

Contrôle de couple d'un moteur asynchrone Six phases en mode sain et dégradé Application à la direction assistée

A.Sivert, F.Betin, B.Vacossin, S. Carriere, A Yazidi, G.

(1) Laboratoire des Technologies innovantes (L.T.I), équipe Énergie Électrique et Systèmes Associés (EESA)
U.P.J.V Université de Picardie Jules Verne, Institut Universitaire de Technologie de l'Aisne GEII, 02880 SOISSONS.

RESUME - Cet article présente la direction assistée électrique de voiture réalisé par un moteur à asynchrone à cage à six phases (6MAS) avec capteur de couple. Le couple du moteur est contrôlé en utilisant une logique floue pour être insensible aux variations de charge mécanique mais aussi de perte de phases. En effet, le moteur peut fonctionner en mode défaillant lorsque des phases de la machine électrique sont manquantes. Le contrôleur à logique floue appliqué à cette machine à induction à six phases a été utilisé pour obtenir un contrôle efficace du couple malgré les erreurs du modèle en mode défaillant. Des tests expérimentaux en modes sain et en défaut (1, 2 et 3 phases manquantes) ont été réalisés pour vérifier la robustesse et la précision du contrôleur proposé. Les tests comparent également la commande dq 6MAS comme avec un moteur DC à excitation série. Cette dernière commande permet de minimiser les pertes de puissance du 6MAS et d'avoir un rendement maximum malgré les variations du couple de charge.

Mots-clés— *Contrôle de couple, Robustesse, Machines à induction multiphases, Contrôle de position, Mode défaillant, Contrôleur logique flou, minimisation des pertes de puissance.*

1. Introduction

Depuis les années 1980, certaines voitures utilisent la direction assistée électrique (DAE) [1,2]. De plus, le poids et la taille de la DAE sont inférieurs à ceux des modèles hydrauliques. Il réduit également le coût d'exploitation du véhicule puisque le système de direction hydraulique nécessite environ 0,2 litre d'essence pour 100 km. Ces DAE doivent être fiables, robustes et fonctionner avec une bonne précision même en mode défaillant. Par conséquent, pour ces applications, une machine à courant continu ou une machine alternative triphasée sont moins pertinents qu'une machine à courant alternatif multiphasé. En effet, une machine à induction multiphasée présente l'avantage, par rapport à une machine triphasée ou à une machine à courant continu, d'un fonctionnement même si une ou plusieurs phases du stator sont manquantes [3, 4]. Le but de notre travail est d'appliquer un contrôleur de logique floue sur la direction assistée de la voiture afin d'effectuer le contrôle du couple même en mode défaillant. Le système de direction assistée est entraîné par une machine à induction de 90W six phases. L'algorithme de contrôle ne nécessite pas de calcul intensif; un microcontrôleur bon marché peut donc être utilisé.

Dans cet article, les caractéristiques DAE pour un véhicule sont présentées avec le contrôle du couple du moteur à induction à six phases (6MAS) à partir d'un banc d'essai. Les résultats expérimentaux en mode sain et avec deux phases manquantes sont donnés pour valider la théorie et tester la robustesse du contrôleur à logique floue proposé avec flux fixe et variable. Le flux variable permet de minimiser les pertes du moteur. De plus, Les directions électriques en mode servo vont se généraliser avec l'objectif des voitures autonomes.

2. Direction assistée (6MAS)

Dans notre cas, la DAE utilise un 6MAS associé à un réducteur de vitesse de 100 pour augmenter le couple. Cette grande réduction provoque un rendement faible de la boîte mais l'utilisation de la DAE est juste en basse vitesse donc faible. La DAE est contrôlée par un capteur de couple à angle de torsion par courants de Foucault. Sur la fig 1 montre le bloc-schéma DAE:

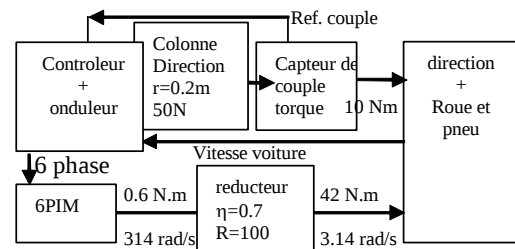
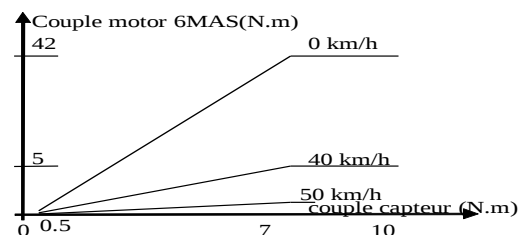


Fig. 1 Schéma fonctionnel de la DAE

La fig 2 montre le couple moteur en fonction du couple du capteur de couple et de la vitesse de la voiture. Lorsque la vitesse de la voiture est supérieure à 55 km/h, le couple moteur de la direction assistée électrique est de 0 N.m. La valeur de l'assistance dépend de la vitesse du véhicule pour maintenir une bonne sensation de direction. Le couple de la DAE est de 42 N.m dans le pire des cas pour un volant supérieur à 7 N.m et pour la vitesse 0 km/h.



La DAE nécessite un couple dynamique de 0,2 s pour atteindre le couple maximal. Le mouvement du blocage des roues est de 3s par rapport à la référence du braquage. Par conséquent, le moteur n'est jamais longtemps sollicité et a le temps de refroidir après chaque utilisation. Mais, un capteur de température kty 83 est placé sur les bobinages pour sécuriser le fonctionnement du moteur avec un relais thermique numérique sur l'onduleur.

