

# Régulation de vitesse d'une machine asynchrone avec optimisation de la référence de flux

A. Elfadili<sup>1</sup>, F.Giri<sup>1\*</sup>, L.Dugard<sup>2</sup>, H.Ouadi<sup>1</sup>, A. Elmagri<sup>1</sup>.

<sup>1</sup> GREYC, Université de Caen, France,

<sup>2</sup> GIPSA lab, ENSIEG, INPG, France

\* Correspondance : [fouad.giri@unicaen.fr](mailto:fouad.giri@unicaen.fr)

**Résumé**—Ce travail porte sur le problème de commande de vitesse de la machine asynchrone. La plupart des travaux antérieurs ont abordé ce problème en considérant un flux de référence constant et en supposant que la caractéristique magnétique de la machine est linéaire. Généralement, la référence de flux est choisie dans la région de ‘coude’ de la caractéristique magnétique, ce qui conduit, en présence d’un fonctionnement à faible couple de charge, à des performances non optimales de la machine. Dans le présent contexte, l’optimalité peut être définie par rapport à divers critères tels que le rendement, le facteur de puissance, le couple maximal, etc. De fait, la garantie d’un fonctionnement optimal passe par la mise en place d’un ajustement en ligne, à l’aide d’un générateur, de référence de flux en vue de suivre en temps réel le changement inévitable du couple de charge. Il va de soi que le calcul du flux optimal à chaque instant doit s’appuyer sur un modèle de la machine qui rend compte du caractère non linéaire de la caractéristique magnétique. Le but du présent travail est précisément de présenter une solution de commande comprenant un régulateur de vitesse doté d’un générateur de référence de flux optimal. Le premier est conçu par l’approche des modes glissants et le second par les techniques d’optimisation non linéaires. Les performances de la stratégie de commande proposée sont formellement analysées et leur suprématie, par rapport à celles d’autres stratégies à référence de flux fixe ou variable, est démontrée par simulation en utilisant un modèle non linéaire représentatif qui a été validé expérimentalement.

**Mots-clés**— optimisation, commande, machine asynchrone, saturation, mode glissant.

## I. INTRODUCTION

L’intérêt de la machine asynchrone (par rapport à la machine à courant continu) dans le domaine de la vitesse variable réside dans sa grande robustesse mécanique, sa puissance massique importante, sa simplicité de maintenance (du fait de l’absence de collecteur) et son faible coût. Cependant, cette machine présente aussi des inconvénients résidant essentiellement dans la complexité de son modèle (non linéaire, multivariable), rendant sa commande plus difficile. De nombreuses stratégies de commande en vitesse de la machine asynchrone ont été proposées dans la littérature. Cependant, quasiment toutes ces stratégies considèrent une référence de flux rotorique constante, donc indépendantes des états de la machine, et s’appuient sur le modèle standard (qui ne tient pas compte de la saturation de la caractéristique magnétique linéaire). Spécifiquement, le flux de référence est pris égal à sa valeur nominale, en principe située au voisinage du coude de la caractéristique magnétique de la machine ([2], [5]). Dans ces conditions, le rendement est maximum uniquement quand la machine fonctionne au voisinage du point de fonctionnement nominal [7]. Or, dans les applications industrielles, les

machines asynchrones demeurent rarement au voisinage du point nominal. C’est en particulier le cas des fonctionnements à charges variables. Ainsi, quand le point de fonctionnement se retrouve au deçà du point nominal (faible couple de charge), l’énergie inutile stockée dans les inductances du stator réduit le rendement de la machine. D’autre part, si le point de fonctionnement se situe au dessus du point nominal (machine surchargée), alors la machine opère dans la zone de saturation de sa caractéristique magnétique et, par conséquent, le modèle standard n’est plus représentatif et les performances théoriques du régulateur ne sont plus garanties [8]. Pour pallier ces inconvénients, il faut réajuster en permanence la référence de flux en prenant en considération à la fois la référence de vitesse et le couple de charge. Cette dernière exigence impose à la référence de flux d’être une fonction de l’état ([5], [2]). A cet effet, la conception du régulateur de vitesse et du générateur de référence de flux doit s’appuyer sur un modèle de la machine qui tient compte de la nature non linéaire de sa caractéristique magnétique. Il se trouve que de tels modèles existent et un exemple en a été présenté et validé expérimentalement dans [1].

Dans ce travail, nous développerons une stratégie de commande d’un moteur asynchrone comprenant un régulateur de vitesse et un générateur de trajectoire de référence de flux. Ce dernier fournit à chaque instant la référence optimale au sens du courant statorique absorbé en vue de produire un couple électromagnétique donné. Aussi bien le régulateur, conçu par l’approche des modes glissants, que le générateur de référence de flux, élaboré par une technique d’optimisation, sont obtenus à partir du modèle développé dans [1]. Ainsi, l’originalité de la stratégie de commande proposée est double: (i) la référence de flux est ajustée en temps réel; (ii) le modèle de synthèse utilisé rend compte de la saturation magnétique. Le système de commande en boucle fermée ainsi obtenu fait l’objet d’une analyse théorique établissant sa stabilité globale asymptotique et la poursuite parfaite de la référence variable de vitesse par la vitesse réelle de la machine et ce, en dépit de variations de couple charge. Ces résultats théoriques sont confirmés par plusieurs simulations où la machine est représentée par le modèle validé expérimentalement [1].

