

UNIVERSITÉ DE REIMS CHAMPAGNE-ARDENNE

LABORATOIRE D'AUTOMATIQUE ET DE MICROÉLECTRONIQUE

Équipe: Systèmes Dynamiques Hybrides
Antenne de Troyes

Rapport de stage en vue de l'obtention du

DIPLÔME D'ÉTUDES APPROFONDIES
TORIC (OSS): Optimisation et Sûreté des Systèmes

La Commande Hybride Des Systèmes Incertains Perturbés

Application au Moteur Asynchrone

Par: Kamel GUESMI

SOMMAIRE

Introduction générale	1
Chapitre I : Le Moteur Asynchrone « à induction »	
1-1 Introduction.....	2
1-2 Les modes de fonctionnement du moteur asynchrone	2
1-3 Modélisation de la machine asynchrone en régime permanent	2
1-4 Expression du couple électromagnétique	5
1-5 Transformation de PARK ou le principe de la commande vectorielle	5
1-5-1 Transformation de PARK (1929)	6
1-5-2 Expression du couple électromagnétique dans la nouvelle base	7
1-6 Conclusion.....	9
Chapitre II : La Commande par Mode Glissant	
2-1 Introduction	10
2-2 Notions préliminaires	10
2-3 Synthèse de la loi de commande	11
2-3-1 Phase de glissement	11
2-3-2 Phase d'approche.....	11
2-4 Temps de glissement	12
2-5 Plan de phase	13
2-6 Application sur le moteur asynchrone	14
2-6-1 Simulation	15
2-6-2 Interprétation.....	19
2-7 La commande par mode glissant à action intégrale.....	19
2-8 Conclusion	22
Chapitre III : La Commande Hybride	
3-1 Introduction	23
3-2 Vocabulaire de la logique floue	23
3-2-1 Variable linguistique	23
3-2-2 Fonctions d'appartenance.....	23
3-2-3 Les opérateurs flous	24
3-3 Structure de base d'un contrôleur flou	24
3-3-1 Fuzzification	24
3-3-2 Les règles floues	25
3-3-2-1 Les règles de Mamdani.....	25
3-3-2-2 Les règles de Takagi-Sugeno	25
3-3-3 Inférence	26
3-3-4 Defuzzification	28
3-4 Application sur le moteur asynchrone	28
3-4-1 Simulation	28
3-4-2 Interprétation.....	30
3-5 Évaluation des deux approches	30
3-6 La commande hybride	32
3-7 L'Analyse de stabilité de la commande hybride	35
3-8 Conclusion.....	37
Conclusion générale	38
Bibliographie	
Annexes	

Introduction générale

Les processus industriels sont de plus en plus complexes, et leurs commandes difficiles à mettre en œuvre. Dans le cas de systèmes perturbés des approches ont prouvé leur efficacité. On peut en citer les techniques (H_2 , H_∞ , LQR), (la liste n'étant pas exhaustive) [Net-91], [Kha-90], [Kha-91]. Néanmoins la connaissance parfaite du modèle est nécessaire. Pour contourner cette contrainte des approches basées sur les réseaux de neurones ou la logique floue peuvent être utilisées [Nar-90], [Ham-03a].

Dans ce travail, nous allons nous intéresser à la commande des systèmes incertains et perturbés. Nous proposons une démarche graduelle de propositions de lois de commande et leurs améliorations. Le contrôleur ainsi obtenu permet d'atteindre les performances de poursuite désirées et de garantir aussi bien la stabilité globale que la robustesse du système bouclé. La validation de l'approche développée se fera sur un moteur à induction.

