and } d\Delta \phi / dt \text{ P} & \text{Then } K_\phi = 0. \\ \text{if } \Delta \phi \text{ Z and } d\Delta \phi / dt \text{ N} & \text{Then } K_\phi = 1. \\ \text{if } \Delta \phi \text{ BN} & \text{Then } K_\phi = 0. \end{array} \right. \quad (2)$$

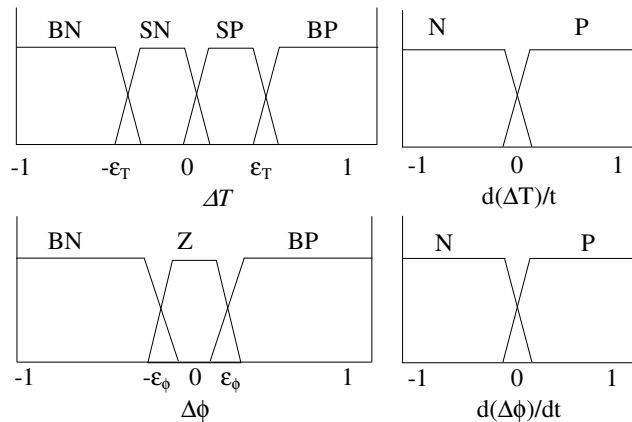


Figure 2. Fuzzification des entrées pour algorithme 1

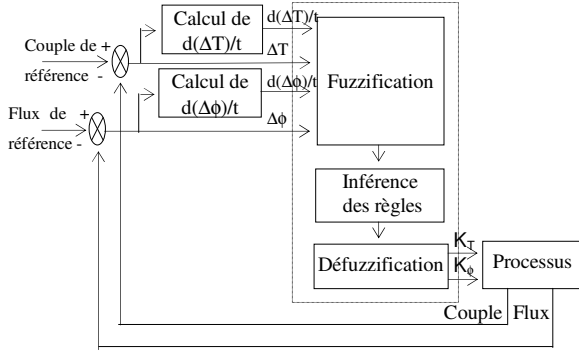


Figure 3. Configuration du contrôleur flou de l'algorithme 1

B. Contrôleur à bande (Algorithme deux, et trois)

Dans ce type de contrôleur l'historique de la commande ne joue aucun rôle (Figure 6), la commande est basée sur le nombre de bande d'erreurs du flux et du couple, on propose deux algorithmes dont le principe de fonctionnement est présenté dans [9].

1) Algorithme deux: (contrôleur de flux à quatre bandes et contrôleur de couple à cinq bandes)

Voici l'ensemble des règles décrivant le principe de fonctionnement pour cet algorithme:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{if } \Delta T \text{ BP} \text{ Then } K_T = 0. \\ \text{if } \Delta T \text{ SP} \text{ Then } K_T = 1. \\ \text{if } \Delta T \text{ SN} \text{ Then } K_T = 2. \\ \text{if } \Delta T \text{ MN} \text{ Then } K_T = 3. \\ \text{if } \Delta T \text{ BN} \text{ Then } K_T = 4. \end{array} \right. \quad (3)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{if } \Delta \phi \text{ BP} \text{ Then } K_\phi = 0. \\ \text{if } \Delta \phi \text{ SP} \text{ Then } K_\phi = 1. \\ \text{if } \Delta \phi \text{ SN} \text{ Then } K_\phi = 2. \\ \text{if } \Delta \phi \text{ BN} \text{ Then } K_\phi = 3. \end{array} \right. \quad (4)$$

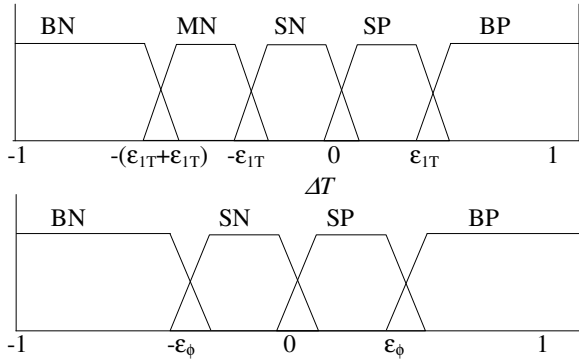


Figure 4. Fuzzification des entrées pour l'algorithme 2

2) Algorithme trois: (contrôleur de flux à deux bandes et contrôleur de couple à trois bandes)