Le papier est organisé comme suit : le paragraphe 2 décrit le modèle de la machine asynchrone; la stratégie de commande proposée est décrite en paragraphe 3 où l’on présente aussi la conception du générateur de référence de flux; le paragraphe 4 est consacré à la synthèse et l’analyse du régulateur de vitesse de la machine; les performances du régulateur sont illustrées par simulation dans le paragraphe 5, sur un modèle non linéaire représentatif.

## II. MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Dans [1] un nouveau modèle de la machine asynchrone, qui tient compte de la non linéarité du circuit magnétique a été développé et validé expérimentalement sur une machine de 7.5 kW. Le modèle ainsi obtenu peut être représenté comme suit :

$$J\dot{\Omega} = -f\Omega + p(\phi_{r\alpha}i_{s\beta} - \phi_{r\beta}i_{s\alpha}) - T_L \quad (1)$$

$$\dot{i}_{s\alpha} = -a_2i_{s\alpha} + \delta\phi_{r\alpha} + a_3p\Omega\phi_{r\beta} + a_3u_{s\alpha} \quad (2)$$

$$\dot{i}_{s\beta} = -a_2i_{s\beta} - a_3p\Omega\phi_{r\alpha} + \delta\phi_{r\beta} + a_3u_{s\beta} \quad (3)$$

$$\dot{\phi}_{r\alpha} = a_1i_{s\alpha} - L_{seq}\delta\phi_{r\alpha} - p\Omega\phi_{r\beta} \quad (4)$$

$$\dot{\phi}_{r\beta} = a_1i_{s\beta} - L_{seq}\delta\phi_{r\beta} + p\Omega\phi_{r\alpha} \quad (5)$$

où :

.  $\delta$  est le seul paramètre variant de ce modèle, fonction de l'état magnétique de la machine (voir Fig 2). Dans [1], cette dépendance est traduite par la fonction polynômiale suivante :

$$\delta = W(\Phi_r) \quad (6a)$$

où :

$$W(\Phi_r) = b_0 + b_1\Phi_r + \dots + b_m\Phi_r^m \quad (6b)$$

Les coefficients  $(b_0, b_1, \dots, b_m)$  ont été identifiés expérimentalement dans [1] en utilisant la Fig 1.

.  $\Phi_r$  est l'amplitude du flux (instantané)  $\phi_r$  dans le rotor. Par conséquent, on a :

$$\Phi_r = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \quad (6c)$$

où  $\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$  désignent les composantes  $\alpha\beta$  de flux rotorique.

.  $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$  et  $(u_{s\alpha}, u_{s\beta})$  sont les composantes  $\alpha\beta$  du courant statorique et la tension statorique respectivement.

.  $\Omega$  représente la vitesse angulaire du moteur,

.  $R_s, R_r$  représentent respectivement la résistance du stator et celle du rotor.

.  $T_L$  représente le couple du charge;

.  $p$  est le nombre de paire de pôles dans le moteur.

.  $L_{seq}$  est l'inductance de fuite équivalente (de l'ensemble stator et rotor) ramenée au stator,

$$. a_1 = R_r, a_2 = \frac{R_s + R_r}{L_{seq}}, a_3 = \frac{1}{L_{seq}}$$

Les valeurs numériques des paramètres de modèle sont celles de [1] et sont validées expérimentalement en utilisant une machine asynchrone de 7.5 KW de puissance (voir tableau 1).

## III. STRATÉGIE DE COMMANDE

### A. Architecture de la stratégie proposée de commande de vitesse

Les régulateurs standard de la vitesse de la machine asynchrone appliquent des lois de commande qui imposent la référence du flux rotorique constante (Fig 3). En fait, la référence de flux rotorique est égale à sa valeur nominale. Cependant, ces régulateurs ne sont pas satisfaisants du point de vue énergétique, spécialement à faible couple de charge.[2] Dans ce travail, nous développons une nouvelle stratégie de commande de la vitesse de la machine asynchrone en tenant compte de la non linéarité de la caractéristique magnétique et

permettant de générer une fonction de référence de flux optimale. L'optimalité de flux garantit des performances satisfaisantes de la machine (rendement, facteur de puissance couple maximal,...).

La stratégie de commande développée consiste à minimiser le courant statorique nécessaire pour produire un couple de charge donné. Cela est vérifié en jouant sur la norme de flux rotorique, comme montré dans la fig 4.