Ce mémoire est partagé en trois chapitres. Le premier est consacré à la modélisation du moteur asynchrone. L'utilisation de la transformée de Park permet de découpler le flux du couple et ainsi obtenir un modèle simple à contrôler. Dans le second, les variations de la constante d'inertie et du couple de charge, sont considérées comme des incertitudes structurelles et des perturbations externes. Afin d'assurer la poursuite d'un signal de référence, une commande de type mode glissant est présentée. Cette approche est certes efficace mais présente des variations brusques (chattering) au niveau du signal de commande. Pour remédier à cet inconvénient la fonction « sign » a été remplacée par, une fonction saturation et une tangente hyperbolique. Cependant pour assurer la robustesse les sollicitations de la commande restent importantes. Un contrôleur appelé (SMC-I) est introduit. Le signal de commande a été lissé grâce à la présence d'un intégrateur. Malgré ces améliorations les performances de poursuite désirées ne sont pas atteintes. Dans le troisième chapitre, après avoir donné un bref aperçu sur la logique floue, une commande dite hybride est développée. Cette méthode a pour but de combiner les avantages du mode glissant durant le régime transitoire, et ceux d'un contrôleur flou en régime permanent. La commutation entre les deux lois de commande se fait graduellement à l'aide d'un facteur de pondération donné par un superviseur. Plusieurs résultats de simulation illustrent l'efficacité de l'approche proposée.

Chapitre I

Le Moteur Asynchrone « à induction »

*Savoir que l'on sait ce que l'on sait, et
s'avoir que l'on ne sait pas ce que l'on
sait pas, voilà la véritable science*

ConfuCius

1-1 Introduction :

Le moteur asynchrone triphasé est constitué de trois enroulements identiques logés symétriquement dans les encoches du stator, et d'un rotor constitué de trois enroulements, ou de barres conductrices court-circuitées, avec un même nombre de pôles que celui du stator, l'alimentation de celui-ci est l'unique source d'énergie qui crée le champ tournant et le courant induit.

1-2 Les modes de fonctionnement du moteur asynchrone :

Le stator d'un moteur asynchrone est formé de trois enroulements couplés en triangle ou en étoile. L'excitation du stator par un système de tensions équilibrées crée un champ magnétique tournant dans l'entrefer de la machine, la vitesse de ce champ par rapport à un référentielle lié au stator est [Cha-89], [Car-95], [Bou-99] :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{np} : [rad / sec]$$

$$\text{où } \begin{cases} \omega_s : \text{pulsation du réseau d'alimentation} \\ np : \text{nombre de paires de pôles} \end{cases}$$

La vitesse relative du champ statorique par rapport au rotor est : $\Omega_R = \Omega_s - \Omega$, avec Ω la vitesse mécanique, la tension induite dans le rotor a pour pulsation :

$$\omega_R = np \Omega_R = np(\Omega_s - \Omega) \quad (1-1-a)$$

on peut définir la vitesse de glissement g comme étant le facteur liant la pulsation du champ statorique a celle du champ rotorique par :

$$\omega_R = g\omega_s \quad (1-1-b)$$

ou $f_R = g f_s$ pour les fréquences.

$$\text{où } \begin{cases} f_s : \text{fréquence du réseau d'alimentation} \\ f_R : \text{fréquence rotorique} \end{cases}$$

Suivant que g est positif ou négatif la machine se comporte en moteur ou en générateur.

1-3 Modélisation de la machine asynchrone en régime permanent:

Pour la modélisation on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :

- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé et l'on néglige les pertes fer.
- les coefficients d'inductance propre sont constants .
- les coefficients d'inductance mutuelle ne dépendent que de la position des enroulements.[Rob-95], [Car-95]

En régime permanent où Ω , Ω_s sont constantes, la loi des mailles appliquée au stator s'écrit sous la forme :

$$\begin{bmatrix} v_{S1} \\ v_{S2} \\ v_{S3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{S1} \\ \varphi_{S2} \\ \varphi_{S3} \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

où $\begin{cases} v_{S1,2,3} : \text{tensions statorique} \\ i_{S1,2,3} : \text{courants statorique} \\ \varphi_{S1,2,3} : \text{fluxes statorique} \\ R_S : \text{resistance d'un enroulement statorique} \end{cases}$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_R & 0 & 0 \\ 0 & R_R & 0 \\ 0 & 0 & R_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ i_{R3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{R1} \\ \varphi_{R2} \\ \varphi_{R3} \end{bmatrix} \quad (1-4)$$

où $\begin{cases} v_{R1,2,3} : \text{tensions rotorique} \\ i_{R1,2,3} : \text{courants rotorique} \\ \varphi_{R1,2,3} : \text{fluxes rotorique} \\ R_R : \text{resistance d'un enroulement rotorique} \end{cases}$