Voici l'ensemble des règles décrivant le principe de fonctionnement pour cet algorithme:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{if } \Delta T \text{ BP} \text{ Then } K_T = 1. \\ \text{if } \Delta T \text{ Z} \text{ Then } K_T = 0. \\ \text{if } \Delta T \text{ BN} \text{ Then } K_T = -1. \end{array} \right. \quad (5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{if } \Delta \phi \text{ P} \text{ Then } K_\phi = 1. \\ \text{if } \Delta \phi \text{ N} \text{ Then } K_\phi = 0. \end{array} \right. \quad (6)$$

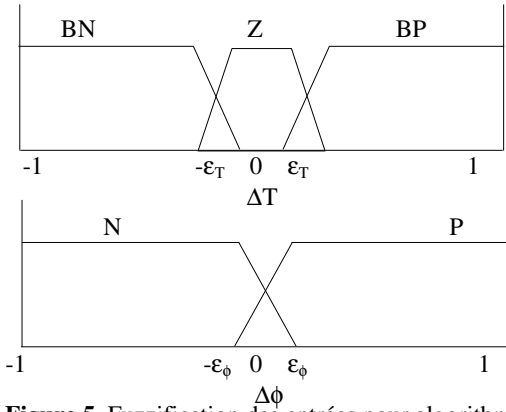


Figure 5. Fuzzification des entrées pour l'algorithme 3

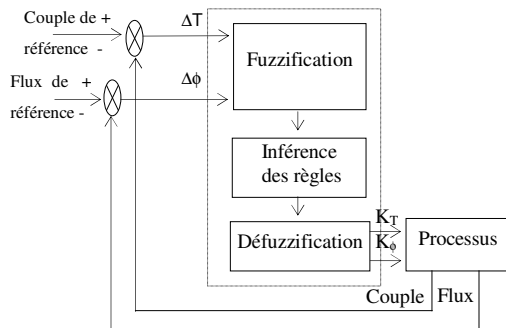


Figure 6. Configuration du contrôleur flou pour les algorithmes 2, et 3.

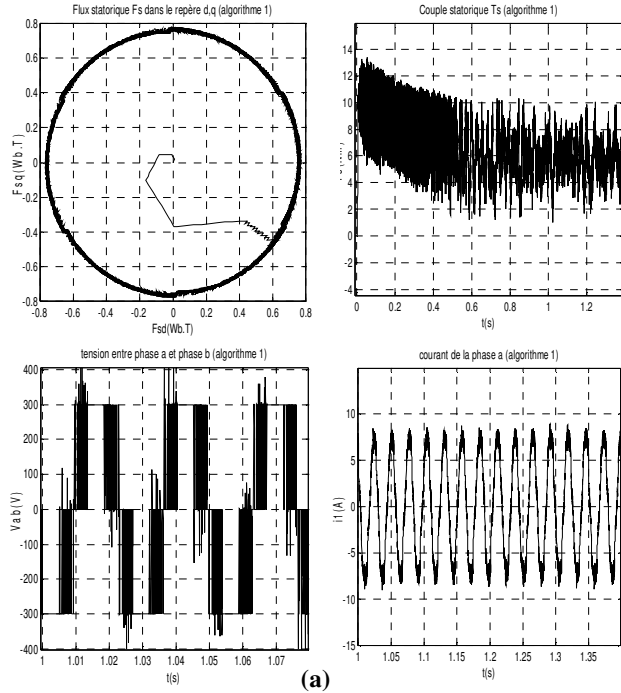
III. RESULTATS DE SIMULATION DES DIFFERENTS ALGORITHMES DE COMMUTATION

On applique la commande du système à un moteur dont les spécifications sont données par :

F (Hz)	P (KW)	p	V (V)	R <sub>s</sub> (Ω)	R <sub>r</sub> (Ω)	L <sub>s</sub> =L <sub>r</sub> (H)	M (H)	J (kgm <sup>2</sup> )
30	1.5	2	280	0.5	1	0.105	0.1	0.02

Table 1. Caractéristiques du moteur à induction utilisé.

On a remarqué que les trois algorithmes sont performants, mais en observant surtout la tension de sortie  $V_{ab}$ , et le taux d'ondulation dans la réponse du couple ; On peut dire que l'algorithme 3 est meilleur.