3. CONTROLE DU MOTEUR 6MAS

3.1. *modele en mode sain du moteur 6MAS*

La commande du moteur 6 phases triphasé à cage 6MAS est en dq pour contrôler efficacement le couple.

En utilisant les matrices de transformation T6 et T2 l'axe d est aligné sur le vecteur de flux du rotor, les équations 6PIM peuvent s'écrire comme suit:

$$\left[v_d = \sigma L_s \frac{di_d}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_d - \sigma L_s \omega_s i_q - \frac{M}{\tau_r L_r} \varphi \right] \quad (1)$$

$$\dot{\mathbf{v}}_q = \sigma L_s \frac{di_q}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) \dot{\mathbf{i}}_q + \sigma L_s \omega_s \dot{\mathbf{i}}_d + \frac{M}{L_r} \omega_r \varphi \quad (2)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{L_r} i_q \phi - F\Omega - T_L \quad (3)$$

$$\left[\begin{array}{l} \frac{d\phi}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \phi + \frac{M}{\tau_r} \dot{i}_d \end{array} \right. \quad (4)$$

$$\text{ou } \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \text{ et } \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \varphi = \frac{M \cdot i_d}{1 + \tau_r s} \quad (5)$$

3.2. Decouplage modele dq

Le modèle 6MAS simplifié (4) (5) contient des termes de couplage croisé entre les composantes d et q. Afin d'obtenir un modèle découplé, il est obligatoire de supprimer ces termes de couplage. Une méthode simple consiste à utiliser les quantités des tensions électromotrices $emfd$ et $emfq$ suivantes (équivalentes aux tensions):

$$\int \text{emf}_d = -\omega_s \sigma L_s i_q - \frac{M^2}{L_r^2} R_r i_d \quad (6)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \text{emf}_q &= i_d \omega_s (\sigma L_s + \frac{M^2}{L_r}) - \frac{M^2}{L_r \tau_r} i_q \end{aligned} \right. \quad (7)$$

En soustrayant (9) (10) de ces grandeurs au système non linéaire (4) (5), le modèle découplé peut être obtenu comme:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{d1} = \sigma \mathbf{L}_s \frac{di_d}{dt} + \left(\mathbf{R}_s + \frac{\mathbf{M}^2}{\mathbf{L}_r \tau_r} \right) \mathbf{i}_d \\ \mathbf{v}_{q1} = \sigma \mathbf{L}_s \frac{di_q}{dt} + \left(\mathbf{R}_s + \frac{\mathbf{M}^2}{\mathbf{L}_r \tau_r} \right) \mathbf{i}_q \end{cases} \quad (8)$$

3.3. Linearisation du modele avec regulation du couple

La figure 3 montre la régulation de flux (direct) et du couple (en quadrature) du 6MAS où x désigne des composantes d'axe direct ou en quadrature ($x = d, q$). em_0fx représente les forces électromotrices du moteur et $emfx$ les forces électro-moteur calculées pour avoir le découplage (6) (7). $GCx(s)$ représente le correcteur et la fonction de transfert de modèle peut être fournie comme:

$$i_x = (V_{x1} + (em_0 f_x - em f_x))k_x / (1 + \tau_x s) \quad (9)$$

La différence entre les deux forces électromotrices (emf) correspond à une erreur de découplage par rapport à une mauvaise modélisation ou à un changement de paramètre dans le temps. Les paramètres de l'intensité de la boucle interne sont représentés dans ces équations:

$$k_x = L_r \tau_r / (R_s L_r \tau_r + M^2) = 0.9 \Omega^{-1} \quad (10)$$

$$\tau_x = \sigma L s K_x = 1.9 \text{ ms} \quad (11)$$

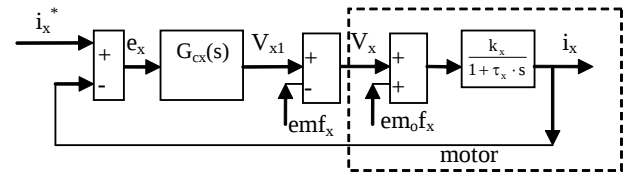


Fig. 3. Flux (i_d) et régulation de couple (i_q)

3.4. Couple du moteur 6MAS

En mode sain avec le contrôle vectoriel, le couple à l'état stable et le gain de l'équation de couple k_T correspond à:

$$T(\text{N.m}) = \frac{P \cdot M}{L_r} \cdot I_q \cdot \varphi = \frac{k_T \cdot I_q \cdot I_d}{1 + \tau_r s} \quad (12)$$

En mode défaillant avec 1 ou 2 phases manquantes, le couple de gain kT dépend de l'inductance mutuelle stator-rotor et change avec le nombre de phases du stator actif. Il y a un couple d'oscillation à cause de la puissance qui n'est plus équilibrée [8].

3.5. Shema de control

Dans la littérature, différents types de correction sont utilisés pour réguler le courant I_d et I_q (proportionnelle intégrale PI classique, contrôle de structure variable, logique floue, PID fractionnaire ...). Ces contrôleurs [4-5-6] doivent être robustes pour annuler ou minimiser les erreurs suivantes:

- Phases manquantes (mode défaillant),
- Erreurs de modélisation,
- Les variations de paramètres

L'originalité de ce papier est aussi l'utilisation de la logique floue ou les facteurs d'échelle seront choisis pour avoir un bon couple dynamique. La figure 4 montre le schéma de commande général avec les transformations matricielles, les termes de découplage, les boucles de régulation de courant et la boucle de régulation de position ou de vitesse. L'intégrateur proportionnel à logique floue est introduit dans les boucles internes [7] pour réguler I_{qs} et I_{ds} .