Si on note par :

α : la position angulaire du rotor

l_s : l'inductance propre d'un enroulement statorique

m_s : l'inductance mutuelle entre deux enroulements statoriques

m_1, m_2, m_3 : inductances mutuelles d'un enroulement statorique avec les trois enroulements rotorique

L'ensemble des enroulements statorique et rotorique sont schématisés sur la figure 1-1.

Par projection sur le référentiel statorique (S1, S2, S3) on a :

$$m_1 = m_{SR} \cos(\alpha), \quad m_2 = m_{SR} \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right), \quad m_3 = m_{SR} \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)$$

où m_{SR} représente la valeur maximale de l'inductance mutuelle Stator-Rotor.

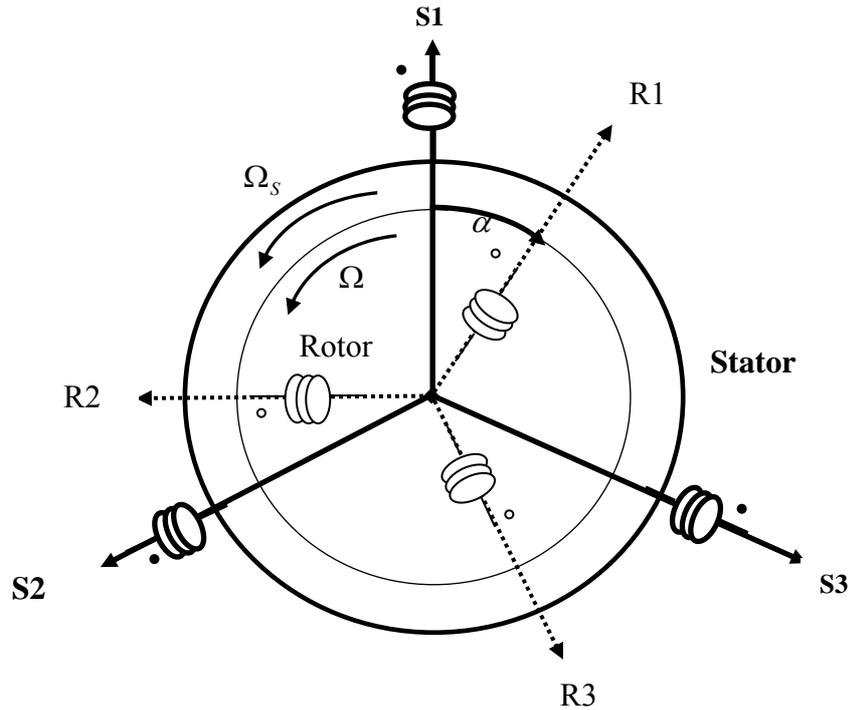


Figure 1-1 :Représentation du moteur asynchrone triphasé

Par exemple le flux de la première phase statorique :

$$\varphi_{S1} = l_S i_{S1} + m_S (i_{S2} + i_{S3}) + m_1 i_{R1} + m_2 i_{R2} + m_3 i_{R3}, \text{ sachant que : } i_{S2} + i_{S3} = -i_{S1}$$

en posant, $L_S = l_S - m_S$

L'expression du flux statorique sera donc :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{S1} \\ \varphi_{S2} \\ \varphi_{S3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & 0 & 0 \\ 0 & L_S & 0 \\ 0 & 0 & L_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} + m_{SR} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ i_{R3} \end{bmatrix} \quad (1-5)$$

qui on peut écrire sous la forme compacte suivante : $\varphi_S = [L_S] \underline{I}_S + [M_{SR}] \underline{I}_R$.