On effectue deux tests, un test pour le régime de démarrage et un test de trois variantes pour le régime permanent. Pour montrer l'effet de la fréquence d'échantillonnage on effectue le premier test avec un temps d'échantillonnage de  $50\mu s$  et de  $20\mu s$  pour le deuxième test.

#### A. Performance du régime transitoire.

Pour cela on visualise le système de démarrage jusqu'à la stabilisation, afin d'observer son comportement dynamique en régime transitoire jusqu'à ce qu'il atteigne son régime permanent en effectuant une opération de *ZOOMING* sur les signaux visualisés. Les grandeurs visualisées sont présentées par la figure 7.

On remarque que le système de commande atteint son régime permanent en montrant une bonne performance et une grande stabilité pour tous les algorithmes. Le flux se stabilise autour de sa valeur de référence  $F_s=0.75 \text{ Wb.T}$ , et le couple juste au-dessous de sa valeur de référence  $T_s=10 \text{ N.m}$ .

On remarque aussi que le couple subit des ondulations plus importantes que les ondulations du flux. Ceci est dû aux courants des phases qui influent directement sur le couple qui est le résultat du produit vectoriel du courant et du flux tandis que l'influence des courants sur le flux est secondaire puisqu'il est surtout influencé par le vecteur de tension. C'est ce qui explique les bonnes performances du flux qui sont meilleures que celle du couple.

La grande stabilité du système peut être observée sur les grandeurs de sortie : le courant de la phase  $a$  et la tension  $V_{ab}$  qui, en régime permanent montre un régime périodique par une modulation *PWM* de la tension  $V_{ab}$  et un régime sinusoïdale du courant  $i_a$ .

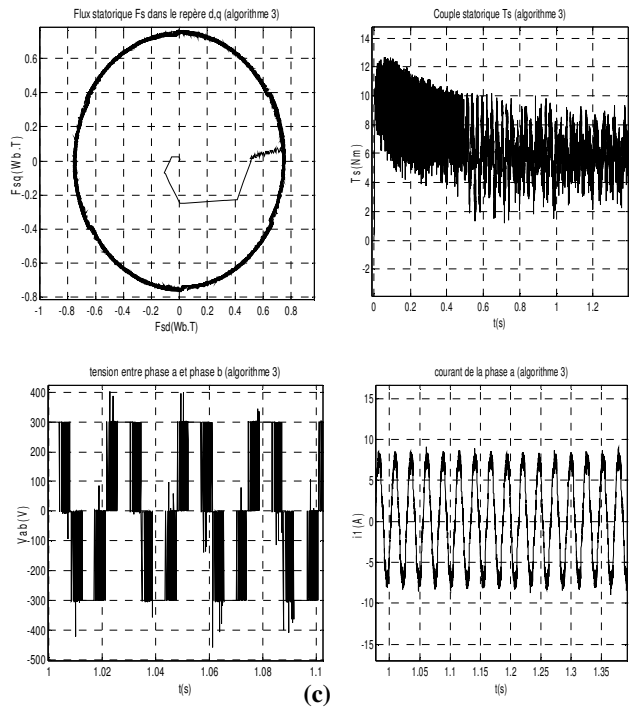
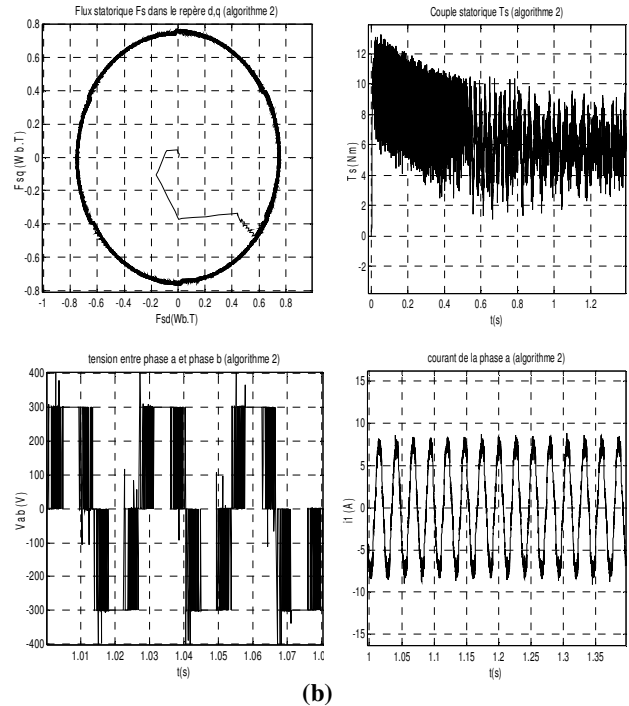
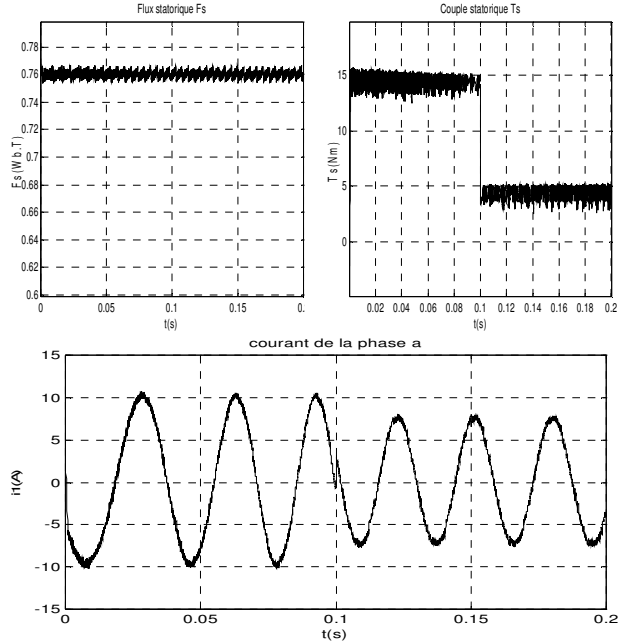