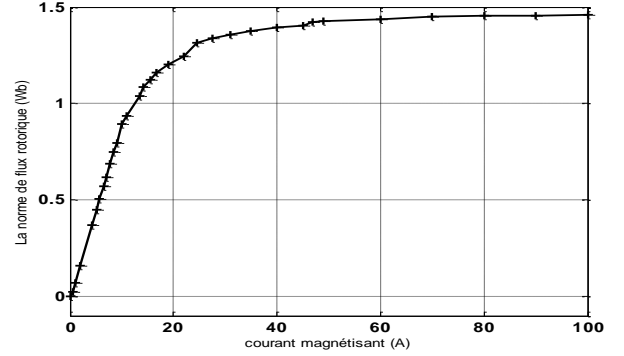


Fig 1. Caractéristique magnétique obtenue expérimentalement dans [1] pour une machine asynchrone de 7.5KW. La norme de flux rotorique  $\Phi_r$  (Wb) en fonction de courant magnétisant  $I_\mu$  (A),

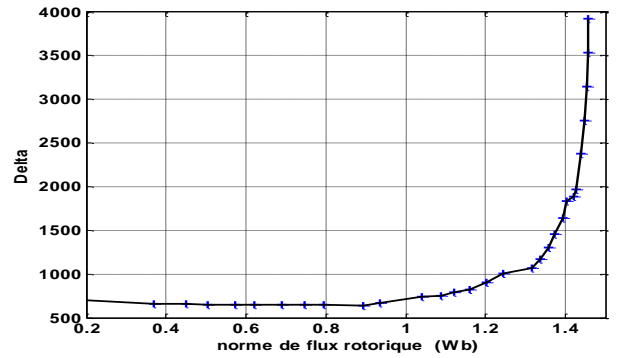


Fig.2. Caractéristique  $(\delta, \Phi_r)$ , points calculés directement (++) et interpolation polynomiale (trait plein). Unités:  $\delta(\Omega H^{-2})$ ,  $\Phi_r$  (Wb)

### B. Caractéristique Optimale Courant-Flux

Dans le repère d-q de Park, la composante quadratique de flux rotorique est nulle, et toutes les variables d'état sont des constantes en régime permanent. Dans ce cas le couple électromagnétique est exprimé comme suit :

$$T_e = p\phi_{rd}i_{sq} = p\Phi_r i_{sq} \quad (7)$$

D'un autre côté et à partir de (4), le courant  $i_{sd}$  en régime permanent peut être exprimé par :

$$i_{sd} = \frac{L_{seq}}{a_1} \delta\Phi_r \quad (8)$$

Dans (7)-(8),  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  représentent les composantes d et q du courant statorique. A partir de (7)-(8) on a l'expression suivante du couple électromagnétique  $T_e$  :

$$T_e = p\Phi_r \sqrt{\left( I_s^2 - \left( \frac{L_{seq}}{a_1} \delta\Phi_r \right)^2 \right)} \quad (9)$$

Avec  $I_s$  la norme du courant statorique, en effet :

$$I_s = \sqrt{(i_{sd}^2 + i_{sq}^2)} \quad (10)$$

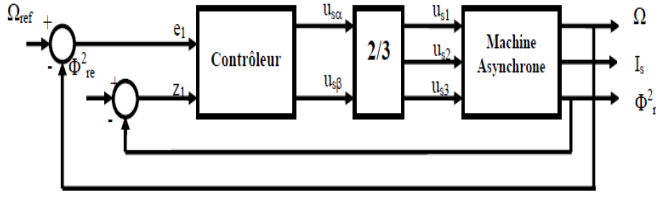


Fig 3: structure de la commande standard de la vitesse

La Figure 5 montre les courbes du couple électromagnétique  $T_e$  en fonction de flux  $\Phi_r$ , pour différentes valeurs du courant statorique  $I_s$ . Il est clair que pour chaque valeur du couple, il existe plusieurs points de fonctionnement différents de flux  $\Phi_r$  et de courant  $I_s$ . Par exemple le couple électromagnétique  $T_e = 20Nm$  peut être produit par la machine de 7.5KW, dont les valeurs des paramètres sont données par le tableau I, avec :

- . le flux  $\Phi_r = 0.88$  Wb et le courant  $I_s = 15A$ ,
- . le flux  $\Phi_r = 0.33$ Wb et le courant  $I_s = 30A$ ,
- . le flux  $\Phi_r = 0.25$ Wb et le courant  $I_s = 40A$ .

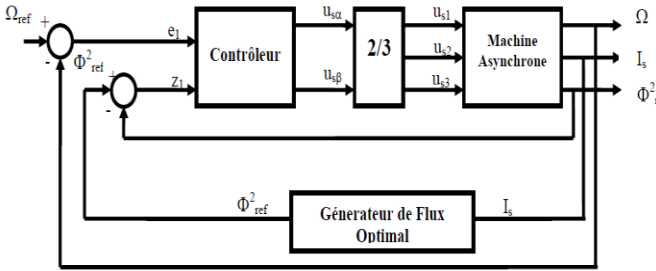


Fig 4: architecture de la commande de la vitesse proposée à flux optimal

Du point de vue énergétique, le meilleur point de fonctionnement est celui qui consomme le moins de courant statorique. Soit  $T_{ei}$  ( $i=1, \dots, k$ ) un grand nombre des échantillons des valeurs du couple électromagnétique, à partir de la fig 5, on voit facilement que pour chaque  $T_{ei}$ , il existe un couple  $(\Phi_{ri}, I_{si})$  unique qui implique le plus faible courant statorique possible. Cet ensemble  $(\Phi_{ri}, I_{si})$  de couples est obtenu à partir de (9) et par interpolation, on a une fonction polynomiale  $\xi$  telle que  $\Phi_{ri} = \xi(I_{si})$ , et repérée par la caractéristique optimale flux-courant (OFC) illustrée par la Fig 6.