Le flux rotorique est donc défini par :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{R1} \\ \varphi_{R2} \\ \varphi_{R3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_R & 0 & 0 \\ 0 & L_R & 0 \\ 0 & 0 & L_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R1} \\ i_{R2} \\ i_{R3} \end{bmatrix} + m_{SR} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} \quad (1-6)$$

$$\varphi_R = [L_R] \underline{I}_R + [M_{RS}] \underline{I}_S,$$

La représentation du moteur à induction peut être résumée par le système d'équations suivant :

$$\underline{\varphi}_S = [L_S] \underline{I}_S + [M_{SR}] \underline{I}_R \quad (1-8)$$

$$\underline{V}_S = [R_S] \underline{I}_S + j\omega_S \underline{\varphi}_S$$

$$\underline{\varphi}_R = [L_R] \underline{I}_R + [M_{RS}] \underline{I}_S \quad (1-9)$$

$$\underline{0}_R = [R_R] \underline{I}_R + j\omega_S g \underline{\varphi}_R$$

1-4 Expression du couple électromagnétique :

La puissance active [Rob-95] absorbée au stator P_S est :

$$P_S = \text{Reel} \left[\frac{3}{2} \underline{V}_S \underline{I}_S^* \right] = P_{JS} + P_{TR} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} V_S = \sqrt{2} V_S^{eff} \\ I_S = \sqrt{2} I_S^{eff} \end{cases}$$

$$P_{JS} = \frac{3}{2} R_S I_S^2 : \text{pertes joules au stator}$$

$$P_{TR} = C_{em} \Omega_S : \text{puissance transmise au rotor}$$

C_{em} : couple électromagnétique

En utilisant (1-8) et (1-9) la puissance s'écrit :(voir Annexe1)

$$P_S = \frac{3}{2} \underline{V}_S \underline{I}_S^* = P_{JS} + P_{TR} = \frac{3}{2} R_S I_S^2 + \frac{3}{2} \varphi_S^2 \omega_S^2 \left(\frac{M_{SR}^2}{L_S^2} \right) \frac{R_R / g}{(R_R^2 / g^2) + (\sigma L_R \omega_S)^2} \quad (1-10)$$

$$\text{avec } \sigma = 1 - \frac{M_{SR}^2}{L_S L_R} \quad \text{coefficient de dispersion de BLONDEL}$$

d'où l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \varphi_S^2 \left(\frac{M_{SR}^2}{L_S^2} \right) \frac{R_R \omega_R}{(R_R^2) + \sigma^2 L_R^2 \omega_R^2} n_p \quad (1-11)$$

Malgré toutes les hypothèses simplificatrices, le moteur à induction reste un système compliqué, en effet le couple C_{em} et le flux φ_S sont fortement liées (1-11). Le but de la section suivante est de trouver une représentation simple qui permet le découplage entre le flux et le couple.

1-5 Transformation de PARK ou le principe de la commande vectorielle :

Dans un moteur à courant continue, le flux est créé par un inducteur fixe ou par des aimants alors que le courant circule dans les conducteurs de l'induit en rotation, l'axe magnétique de l'induit est maintenu fixe et orthogonal au flux, permettant un découplage naturel (mécanique) entre le flux et le couple, à flux constant le couple est réglable très rapidement avec la dynamique du courant statorique. C'est cette stratégie qu'il convient de reconstituer par la commande vectorielle sur le moteur asynchrone [Rob-95].

1-5-1 Transformation de PARK (1929):

La transformation de PARK correspond à un changement de base du système triphasé du référentiel $(S_{1,2,3}, R_{1,2,3})$, au référentiel $(S_{d,q,o}, R_{d,q,o})$ où les axes sont orthogonaux deux à deux, ce changement qui réalise la conservation de la puissance est caractérisée par la matrice de passage suivante [Cha-89], [Car-95] :

$$[P_{ark}(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \text{ avec } \theta_s = \omega_s t$$

on remarque que les vecteurs de cette matrice sont orthogonaux deux à deux et que $[P_{ark}(\theta_s)]^{-1} = [P_{ark}(\theta_s)]^T$