Figure 7. Réponse du système en régime de démarrage.  
 (a) algorithme 1, (b) algorithme 2, (c) algorithme 3.



(a)

**B. Performance du régime permanent.**

En pratique, il y a deux facteurs importants qui influent sur les performances de la commande *DTC* : les bandes d'erreurs du couple et du flux, et la fréquence d'échantillonnage.

Concernant les bandes d'erreurs, les travaux ont montré que le choix de ces bandes d'erreur à 4% des valeurs nominales donne la meilleure plage de fonctionnement pour les fréquences d'échantillonnage [8], [9]. Ce qui justifie le choix de cette valeur pour nos travaux de simulation.

Pour observer les performances du système en régime permanent, on a procédé à la simulation en vue d'observer l'influence des paramètres de commande, à savoir le couple et le flux, c'est pourquoi on propose 3 variantes pour ce test à un temps d'échantillonnage de  $20\mu s$ .

**1) Réponses à une variation du couple (15 → 5) N.m**

Pour les algorithmes 1, 2, et 3, la figure 8 donne les réponses du système. On voit que le système suit rapidement sa nouvelle référence en gardant sa stabilité après la variation de la commande du couple. Ceci est observé dans le courant de phase  $i_a$ . Le changement d'amplitude du courant  $i_a$  est dû au changement de la commande du couple de 15 N.m à 5 N.m.

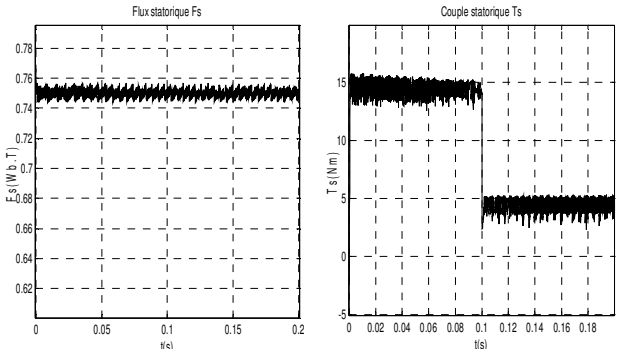
On remarque aussi que la variation du couple n'a pas d'influence sur le flux, et que les meilleurs résultats sont obtenus par l'algorithme 3.