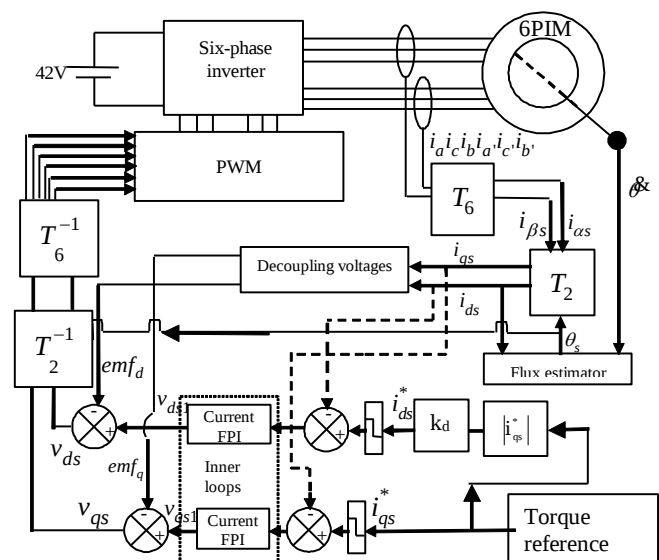


Fig. 4.: Schéma de représentation de la direction assistée avec asservissement de logique floue FPI appliqué au control de couple

3.6. Logique floue FPI

La structure du contrôleur FPI est représentée sur la figure 5 avec l'intégrateur. k_1 , k_2 , k_3 sont des facteurs d'échelle de gain.

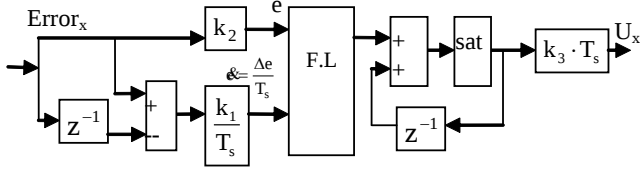


Fig.5 Logique floue FPI avec $T_{\text{Sample}}=0.2\text{ms}$

L'objectif est de trouver les facteurs d'échelle pour avoir le contrôle de couple avec une bonne dynamique. Le système d'inférence floue peut être représenté par un plan de phase de tableau normalisé (tableau I) avec une ligne de zéro appelée ligne de commutation. La trajectoire du système contrôlé dans le plan de phase glisse de haut en bas le long de cette ligne de zéro (fig.6). Plus la trajectoire du système est éloignée de cette ligne, plus la commande U est importante pour attirer la trajectoire vers cette ligne.

TABLE I: table 9x9 d'inférence pour la logique floue

e_n / e_n	-1	-0.75	-0.5	-0.25	0	0.25	0.5	0.75	1
1	0	0.25	0.5	0.75	1	1	1	1	1
0.75	-0.25	0	0.25	0.5	0.75	1	1	1	1
0.5	-0.5	-0.25	0	0.25	0.5	0.75	1	1	1
0.25	-0.75	-0.5	-0.25	0	0.25	0.5	0.75	1	1
0	-1	-0.75	-0.5	-0.25	0	0.25	0.5	0.75	1
-0.25	-1	-1	-0.75	-0.5	-0.25	0	0.25	0.75	1
-0.5	-1	-1	-1	-0.75	-0.5	-0.25	0	0.25	0.5
-0.75	-1	-1	-1	-1	-0.75	-0.5	-0.25	0	0.25
-1	-1	-1	-1	-1	-1	-0.75	-0.5	-0.25	0

Avec cette table d'inférence et la défuzzification, si la trajectoire du système est dans la table d'inférence, alors la sortie du contrôleur aura l'équation suivante:

$$U(s) = (k_1 \cdot e \cdot s + k_2 \cdot e) \cdot k_3 / s = (k_p \cdot e + k_i \cdot e/s) \cdot \quad (13)$$

Le gain proportionnel k_p correspond à $k_1 k_3$ et le gain intégral k_i à $k_2 k_3$. Si la trajectoire du système oscille autour de la ligne correspondant à 0 dans le tableau d'inférence comme dans la figure suivante, alors

$$(k_1 \cdot e \cdot s + k_2 \cdot e) \cdot k_3 / s = 0 \quad (14)$$

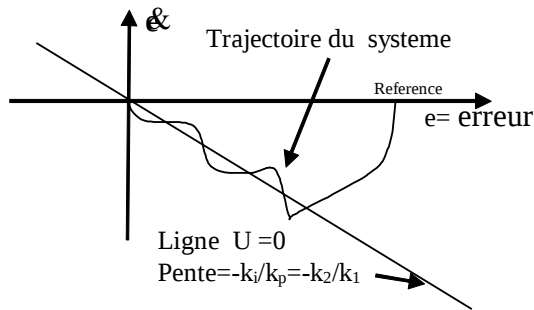


Fig.6 Trajectoire normalisée dans le plan de phase pour une réponse indicielle

La ligne $U=0$ correspond à la trajectoire naturelle du système sans contrôle [4].

La solution de l'équation (14) provoque une sortie dynamique correspondant à l'équation suivante:

$$I_x(s) = \frac{I_x^* + k_1/k_2 \cdot I_x^* \cdot s}{(s \cdot k_1/k_2 + 1)} \quad (15)$$

Pour une réponse en échelon, la sortie correspondra à un système de premier ordre tandis que pour une référence rampe ou parabolique, la sortie sera identique à la référence.

- Si la trajectoire quitte la table d'inférence, la sortie logique floue sera saturée.