**Remarque 1.** L'interpolation de la fonction polynomiale est obtenue par les fonctions POLYDER, POLYVAL, SPLINE, et POLYFIT de Matlab

#### IV ANALYSE ET COMMANDE PAR MODES GLISSANTS DE LA VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE SATURÉE

La commande de la machine asynchrone est abordée ici, par la technique des modes glissants [9], sur la base du modèle de commande (1)-(6) qui tient compte de la saturation du circuit magnétique. L'objectif de commande est la poursuite des références, notées  $\Omega_{ref}$  et  $\Phi_{ref}$ , du flux  $\Phi_r$  et de la vitesse  $\Omega$  du moteur. De ce fait, on est amené à introduire les erreurs de poursuite:

$$e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \quad (11)$$

$$z_1 = \Phi_{ref}^2 - (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \quad (12)$$

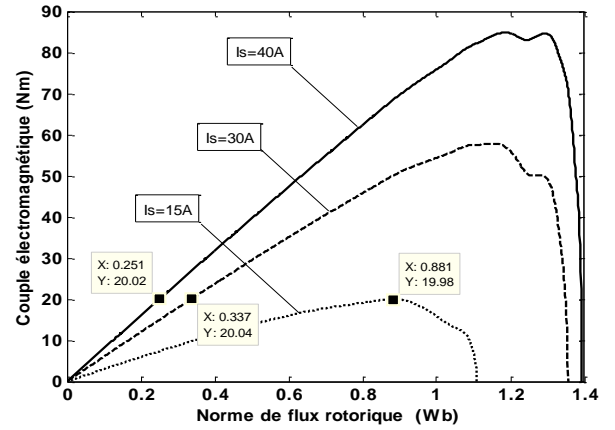


Fig 5: Couple électromagnétique (Nm) en fonction de  $\Phi_r$  pour différents courants statoriques

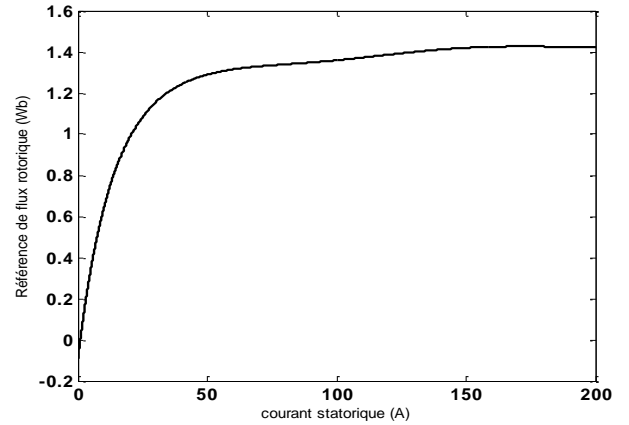


Fig 6: la caractéristique de courant-flux optimale correspondant à une machine caractérisée par le tableau I

##### A. Surface de glissement

Choisissons la surface de glissement comme suit:

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \stackrel{def}{=} \begin{bmatrix} k_1 e_1 + l_1 \int e_1 dt \\ k_2 z_1 + l_2 \int z_1 dt \end{bmatrix} = 0 \quad (13)$$

Les raisons de ce choix sont évidentes. En effet, si  $S = [S_1 \ S_2]^T = 0$  alors:

$$\frac{de_1}{dt} = -\frac{l_1}{k_1} e_1 \quad (15)$$

$$\frac{dz_1}{dt} = -\frac{l_2}{k_2} z_1 \quad (16)$$

où  $k_1, k_2, l_1$  et  $l_2$  sont des constantes positives de réglage. Il est évident que (15) et (16) impliquent la convergence des erreurs de poursuite vers zéro.

Ceci conduit à la même surface de glissement  $S=0$ , à savoir (13). Le problème de commande consiste alors à construire une loi de commande  $u = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T$  pour rendre la surface  $S=0$  attractive et invariante.

### B. Condition d'attractivité et d'invariance de la surface de glissement

La dynamique de la surface de glissement  $S$  est donnée par :

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} \dot{S}_1 & \dot{S}_2 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} k_1 \dot{e}_1 + l_1 e_1 & k_2 \dot{z}_1 + l_2 z_1 \end{bmatrix}^T \quad (17)$$

En tenant compte des équations du modèle de commande (1)-(6), il vient que :

$$\dot{S}_1 = k_1 \left( \dot{\Omega}_{ref} - \frac{p}{J} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) + \frac{T_l}{J} + \frac{f}{J} \Omega \right) + l_1 e_1 \quad (18a)$$

$$\dot{S}_2 = k_2 \left( 2\dot{\Phi}_{ref} \Phi_{ref} - 2\phi_{r\alpha} (-L_{seq} \delta\phi_{r\alpha} + a_1 i_{s\alpha}) - 2\phi_{r\beta} (-L_{seq} \delta\phi_{r\beta} + a_1 i_{s\beta}) \right) + l_2 z_1 \quad (18b)$$

qui peut s'écrire sous la forme condensée suivante :