**2) Réponses à une variation du flux (0.75 → 0.5) Wb.T**

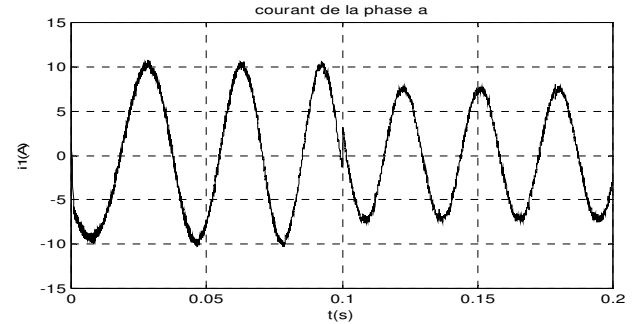
Pour les algorithmes 1, 2, et 3, la figure 9 donne les réponses du système. On voit que la variation du flux provoque une déstabilisation dans le couple et dans le courant  $i_a$  de la phase *a* durant quelques instants, après ils

retrouvent leur état stable. On remarque que cette déstabilisation renforce la stabilité du couple comme on peut l'observer sur la réponse du couple.

On remarque que les meilleurs résultats sont obtenus par l'algorithme 3.



(b)



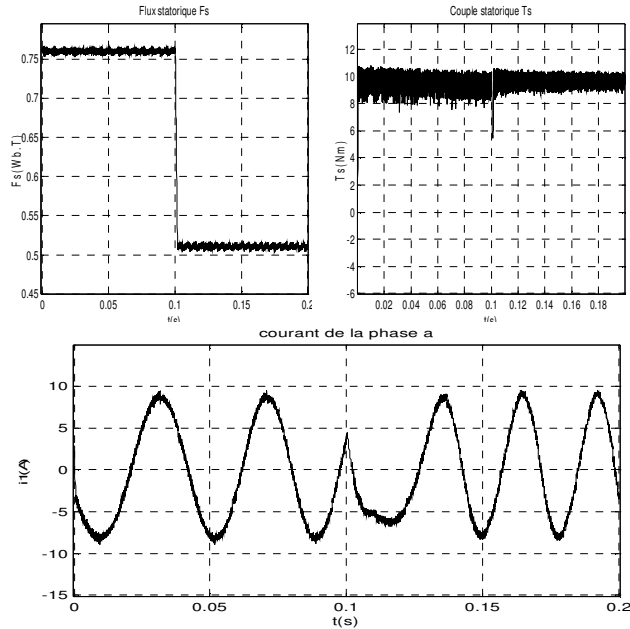
(c)

**Figure 8.** Réponse du système en régime permanent pour un changement de couple (15 → 5) N.m.

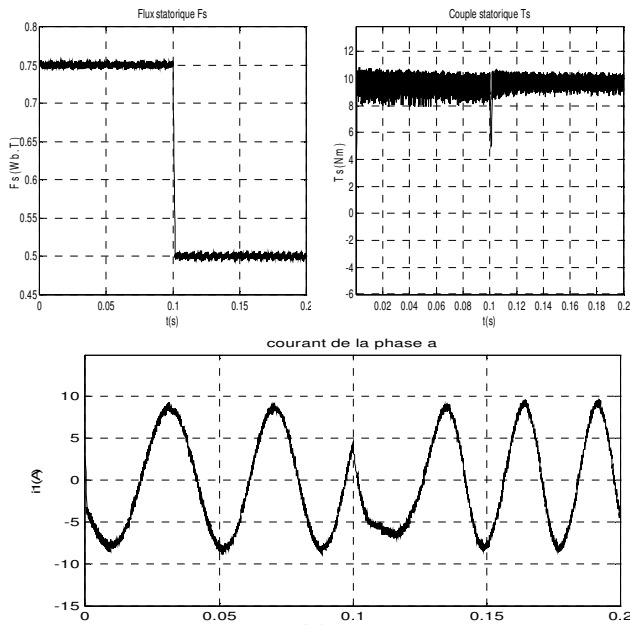
(a) algorithme 1, (b) algorithme 2, (c) algorithme 3.

commande puisque nous remarquons un découplage parfait dans la commande du flux et du couple.