- Si la trajectoire est dans la table d'inférence pour un contrôleur flou classique, alors la régulation correspond à une correction d'intégrateur proportionnelle avec une sortie correspondant à une équation de second ordre suivante:

$$I_x(s) = \frac{I_x^* (k_p s / k_i + 1) + \Delta e m f_x s / k_i}{(s^2 \cdot \tau_x / k_i k_x + s \cdot (1 + k_p k_x) / k_i k_x + 1)} \quad (16)$$

Lorsque le coefficient d'amortissement est supérieur à 1, alors le pole sera presque égal à la pente, mais toujours légèrement inférieur.

$$s_1 \approx -k_i / k_p = -k_2 k_3 / k_1 k_3 \quad (18)$$

Quand $k_i / k_p = 1 / \tau_x$, alors il y a annulation du pôle et du zéro et l'équation (18) est simplifiée à l'équation suivante (19):

$$I_x(s) = \frac{I_x^*}{(s / k_i k_x + 1)} + \frac{\Delta e m f_x s / k_i}{(s^2 \cdot \tau_x / k_i k_x + s \cdot (1 + k_p k_x) / k_i k_x + 1)}$$

La valeur de gain intégral donne la dynamique et le ratio k_i/k_p correspond à la constante de temps τ_x .

Remarque : le gain intégral k_i annule l'erreur créée par la perturbation $\Delta e m f$ s'il y a des légères erreurs du à la modélisation qui permet le découplage dq.

Une grande valeur de k_{px} saturera la tension V_x . La tension maximum $V_{x \max}$ (36V) dépend de la tension d'alimentation de l'onduleur $V_{bus \text{ DC}}$ (42V). Par conséquent, le coefficient proportionnel sera limité à l'équation suivante:

$$k_{p \max} = V_{x \max} / I_{x \max} = V_{BUSDC} / I_{x \max} \sqrt{2} \quad (20)$$

3.7. Modèle des pertes de puissance et rendement moteur

Il y a beaucoup de pertes de puissance sur ce petit moteur. Par conséquent, l'efficacité d'optimisation [9, 10] doit être bonne car la direction assistée n'est pas utilisé quand la voiture a une vitesse supérieure à 55 km/h. Donc, cela ne sert à rien de mettre toujours un courant I_d pour avoir un flux dans le 6MAS. Les pertes cuivre et fer correspondent aux équations suivantes:

$$P_{\text{copper}} = (R_s + (M/lr)^2 \cdot R_r) \cdot i_{sq}^2 + i_{sd}^2 \cdot R_s \quad (21)$$

$$P_{\text{core}} = (k_h \omega_s + k_e \omega_s^2) \cdot \left[M^2 i_{sd}^2 + M^2 \left(1 - \frac{M}{l_r} \right)^2 i_{sq}^2 \right] \quad (22)$$

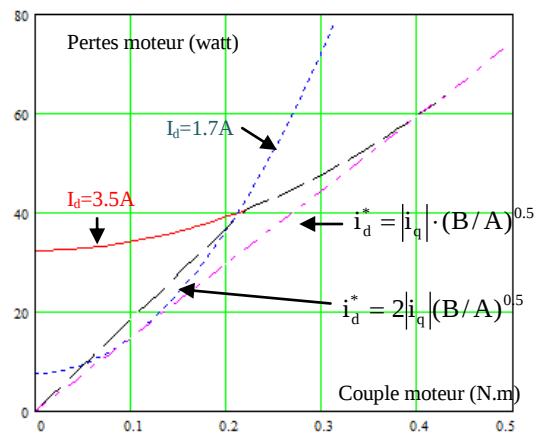


Fig.7 Pertes fer et cuivre en fonction du couple du 6MAS de 300 rad/s

Ces pertes de puissances peuvent être observées sur la figure précédente pour la variation de i_q^* (0 to 8A) et avec i_d^* limité à

3.5A. Pour un couple de charge de 0.1 N.m, i_d^* est limité à 3.5A alors i_q sera à 1.2A, les pertes cuivres et fers seront respectivement à 13W et 21 W. Pour i_q max de 8A, le couple maximum est de 0.64N.m.

Pour le même couple de charge, si i_d^* est diminué à 1.7A alors i_q augment à 2.56A, les pertes diminuent à 14.8W, mais la puissance maximale est diminuée à 0.31N.m. Par contre, si i_d^* est proportionnel à i_q^* alors, les pertes de puissances sont proportionnelles au couple moteur.

Pour un minimum de perte ou un maximum de rendement i_d^* doit correspondre à l'équation suivante (23):

$$i_d^* = \sqrt{\frac{B}{A}} \cdot |i_q^*| \text{ avec } \begin{cases} A(\omega_s) = R_s + M^2(k_h\omega_s + k_e\omega_s^2) \\ B(\omega_s) = R_s + R_r \frac{M^2}{I_r^2} + M^2 \left(1 - \frac{M}{I_r}\right)^2 (k_h\omega_s + k_e\omega_s^2) \end{cases}$$

Le ratio $(B/A)^{0.5}$ est très faiblement influencé par ω_s (pour 300 rad/s qui est égale à 0.65 et pour 0rad/s to 1. Quand $i_d^* = |i_q| \cdot (B/A)^{0.5}$ alors le contrôle dq 6MAS réagit comme un moteur DC série. Le rendement du moteur peut être observé sur la figure suivante. Pour le rendement i_d à 3.5A, le rendement est bon seulement pour un couple supérieur à 0.3N.m. Pour i_d à 1.7A, le rendement est bon seulement pour 0.1N.m, puis il se dégrade si le couple moteur est supérieur à cette valeur.