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} \dot{S}_1 & \dot{S}_2 \end{bmatrix}^T = F + DI_s \quad (19)$$

où

$$I_s = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T \quad (20)$$

$$F = \begin{bmatrix} k_1 \left( \dot{\Omega}_{ref} + \frac{T_l}{J} + \frac{f}{J} \Omega \right) + l_1 e_1 \\ k_2 \left( 2\dot{\Phi}_{ref} \Phi_{ref} + 2L_{seq} \delta(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \right) + l_2 z_1 \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$D = \begin{bmatrix} k_1 p \phi_{r\beta} / J & -k_1 p \phi_{r\alpha} / J \\ -2k_2 a_1 \phi_{r\alpha} & -2k_2 a_1 \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (22)$$

Le courant stator  $I_s$  se pose dans (19) comme une commande virtuelle. Il s'agit, dans un premier temps, de trouver pour ce courant une trajectoire appropriée, notée  $I_{sref}$ , telle que l'égalité  $I_s = I_{sref}$  implique l'attractivité et l'invariance de la surface  $S=0$ . Ensuite, nous ferons en sorte que l'égalité  $I_s = I_{sref}$  soit (asymptotiquement) vraie en choisissant l'entrée de commande  $u$  de façon appropriée.

### C. Détermination d'une trajectoire appropriée pour le courant stator $I_s$

Selon l'approche des modes glissants, le courant stator qui assure l'attractivité de la surface  $S=0$  doit comprendre deux composantes:

$$I_{sref} = I_{eq} + I_N \quad (23)$$

où  $I_{eq}$  est la solution de l'équation  $\dot{S}=0$ . A partir de (19), et sachant que  $D$  est inversible (la norme du flux rotorique étant toujours strictement positive vu l'existence du flux rémanent), il découle que :

$$I_{eq} = -D^{-1}F \quad (24)$$

Pour déterminer  $I_N$ , considérons la fonction de Lyapunov candidate:

$$V_s = 0.5S^T S \quad (25)$$

Sa dérivée le long de la trajectoire de (19) est:

$$\dot{V}_s = S^T \dot{S} = S^T (F + DI_s) \quad (26)$$

Ce qui, compte-tenu de (23) et (24), implique:

$$\dot{V}_s = S^T (F + DI_{eq} + DI_N) = S^T DI_N \quad (27)$$

Pour faire de  $\dot{V}_s$  une fonction définie négative de  $S$ , nous proposons  $I_N$  sous la forme suivante :

$$I_N = -D^{-1} [d_1 \text{signd}(S) \ d_2 \text{signd}(S)]^T \quad (28)$$

où  $\text{signd}(\cdot)$  est une approximation de la fonction signe, dérivable au voisinage de zéro et de dérivée bornée alors que  $d_1$  et  $d_2$  sont des constantes positives de réglage. En effet, ce choix donne:

$$V_s = -d_1 S_1 \text{signd}(S_1) - d_2 S_2 \text{signd}(S_2) \quad (29)$$

ce qui assure l'attractivité de la surface de glissement  $S=0$ .

Il découle de (23)-(28) que :

$$I_{sref} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha ref} \\ i_{s\beta ref} \end{bmatrix} = -D^{-1} \left( F + \begin{bmatrix} d_1 \text{signd}(S_1) \\ d_2 \text{signd}(S_2) \end{bmatrix} \right) \quad (30)$$

### D. Elaboration de la loi de commande

Sachant que le courant  $I_s$  est une variable interne de la machine (et non une entrée de commande),  $I_s$  ne peut être imposé égale à  $I_{sref}$ . On est donc conduit à introduire l'erreur suivante:

$$e_i = I_s - I_{sref} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - i_{s\alpha ref} & i_{s\beta} - i_{s\beta ref} \end{bmatrix}^T \quad (31)$$

L'équation (19) s'exprime en fonction de cette erreur de la façon suivante:

$$\dot{S} = -[d_1 \text{signd}(S_1) \ d_2 \text{signd}(S_2)]^T + De_i \quad (32)$$

Déterminons à présent la dynamique de l'erreur de poursuite  $e_i$  :

$$\dot{e}_i = \dot{I}_s - \dot{I}_{sref} \quad (33)$$

où les dérivées de  $I_s$  et  $I_{sref}$  s'obtiennent, respectivement, du modèle de contrôle (1)-(6) et de l'équation (26):

$$\dot{I}_s = \beta_1 + a_3 u \quad (34)$$

avec

$$\beta_1 = \begin{bmatrix} \delta\phi_{r\alpha} + a_3 p \Omega \phi_{r\beta} - a_2 i_{s\alpha} \\ \delta\phi_{r\beta} - a_3 p \Omega \phi_{r\alpha} - a_2 i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (35)$$

et

$$\begin{aligned} \dot{I}_{sref} = & -\frac{d}{dt} (D^{-1}) \left( F + [d_1 \text{signd}(S_1) \ d_2 \text{signd}(S_2)]^T \right) - D^{-1} \dot{F} \\ & - D^{-1} \begin{bmatrix} d_1 \dot{S}_1 \frac{d(\text{signd}(S_1))}{dS_1} & d_2 \dot{S}_2 \frac{d(\text{signd}(S_2))}{dS_2} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (36a)$$

avec

$$\dot{F} = \begin{bmatrix} \dot{F}_1 & \dot{F}_2 \end{bmatrix}^T \quad (36b)$$

$$\dot{F}_1 = k_1 \left( \ddot{\Omega}_{ref} + \dot{T}_l / J + f \dot{\Omega} / J \right) + l_1 \dot{e}_1 \quad (36c)$$

$$\begin{aligned} \dot{F}_2 = & k_2 \left( 2\ddot{\Phi}_{ref} \Phi_{ref} + 2(\dot{\Phi}_{ref})^2 + 2L_{seq} \dot{\delta}\Phi_r^2 \right) \\ & + 2L_{seq} \delta(2\dot{\phi}_{r\alpha} \phi_{r\alpha} + 2\dot{\phi}_{r\beta} \phi_{r\beta}) + l_2 \dot{z}_1 \end{aligned} \quad (36d)$$