Appliquons ce changement de base pour les grandeurs précédemment définies (tension, courant, flux) aussi bien au stator qu'au rotor, l'indice $(\underline{\quad}_p)$ exprime la nouvelle base:

$$\underline{V}_{Sp} = [V_{Sd} \ V_{Sq} \ V_{So}]^T, \underline{I}_{Sp} = [I_{Sd} \ I_{Sq} \ I_{So}]^T, \underline{\varphi}_{Sp} = [\varphi_{Sd} \ \varphi_{Sq} \ \varphi_{So}]$$

La tension statorique dans la nouvelle base devient:

$$\begin{aligned} [P_{ark}(\theta_s)](\underline{V}_{Sp}) &= [R_s][P_{ark}(\theta_s)](\underline{I}_{Sp}) + \frac{d}{dt}([P_{ark}(\theta_s)](\underline{\varphi}_{Sp})) \\ \underline{V}_{Sp} &= [R_s](\underline{I}_{Sp}) + [P_{ark}(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt}([P_{ark}(\theta_s)](\underline{\varphi}_{Sp})) \\ &= [R_s](\underline{I}_{Sp}) + \frac{d}{dt}(\underline{\varphi}_{Sp}) + [P_{ark}(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt}([P_{ark}(\theta_s)](\underline{\varphi}_{Sp})) \end{aligned}$$

$$\text{on démontre que } [P_{ark}(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt}([P_{ark}(\theta_s)](\underline{\varphi}_{Sp})) = \omega_s \begin{bmatrix} -\varphi_{Sq} \\ \varphi_{Sd} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Pour le rotor on aura :

$$\underline{0} = [R_r](\underline{I}_{Rp}) + \frac{d}{dt}(\underline{\varphi}_{Rp}) + [P_{ark}(\theta_r)]^{-1} \frac{d}{dt}([P_{ark}(\theta_r)](\underline{\varphi}_{Rp}))$$

$$\text{et } [P_{ark}(\theta_r)]^{-1} \frac{d}{dt}([P_{ark}(\theta_r)](\underline{\varphi}_{Rp})) = \omega_r \begin{bmatrix} -\varphi_{Rq} \\ \varphi_{Rd} \\ 0 \end{bmatrix}$$

La loi des mailles pour le système stator-rotor sur la nouvelle base est :

$$\begin{aligned} V_{Sp} &= R_S \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \\ I_{So} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{Sd} \\ \varphi_{Sq} \\ \varphi_{So} \end{bmatrix} + \omega_S \begin{bmatrix} -\varphi_{Sq} \\ \varphi_{Sd} \\ 0 \end{bmatrix} \\ 0 &= R_R \begin{bmatrix} I_{Rd} \\ I_{Rq} \\ I_{Ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{Rd} \\ \varphi_{Rq} \\ \varphi_{Ro} \end{bmatrix} + \omega_R \begin{bmatrix} -\varphi_{Rq} \\ \varphi_{Rd} \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1-12)$$

La projection des expressions de flux (1-8) et (1-9) dans la nouvelle base donne :

$$\varphi_{Sp} = [P_{ark}(\theta_S)]^{-1} [L_S] [P_{ark}(\theta_S)] (I_{Sp}) + [P_{ark}(\theta_S)]^{-1} [M_{SR}] [P_{ark}(\theta_R)] (I_{Rp})$$

De (1-1-a) on a : $\theta_S = \theta_R + \alpha$

avec :

$$[P_{ark}(\theta_R)]^{-1} [M_{SR}] [P_{ark}(\theta_R)] = \frac{3}{2} m_{SR} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \text{ et on pose } M_{SR} = \frac{3}{2} m_{SR}$$

Les mêmes démarches pour le rotor.