En effet, le rendement maximum dépend seulement de la pulsation électrique et de la vitesse de la machine 6MAS correspondant à l'équation suivante :

$$\eta_{\max} = k_T \cdot \Omega / (k_T \cdot \Omega + 2 \cdot \sqrt{B(\omega_s) \cdot A(\omega_s)}) \quad (24)$$

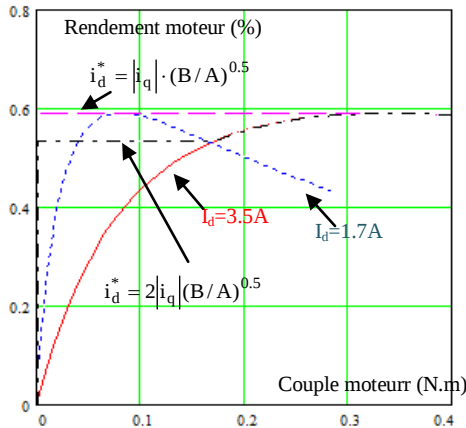


Fig.8 Rendement moteur en fonction du couple pour une vitesse de 300 rad/s

Maintenant que la regulation et que conditions pour minimiser les pertes du moteur, le banc de test va être présenté rapidement avant de présenter les essais.

4. BANC DE TEST 6MAS

Le banc de test (Fig. 10) du moteur 6MAS avec 2 onduleurs alimenté avec un bus continue de 42V DC correspondant à 3 batteries au plomb. Le programme a été développé sous MATLAB/Simulink® à partir d'un PC. Puis le programme est compilé vers une carte FPGA. La fréquence des onduleurs est à 10 kHz utilisant une PWM généré par le FPGA. Les courants 6 courants statoriques sont mesurés avec 6 shunts via une acquisition de donnée de 12-bit. La position est mesurée par l'intermédiaire d'un codeur de 4096 pas ou la vitesse est dérivée avec un temps d'échantillon de 0.2ms.

Il est possible de réduire la période d'échantillonnage à 0.05ms, mais cela provoque des problèmes de discrétisation que l'on doit filtrer.

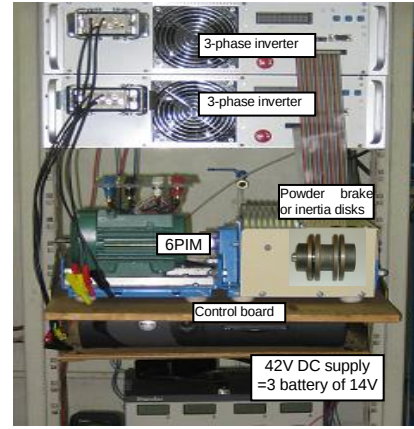


Fig.10a. vue du banc de test

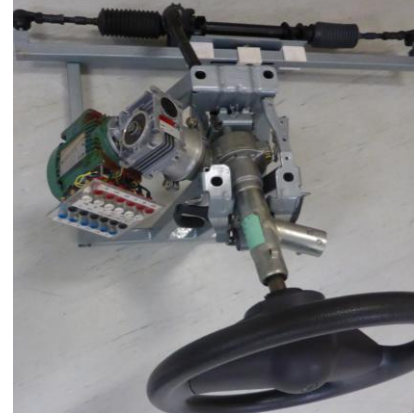


Fig.10b. vue de la direction assistée.

5. GAIN DU CONTROLEUR FPI POUR LES ESSAIS

Avec la théorie précédente, si la pente k_i/k_p est importante alors la dynamique du contrôle de couple est très rapide. Mais, il y a un compromis entre la période d'échantillonnage T_s est la constante de temps de la dynamique souhaitée τ_x . Par conséquent, la pente k_i/k_p doit correspondre à la condition suivante :

$$(k_i/k_p) < 1/T_s \quad (25)$$

A partir de l'équation (20) avec un courant de $I_{q \max}$ 8A, alors k_{pq} doit être inférieur à 4 Ω . Pour annuler, l'erreur statique pendant l'accélération, alors la valeur de k_{iq} sera choisie à 4000, donnant une dynamique très rapide de I_q .

Pour la boucle courant I_d , de l'équation (20) avec une valeur de 3.5A, alors k_{pd} doit être inférieur à 10 Ω et k_{id} 3666. Mais avec ces valeurs, il y a une oscillation autour de courant de consigne à cause de la discrétisation. Par conséquent, k_{pq} and k_{id} ont été choisis respectivement à 8 et 2666.

Pour faire une comparaison, la logique floue et un correcteur P.I ont été testé mais pas présenté dans cet article. Une des différences est la table d'inférence qui a des valeurs relative à 1. Donc, les facteurs d'échelles ont été choisis pour ne pas avoir de saturation en entrée.

Par conséquent, les facteurs d'échelles doivent correspondre aux conditions suivantes :

$$e_{\max} = \Delta e \cdot k_1 / T_s \leq 1 \quad e_{\max} = e \cdot k_2 \leq 1 \quad (26)$$

Un exemple de détermination des facteurs d'échelles pour contrôler la consigne I_q^* , avec la dérivée de l'erreur qui sera inférieur à I_q^*/T_s alors avec (26)(15) et $I_q^*=8A$ et $k_{pq}=4$ alors : $k_1 = T_s / I_q^* = 2.510^{-5}$ $k_3 = k_{pq} T_s / k_1 = 32$ $k_2 = k_1 k_i / k_p = 1/40$

6. RESULTATS

Dans un premier temps, 2 tests sont réalisés avec un couple maximum de 0.6 N.m du moteur avec une vitesse de la voiture de 0 km/h avec un couple de charge 0.3N.m. Ce premiers test est effectué avec I_d constant donc le taux de flux constant pour verifier le bon fonctionnement de la regulation. Le second test permet de valider la théorie avec le 6MAS fonctionnant comme un moteur DC série ayant moins de pertes qu'avec un flux constant. Le troisième test valide la robustesse de la logique floue en mode défaut avec 2 phases manquantes. Les résultats de la simulation ne sont pas présentées parce qu'ils sont très similaires aux expérimentations. Pour la figure 11, le flux est constant à 0.08Wb (I_d 3.5A) et I_q est à 8A pour un temps de 0.2s.