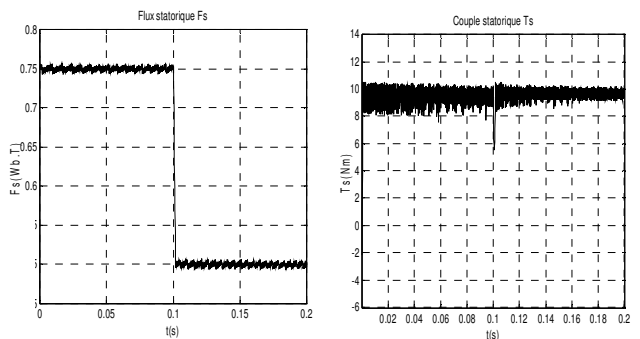
On remarque également que les meilleurs résultats sont obtenus par l'algorithme 3.



(a)



(b)



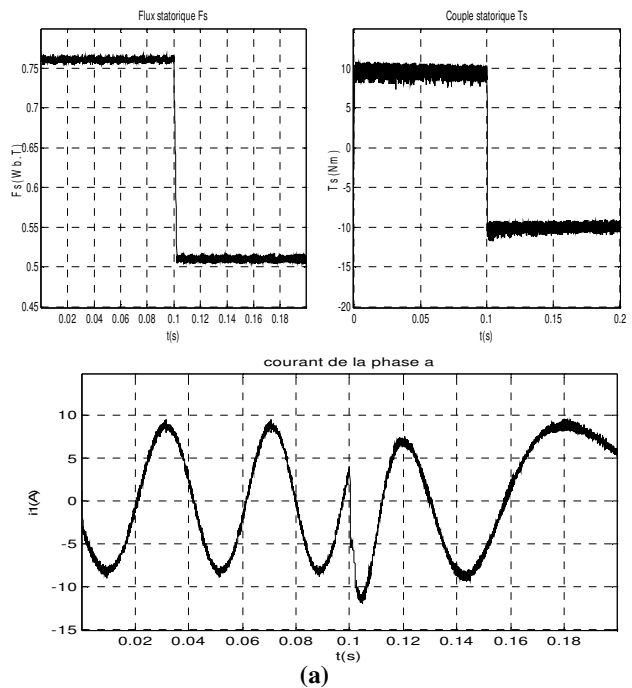
(c)

Figure 9. Réponse du système en régime permanent pour un changement de flux (0.75 → 0.5) Wb.T.

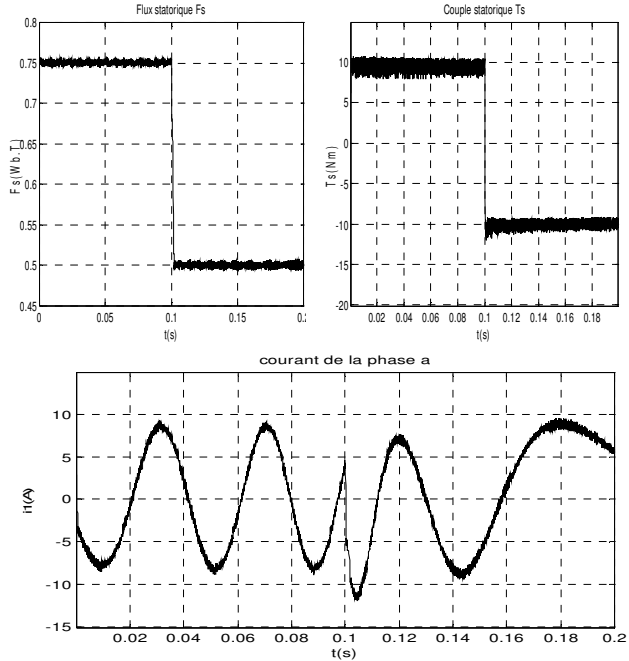
(a) algorithme 1, (b) algorithme 2, (c) algorithme 3.

3) Réponses à une inversion du couple (10 → -10) N.m et à une variation du flux (0.75 → 0.5) Wb.T