Les expressions du flux statorique et rotorique dans la nouvelle base:

$$\begin{aligned} \varphi_{Sp} &= \begin{bmatrix} L_S & 0 & 0 \\ 0 & L_S & 0 \\ 0 & 0 & l_S - 2m_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \\ I_{So} \end{bmatrix} + M_{SR} \begin{bmatrix} I_{Rd} \\ I_{Rq} \\ 0 \end{bmatrix} \\ \varphi_{Rp} &= \begin{bmatrix} L_R & 0 & 0 \\ 0 & L_R & 0 \\ 0 & 0 & l_R - 2m_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Rd} \\ I_{Rq} \\ I_{Ro} \end{bmatrix} + M_{SR} \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1-13)$$

1-5-2 Expression du couple électromagnétique dans la nouvelle base :

En remplaçant le flux de (1-12) par son expression (1-13), et ne s'intéresse qu'aux deux premières équations, l'expression du couple électromagnétique dans la nouvelle base est obtenue à partir de l'expression de la puissance [Car-95],

$$\begin{aligned} P_S &= \underline{V}_{Sp}^T \underline{I}_{Sp} = V_{Sd} I_{Sd} + V_{Sq} I_{Sq} \\ P_S &= (R_S I_{Sd}^2 + R_S I_{Sq}^2) + \left(\frac{d\varphi_{Sd}}{dt} I_{Sd} + \frac{d\varphi_{Sq}}{dt} I_{Sq} \right) + (\omega_S (\varphi_{Sd} I_{Sq} - \varphi_{Sq} I_{Sd})) \end{aligned}$$

Le premier terme représente les pertes joules, le second correspond à la puissance électromagnétique stockée, et le troisième terme représente la puissance électrique transformée à une puissance mécanique, ce dernier terme peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_{TR} = C_{em} \Omega_S = \omega_S (\varphi_{Sd} I_{Sq} - \varphi_{Sq} I_{Sd})$$

$$C_{em} = np.(\varphi_{Sd} I_{Sq} - \varphi_{Sq} I_{Sd}) \quad (1-14)$$

On peut aussi écrire ce couple électromagnétique instantané en remplaçant le flux statorique par son expression :

$$C_{em} = np.M_{SR}(I_{Rd} I_{Sq} - I_{Rq} I_{Sd}) \quad (1-15)$$

ou par l'utilisation des flux rotoriques :

$$C_{em} = np.\frac{M_{SR}}{L_R}(\varphi_{Rd} I_{Sq} - \varphi_{Rq} I_{Sd}) \quad (1-16)$$

L'objectif est de choisir un système d'axe (d, q, o) de tel sorte qu'il n'ait qu'une composante de flux rotorique sur l'axe d comme il est indiqué sur la figure 1-2, ainsi avec ce choix on découple le flux du couple.

$$C_{em} = np \frac{M_{SR}}{L_R}(\varphi_{Rd} I_{Sq}) \quad (1-17)$$

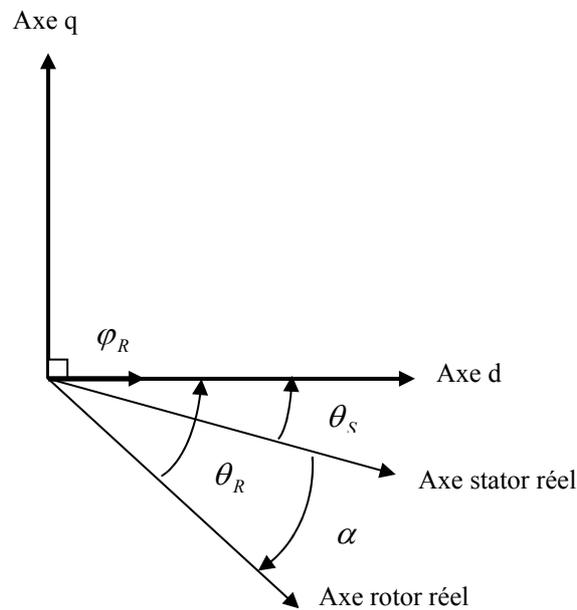


Figure 1-2 : Orientation du flux

Car seules les grandeurs statoriques sont accessibles, donc φ_{Rd} ne peut être qu'estimé en effet