Pour la figure 11.a, la réponse en courant permet d'observer la dynamique très rapide ainsi que le découplage dq est correcte. De plus, l'erreur statique i_q est imperceptible dû à la grande valeur de k_2k_3 . La figure 11.b présente le couple qui a les mêmes dynamiques que le courant i_q . Sur la figure 11.c, la réponse en vitesse permet d'observer l'accélération et de vérifier la valeur du couple moteur connaissant l'inertie.

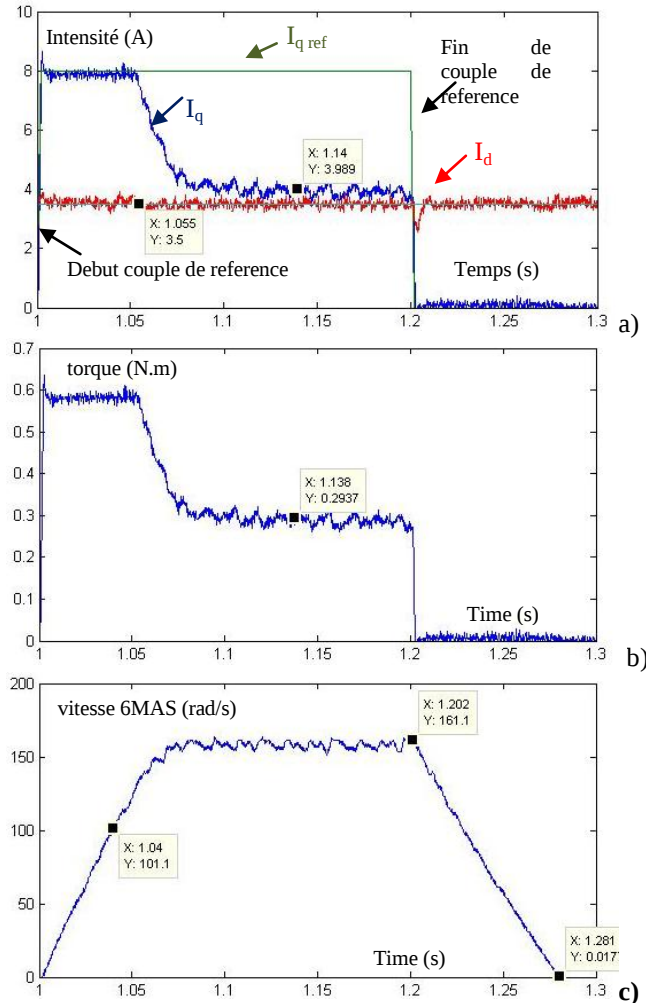


fig. 11 Dynamique du 6MAS avec la régulation F.P.I contrôleur $k_1k_3q/T_s=4$, $k_2k_3q/T_s=4000$, $T_L=0.3N.m$ (moteur sain) a) intensité I_q and I_d b) couple moteur c) vitesse

Sur la figure 12a, I_d^* est proportionnel à I_q^* avec un gain k_d choisi arbitrairement à 1. Mais, I_d^* minimum est du être fixé à 0.5A, parce que il y a des oscillations pseudopériodiques sur i_d et i_q si I_d^* est fixé à 0A. En effet, quand il y a une consigne de couple importante requise, il faut que le flux ait atteint une certaine valeur pour avoir un couple moteur.

Par conséquent, une temps de delais entre la consigne de couple et le courant I_q^* de reference doit etre impératif comme on peut l'observer sur la figure 12.

Ce delais correspond à la constante de temps τ_r de la regulation du flux qui est negligeable par rapport à la dynamique humaine, donc ce n'est pas prejudiciable par rapport à notre application.

Nous pouvons observer sur la figure 12, le courant i_d et i_q , le couple moteur avec ce temps de delais avec un courant limité à 3.5A.

Sur cette figure 12b, le couple moteur peut être observé avec des dynamiques qui ne sont pas identiques à la figure 11 car le couple moteur correspond à l'équation suivante ($T_{max}=0.59N.m$ (12)):

$$T(N.m) = \frac{(T_{max} + \tau_r \cdot s \cdot T_{init})}{(1 + \tau_r \cdot s) \cdot s} \text{ avec } \tau_r \approx 50ms \text{ } T_{init}=0.37 N.m$$

Sur la figure 12c, la réponse de la vitesse est observable lorsque le couple moteur est évidemment supérieur à celui du couple de charge.