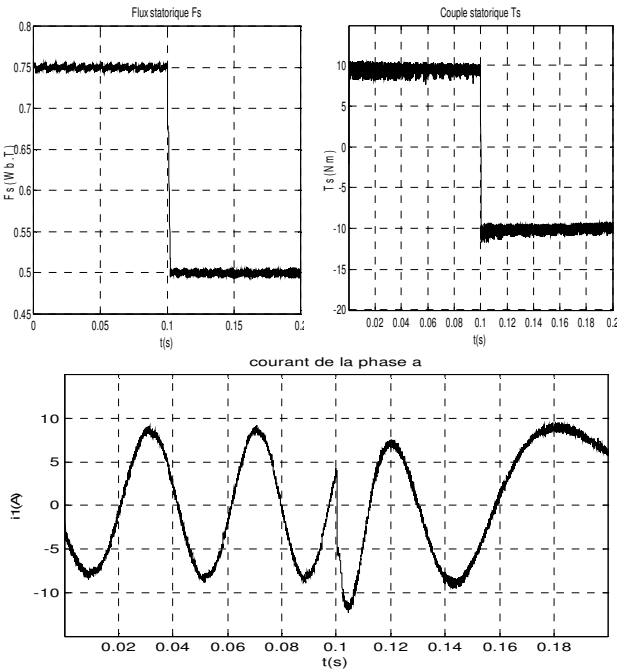
Pour les algorithmes 1, 2, et 3, la figure 10 donne les réponses du système. Ce test a été effectué afin de montrer le découplage dans la commande du couple et du flux ; pour pourquoi des variations de couple et de flux sont appliquées simultanément. On peut donc remarquer que l'inversion du couple n'influe pas sur la stabilité du flux et la variation du flux n'influe pas sur la stabilité du couple. Nous concluons que le problème de couplage caractérisant la commande du moteur à induction a été résolu par notre système de



(a)



(b)



(c)

## IV. CONCLUSION

Notre travail a porté sur le développement d'une commande par logique floue d'un moteur à induction alimenté par un onduleur de tension *PWM* en utilisant un contrôle vectoriel avec la commande *DTC*. Dans cet article, nous décrivons essentiellement la mise en œuvre d'une loi de commande robuste et performante par la présentation de trois algorithmes de commutation.

L'originalité de notre travail a été de combiner les expérimentations de simulation des différents algorithmes de commande, pour la définition d'une structure de contrôle réalisant le meilleur rapport simplicité/performance. Nous avons fait appel à des outils de commande non conventionnelle. Les solutions proposées ont amélioré significativement les performances et renforcé la stabilité grâce à l'aspect robuste de la commande floue.

## V. REFERENCES

- [1] V. Chitra, and R. S. Prabhakar, "Induction Motor Speed Control using Fuzzy Logic Controller", Proceedings of world academy of science, Engineering and technology, Volume 17 December 2006.
- [2] M. Vasudevan and R. Arumugam, "High - performance adaptive intelligent direct torque control schemes for induction motor drives", KMITL Sci. Tech. J. Vol. 5 No. 3 Jul.-Dec. 2005, India.
- [3] M. Bertouluo, G. Buja, and R. Menis, "Analytical formulation of the direct torque control of induction motor drives", IEEE 99, ISIE'99-Bled, Slovenia, 1999.
- [4] G. Buja, D. Casadei, and G. Serra, "Direct torque control of induction motor drives", IEEE Catalog number: 97TH8280, ISIE'97-Guimaraes, Portugal, 1997.
- [5] J. Monteiro, G.D. Marques, and J. Palma, "Induction machine with stator flux vector control in dq co-ordinates", 9<sup>th</sup> international conference and exhibition on power electronics and motion control, EPE-PEMC 2000 Kosice, Volume 6, pp 219-224, Slovak Republic, 2000.
- [6] D.Casadei and 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, July2002
- [7] M. Bertouluo, G. Buja, and R. Menis, "Operation of DTFC IM under estimation process errors", 9<sup>th</sup> international conference and exhibition on power electronics and motion control, EPE-PEMC 2000 Kosice, Volume 1, pp 27-34, Slovak Republic, 2000.
- [8] A. Ghazel, "Contrôle vectoriel numérique d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur par un onduleur MLI", Université de Tunis II, Tunis, Thèse de doctorat, 1996.
- [9] J. Faiz, M. Sharifan, and V. Fedak, "Minimization of current harmonics of DTC controller using a suitable switching Pattern", 9<sup>th</sup> international conference and exhibition on power electronics and motion control, EPE-PEMC 2000 Kosice, Volume 3, pp 161-166, Slovak Republic, 2000.
- [10] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "FOC and DTC : Two viable schemes for induction motors torque control", 9<sup>th</sup> international conference and exhibition on power electronics and motion control, EPE-PEMC 2000 Kosice, Volume 1, pp 128-136, Slovak Republic, 2000.