$\dot{\delta}$  est obtenue à partir de (6a), en effet :

$$\dot{\delta} = \frac{d\delta}{d\Phi_r} \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{d\delta}{d\Phi_r} \left( \frac{\phi_{r\alpha}}{\Phi_r} \dot{\phi}_{r\alpha} + \frac{\phi_{r\beta}}{\Phi_r} \dot{\phi}_{r\beta} \right) \quad (37)$$

les dérivées  $\dot{\Phi}_{ref}$  et  $\ddot{\Phi}_{ref}$  sont obtenues en utilisant la relation suivante :

$$\Phi_{ref} = \xi(I_s) = h_0 + h_1 I_s + h_2 I_s^2 + \dots + h_n I_s^n \quad (38)$$

En effet :

$$\dot{\Phi}_{ref} = \frac{d\xi(I_s)}{dt} = \frac{d\xi(I_s)}{dI_s} \frac{dI_s}{dt} = \frac{d\xi(I_s)}{dI_s} \frac{i_{s\alpha} \dot{i}_{s\alpha} + i_{s\beta} \dot{i}_{s\beta}}{I_s} \quad (39)$$

$$\begin{aligned} \ddot{\Phi}_{ref} &= \frac{d^2 \xi(I_s)}{dI_s^2} \left( \frac{i_{s\alpha} \dot{i}_{s\alpha} + i_{s\beta} \dot{i}_{s\beta}}{I_s} \right)^2 \\ &+ \frac{d\xi(I_s)}{dI_s} \frac{(\dot{i}_{s\alpha})^2 + i_{s\alpha} \ddot{i}_{s\alpha} + (\dot{i}_{s\beta})^2 + i_{s\beta} \ddot{i}_{s\beta}}{I_s} \\ &- \frac{d\xi(I_s)}{dI_s} \frac{(i_{s\alpha} \dot{i}_{s\alpha} + i_{s\beta} \dot{i}_{s\beta})^2}{I_s^3} \end{aligned} \quad (40)$$

**Remarque 2:** la dérivée  $\dot{I}_{sref}$  peut être calculée à partir des variables d'état du moteur.

La dynamique de  $e_i$  est définie par l'équation suivante:

$$\dot{e}_i = -\dot{I}_{sref} + \beta_1 + a_3 u \quad (41)$$

Considérons maintenant la fonction de Lyapunov candidate globale :

$$V = V_s + 0.5 e_i^T e_i \quad (42)$$

La dérivée de  $V$  par rapport au temps est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S^T \left( -[d_1 \text{sign}(S_1) \quad d_2 \text{sign}(S_2)]^T + D e_i \right) \\ &+ e_i^T \left( -\dot{I}_{sref} + \beta_1 + a_3 u \right) \end{aligned} \quad (43)$$

ou encore :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -S^T [d_1 \text{sign}(S_1) \quad d_2 \text{sign}(S_2)]^T - c e_i^T e_i \\ &+ e_i^T (c e_i + D^T S - \dot{I}_{sref} + \beta_1 + a_3 u) \end{aligned} \quad (44)$$

avec  $c$ , une constante positive quelconque. L'équation (44) suggère pour  $u$  l'expression suivante :

$$u = L_{sq} \left( -c e_i - D^T S + \dot{I}_{sref} - \beta_1 \right) \quad (45)$$

Moyennant ce choix, on obtient:

$$\dot{V} = -S^T [d_1 \text{sign}(S_1) \quad d_2 \text{sign}(S_2)]^T - c e_i^T e_i \quad (46)$$

$\dot{V}$  est alors une fonction définie négative du vecteur  $[S, e_i]$  ce qui implique l'attractivité et l'invariance de la surface de glissement  $S=0$ . Le résultat ainsi établi est résumé par la proposition suivante. L'équation (46) montre aussi que la vitesse de convergence de  $V$  vers zéro peut être réglée par le choix des paramètres  $d_1$ ,  $d_2$  et  $c$ . Par contre, la dynamique du système sur la surface de glissement, donnée par l'équation (14), est réglable par le choix des paramètres  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $l_1$ , et  $l_2$  du régulateur.

**Proposition 1.** Soit le système en boucle fermée comprenant :  
- un moteur asynchrone représenté par le modèle (1)-(6) de commande, dont les variables d'état  $\phi_{r\alpha}$ ,  $\phi_{r\beta}$ ,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$  et  $\Omega$  sont supposées mesurables, les références de la vitesse du rotor et de la norme du flux rotorique sont supposées bornées,

suffisamment dérivables et de dérivées bornées, le couple de charge  $T_l$  est supposé connu.