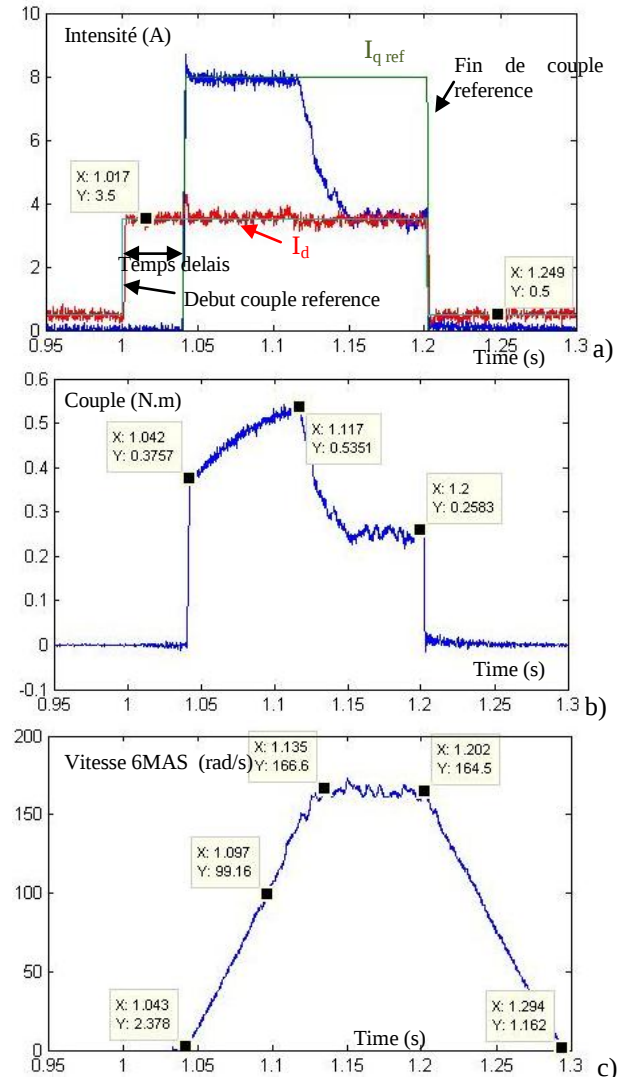


fig. 12 Dynamique du système avec F.P.I contrôleur, $k_1k_3q/T_s=4$, $k_2k_3q/T_s=4000$, $T_L=0.3N.m$ (moteur sain) a) intensité I_q and I_d b) couple moteur c) vitesse

Quand le capteur de couple demande 0.09Nm alors le courant i_q et i_d sont bien plus petit que la Figure 11. Alors le courant i_q and I_d sont à 2A comme on peut l'observer sur la figure 13. Donc, il n'y a pas de saturation pour cet essai.

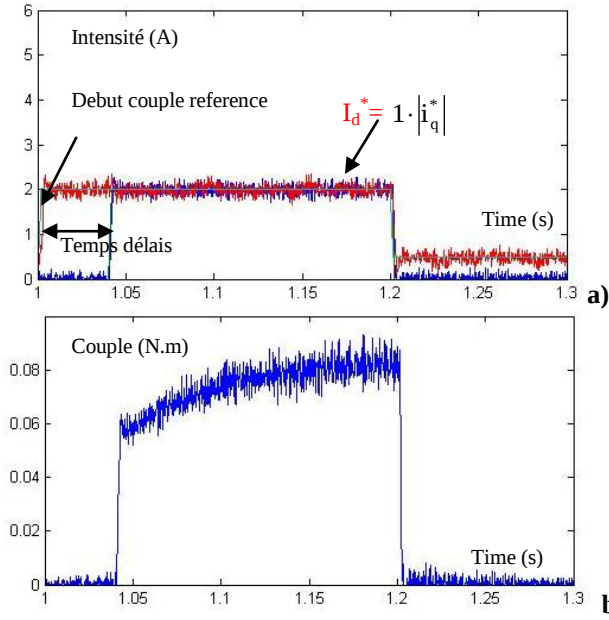


fig. 13 Dynamique du système, $k_1 k_{3q}/T_s=4$, $k_2 k_{3q}/T_s=4000$, $T_L=0.05N.m$ (moteur sain) a) intensité I_q et I_d b) couple moteur

Comme sur la figure 11, nous pouvons observer sur la fig.14 les courants I_d and I_q mais avec 2 phases consécutives perdue. Sur I_d et I_q , il y a des oscillations à cause de la puissance qui n'est plus équilibré.

Sur la figure 14b, la dynamique de la vitesse est bien plus faible que sur la figure 11.c, parce que le gain du couple k_T a diminué à cause des 2 phases perdue. Mais il y a toujours une assistance à la direction de la voiture. Donc, le véhicule n'est pas bloqué avec une assistance à la direction.

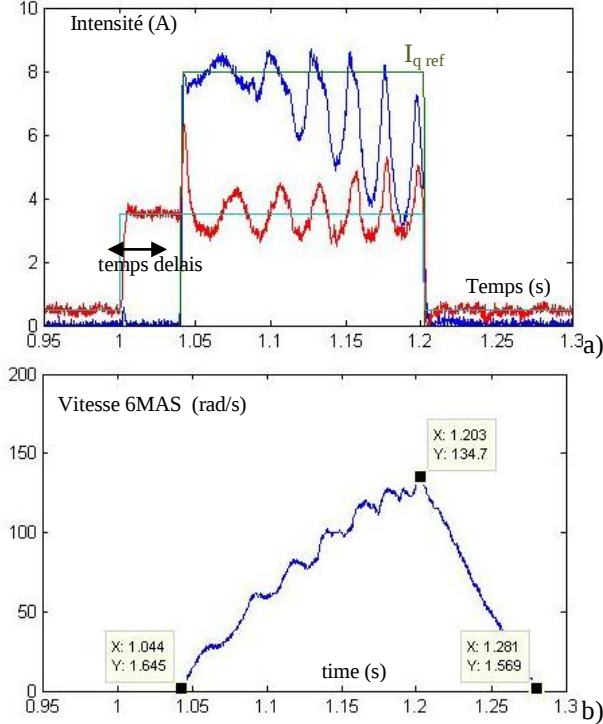


fig. 14 Dynamique du système, $k_1 k_{3q}/T_s=4$, $k_2 k_{3q}/T_s=4000$, $T_L=0.3N.m$ (2 phases perdue) a) intensité I_q et I_d b) vitesse moteur

La Table II est une synthèse du control de la 6MAS avec différente phases perdues. Le temps de montée pour un courant I_q avec FPI est presque identique en mode sain ou dégradé.

Dans cette table, la valeur du gain k_T (12) diminue avec les phases perdues.

La connaissance de cette valeur k_T permet de régler le courant de référence I_q pour avoir toujours le même couple et la même accélération pour des modes par défaut différents.

De même, le courant de stator est donné en fonction du courant I_q pour connaître le surdimensionnement de l'onduleur lorsqu'il manque des phases.

TABLE II: VARIATIONS DES PARAMETRES

Phase perdue	Mode sain	a	a, c	a, b, c'	a, a'
t_m (ms) FPI	1	1.2	1.2	1.4	3 ms
k_T (N.m/A ²)	0.023	0.02	0.019	0.018	0.016
I_{stator} ($I_q=8A$, $i_d=3.5A$)	5A	5.5	10	11	10A

7. CONCLUSION

Dans cet article, un contrôleur à logique floue commande un moteur à induction à six phases appliqué à la direction assistée électrique pour des voitures. Il a été prouvé que la logique floue pour cette application est complètement robuste puisqu'elle permet un positionnement de haute précision du rotor 6MAS même avec une charge mécanique et lorsqu'il y a une, deux ou trois phases manquantes.

Les facteurs d'échelles sont ajustés pour minimiser l'erreur et pour éviter tout dépassement sur l' I_q et l' I_d .

De plus, une stratégie d'optimisation des pertes de puissance minimale a été validée pour la direction assistée électrique.

Une autre stratégie des pertes de puissance du moteur de la direction assistée avec la connaissance de la mesure de la vitesse du véhicule aurait pu aussi être utilisée.

Avec le couple contrôlé, il est alors possible de contrôler la vitesse ou la position en mode sain comme en mode défaillant avec des pertes de phases. Cette étude permet d'utiliser ce moteur et la régulation présentés dans des systèmes utilisés en médecine, nucléaire ou aérospatiale pour lesquels un contrôle robuste est requis quelle que soit la configuration mécanique et chaque fois qu'un mode de fonctionnement défaillant peut se produire.

Paramètres 6 Phases INDUCTION MACHINE	
Puissance	90 W
Couple nominal et I_q	0.3Nm and 5A
Nombre de pôles P	2
Mutuel inductance M	23mH
Stator resistance R_s	0.9 Ω
Stator inductance l_s	0.0253mH
Rotor resistance R_r	0.2 Ω
Rotor inductance l_r	0.0253mH
Rotor Flux and I_d	0.08 Wb and 3.5A

NOMENCLATURE

J	Inertie sur arbre moteur	$= 1.1 \cdot 10^{-4} \text{ kg.m}^2$
F	coefficient Friction	$= 1,91610^{-4} \text{ N m rad}^{-1} \text{ s}^{-1}$
T_e	Electromagnetique Couple	
ω_r	Vitesse angulaire du rotor	
θ	Position du rotor moteur	
d	Direct axis component	
q	Quadrature axis component	
s	Operateur dérivée	
i	Intensité	
e & $\dot{e}$	Erreur & dérivée erreur	

8. REFERENCES

- [1] Guo-qing Geng; Long Chen; "Adaptive Nonlinear Control of Electric Power Steering System Combined with Active Suspension" *Asia-Pacific Wearable Computing Systems (APWCS)*, 2010
- [2] A. Sivert, F. Betin, M. Moghadasian, A. Yazidi, G. A. Capolino "Position Control of Six-Phase Induction Motor using Fuzzy Logic : Application to Electric Power Steering", ICEM Sept 2012, Marseille, pp 1053-1059
- [3] E. Levi et al, "Multiphase Induction Motor Drives - a Technology Status Review", *IET Electric Power Application*, 2007 1(4) p. 489-516.
- [4] M.A. Fnaiech, F. Betin, G.A. Capolino, F. Fnaiech, "Fuzzy logic and sliding-mode controls applied to six-phase induction machine with open phases, *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 57, No. 1, JAN. 2010, pp 354-364.
- [5] Moghadasian, M.; Kianinezhad, R.; Betin, F.; Yazidi, A.; Lanfranchi, V.; Capolino, G.A., "Position Control of Faulted Six-Phase Induction Machine using Genetic Algorithms" *IEEE, International Symposium on diagnostics for Electric machines power Electronics & drives SDEMPED 2011* Sept 2011 bologna, italy
- [6] M.A. Fnaiech, F. Betin, G.A. Capolino, F. Fnaiech, "Fuzzy logic and sliding-mode controls applied to six-phase induction machine with open phases, *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 57, No. 1, JAN. 2010, pp 354-364.
- [7] F. Betin, A. Sivert, A. Yazidi, G.-A. Capolino, "Determination of Scaling Factors for Fuzzy Logic Control Using the Sliding-Mode Approach: Application to Control of a DC Machine Drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 296-309, Feb. 2007.
- [8] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, L. Baghli, F. Betin, G.A. Capolino, "Modeling and Control of Six-Phase Symmetrical Induction Machine Under Fault Condition Due to Open Phases", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 55, No. 5, May 2008, pp 1966-1977.
- [9] C. Gilberto, D. Sousa, K. Bose, J. Cleland, "Fuzzy logic based On Line Efficiency Optimization Control of Indirect Vector Controlled induction motor drive", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 42, No. 2, April 1995, pp 192-198
- [10] Moghadasian, A. Sivert, A. Yazidi, F. Betin, G. Capolino. "Efficiency optimization on vector controlled six-phase induction motor in healthy and faulted mode" *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives SDEMPED 2013*, Valence.

<https://sge2020.sciencesconf.org/>