- le régulateur à modes glissant de loi de commande :

$$u = L_{sq} \left( -c e_i - D^T S + \dot{I}_{sref} - \beta_1 \right)$$

où

$F, D, I_{sref}, e_i, \beta_1$  et  $S$ , sont définis successivement par (21), (22), (30), (31), (35) et (14). Les paramètres  $d_1$ ,  $d_2$  et  $c$  sont des constantes réelles positives. Alors, on a les propriétés suivantes:

- tous les signaux du système en boucle fermée restent bornés,
- les erreurs de poursuite, pour la vitesse et pour la norme du flux rotorique, tendent asymptotiquement vers zéro,
- la dynamique de ces erreurs est ajustable à l'aide des paramètres de synthèse  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $c$ ,  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $l_1$ , et  $l_2$ .

## V SIMULATIONS

Le régulateur développé dans la Section 4 est évalué en simulation, utilisant un moteur asynchrone de 7.5 kW de puissance dont leurs caractéristiques sont résumées dans le tableau I. Les performances de régulateur sont illustrées en forçant la machine à fonctionner dans différentes conditions : basse et grande vitesse, zones linéaires et non-linéaires de la caractéristique magnétique, moteur chargé et déchargé. La figure 7 montre le couple de charge appliqué au moteur. Le régulateur proposé à flux optimal dépendant de l'état (FODE), décrit par la loi de commande (45), est comparé avec sa version simplifiée obtenue en gardant constante la référence de flux (égale à sa valeur nominale c'est-à-dire  $1Wb$ ). On donne aux paramètres du régulateur les valeurs suivantes qui se sont avérées être commodes pour les deux régulateurs :  $c=10$ ,  $k_1=1$ ,  $k_2=1$ ,  $l_1=10^{-4}$ ,  $l_2=10^{-4}$ ,  $d_1=100$ ,  $d_2=200$ .

La figure 8 montre que les deux régulateurs assurent une poursuite de référence de vitesse asymptotique parfaite. La figure 9 montre la référence de FODE résultante (pour le régulateur (45)) et la référence de flux constante (pour le régulateur simplifié). On voit clairement que la référence de flux dépendant de l'état varie significativement en fonction du couple de charge et la vitesse. La figure 10 montre les courants statoriques absorbés pour les deux régulateurs : il est clairement observé que, dans toutes les conditions de fonctionnement, le régulateur FODE exige un courant plus faible que le régulateur de flux constant. Cette différence est plus significative en présence de faible couple de charge, parce que dans cette situation, la référence de FODE est la plus éloignée de la référence de flux constante.

## VI. CONCLUSION

Dans cet article, nous avons considéré le problème de commande de la vitesse et du flux de la machine à induction en présence de la saturation de la caractéristique magnétique. Un nouveau régulateur décrit par (45) est conçu en utilisant la technique des modes glissants, sur la base du modèle (1)-(6). De plus, en tenant compte de la saturation de la caractéristique magnétique, le régulateur à référence de flux optimal proposé dépend des variables d'état. Cette dépendance d'état de flux à pour but d'optimiser le courant statorique absorbé. On montre formellement (Proposition 1) que le régulateur proposé garantit que les erreurs  $e_1 = \Omega_{ref} - \Omega$  et

$z_1 = \Phi_{ref}^2 - (\phi_{ra}^2 + \phi_{rb}^2)$  convergent globalement vers zéro, i.e., l'objectif de poursuite est parfaitement réalisé tant pour la vitesse de machine que le flux rotorique. En outre, on montre par simulation que, dans toutes les conditions de fonctionnement, le courant stator absorbé est plus petit avec le régulateur proposé à référence de flux optimal, comparé à un régulateur de flux constant. Il faut noter que la plupart des travaux plus récents ont considéré des références de flux constantes.

TABLEAU I. CARACTÉRISTIQUES DU MOTEUR

Puissance nominale	$P_N$	7.5	KW
Tension nominale	$U_{sn}$	380	V
Flux nominal	$\Phi_m$	1	Wb
Résistance statorique	$R_s$	0.63	$\Omega$
Résistance rotorique	$R_r$	0.4	$\Omega$
Moment d'inertie	J	0.22	$Kgm^2$
Coefficient de frottement visqueux	f	0.001	$N.m.s\ rd^{-1}$
Nombre de paire de pôle	p	2	
L'inductance équivalente de fuite <sup>1</sup>	$L_{seq}$	7	mH

<sup>1</sup> l'ensemble des inductances de fuite, de stator et rotor ramenées au stator

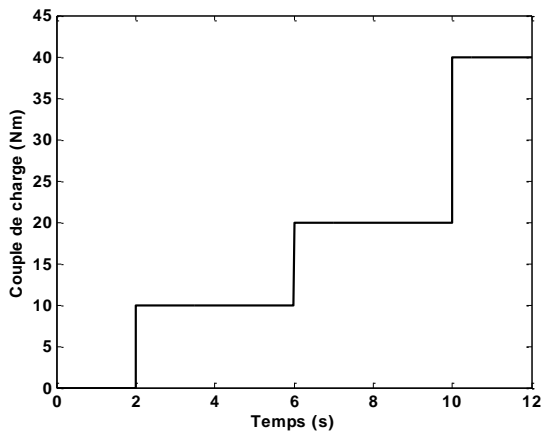


Fig.7. Couple de charge appliqué à la machine

#### REFERENCES

- [1] H Ouadi, F Giri, J De Leon-Morales, and L Dugard., "Accounting for magnetic characteristic nonlinearity in designing induction motor observer". IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems, NOLCOS, Stuttgart, Germany, 2004 pp. 1409-1414.
- [2] C Canudas De Wit, and J Ramirez, "Optimisation discrétisation et observateurs commande des moteurs asynchrones" HERMES Science Europe Ltd, Paris, 2000, pp 49-110
- [3] Glumineau A., De Souza L. C., and Boisliveau R. "Sliding modes control of the induction motor: A benchmark experimental test" International School in Automatic Control of Lille. Lille, France, pages 349-371, September 1999.
- [4] Utkin V., Guldner J., and Shi J. "Sliding Mode Control in Electromechanical Systems" Taylor & Francis, 1999
- [5] T.N Robert, J Chiason, M. Bodson, 'High Performance Motion Control of an induction motor with magnetic saturation' IEEE transactions on control systems technology 1999, Vol 7, N° 3
- [6] K.P Edwin.C, and H. Stranislaw, "An Introduction to optimization" John Wiley & Sons, Inc 2001.
- [7] W Leonard, "Control of Electrical Drives" Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York Tokyo 1985.
- [8] H Ouadi, F Giri, A Elfadili and L Dugard "Magnetic saturation effect in the achievement of wide speed range control for induction machine" IFAC PP&PSC 2009, Tampere Hall, Finland, July 2009

- [9] H.K. Khalil, "Nonlinear systems" second edition, Prentice Hall, Upper Saddle River, 1996.
- [10] R. Ortega, P.J. Nicklasson and G. Espinosa-Perez, "On speed control of induction motors", Automatica, Vol 32, N 3, 1996
- [11] XINGYI XU; NOVOTNY D. W. "Selection of the flux reference for induction machine drives in the field weakening region" IEEE transactions on industry applications 1992, vol. 28, no6, pp. 1353-1358
- [12] M Ayman. EL-Refaie, M. Jahns Thomas "Optimal Flux Weakening in Surface PM Machines Using Fractional-Slot Concentrated Windings" transactions on industry applications 2005, vol. 41, no3

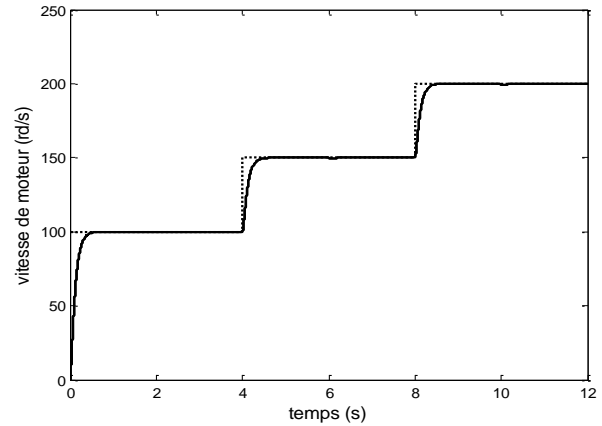


Fig 8: Trait pointillé : référence de vitesse. Trait plein : réponses identiques obtenues par le régulateur à flux optimal et le régulateur à flux constant

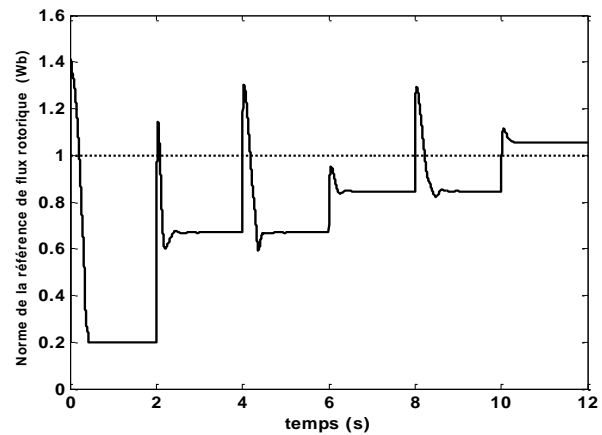


Fig 9: référence de la norme de flux rotorique en Wb. (Trait plein : régulateur à flux optimal, trait pointillé: régulateur à flux constant)

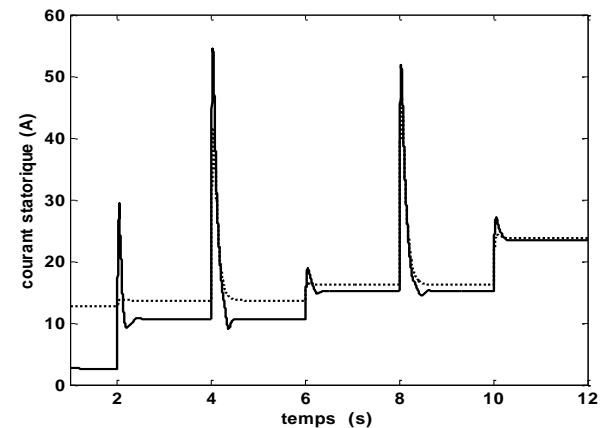


Fig 10: courant statorique absorbé en A. (Trait plein : régulateur FODE, trait pointillé: régulateur à flux constant)