$\varphi_{Rd} = L_R I_{Rd} + M_{SR} I_{Sd}$ et $0 = R_R I_{Rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{Rd}$ on obtient dans le plan de Laplace:

$$\varphi_{Rd} = \frac{M_{SR}}{1 + \tau_R s} I_{Sd} \quad \text{ou} \quad \begin{cases} s : \text{l'opérateur dérivée de Laplace} \\ \tau_R = \frac{L_R}{R_R} : \text{constant de temps rotorique} \end{cases}$$

$$(1-17) \text{ devient : } C_{em} = np \frac{M_{SR}}{L_R} \left(\frac{M_{SR}}{1 + \tau_R s} I_{Sd} \right) I_{Sq}$$

L'application du théorème de la valeur finale au système liant le flux et le courant permet d'obtenir l'expression estimée du flux :

$$\varphi_{Rd}^{estimé} = M_{SR} I_{Sd}$$

Le couple instantané devient :

$$C_{em} = \left(np \frac{M_{SR}^2}{L_R} I_{Sd} \right) I_{Sq} = k I_{Sq} \quad (1-18)$$

il suffit de varier I_{Sd} ou I_{Sq} pour varier le flux ou le couple.

Un des choix est de fixer le flux et de varier le couple via la variation de I_{Sq} .

Dans un système électromécanique comprenant le moteur à induction le principe fondamental de la dynamique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - B\Omega - C_{ch} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} B : \text{constante de frottement} \\ C_{ch} : \text{couple de la charge} \end{cases} \quad (1-19)$$

La transformation de Laplace de (1-19) donne :

$$\Omega = \frac{1}{J.s + B} (k I_{Sq} - C_{ch}) \quad (1-20)$$

La figure 1-3 donne le schéma de structure de (1-20) :

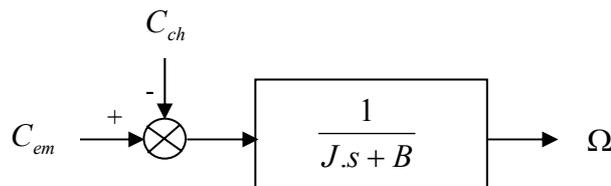


Figure 1-3 : Le moteur asynchrone en boucle ouverte

1-6 Conclusion :

Dans ce chapitre on a modélisé le moteur asynchrone sous certaines hypothèses. Afin d'obtenir un modèle plus simple à commander, nous avons utilisé la transformation de PARK, qui permet d'assurer l'indépendance entre le flux et le couple.

Classiquement pour commander ce type d'actionneur, en plus des hypothèses simplificatrices sur la modélisation, nous devons considérer que le système est certain, invariable dans le temps et non perturbé. Dans le cas contraire des méthodes de commande comme la logique floue ou la commande par mode glissant peuvent être une alternative.

La commande par logique floue ne nécessite que la mesure de l'erreur et la variation de l'erreur, et une connaissance partielle du système pour aboutir aux performances désirées.

La commande par mode glissant assure la robustesse, ainsi avec une transformation dans le plan de phase on obtient un système équivalent de premier ordre, et on n'aura besoin que de l'erreur et sa dérivée comme information sur notre système pour le commander.

Chapitre II

La Commande par Mode Glissant

So far as the laws of mathematics refer to reality, they are not certain. And so far as they are certain, they do not refer to reality

Albert Einstein.

2-1 Introduction :

Un système est dit incertain perturbé s'il présente des imprécisions dans ses paramètres ou des dynamiques non modélisées, et soumis à des perturbations externes entachant son fonctionnement.

Ces processus peuvent être commandés par des approches robustes, La commande par mode glissant (SMC) en est un exemple, elle est basée sur la transformation du problème de la commande d'un système d'ordre (n) à un problème de stabilisation de premier ordre [Slo-91].

2-2 Notions préliminaires :

On considère le système incertain, à une entrée et une sortie, suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}^{(n)} = f(X, t) + g(X, t) u(t) \\ y = x \end{cases} \quad (2-1)$$

avec :

$X = [x, \dot{x}, x^{(2)}, \dots, x^{(n-1)}]^T$, l'état du système.

f : fonction non linéaire, continue, avec une incertitude bornée.

g : fonction non linéaire, continue, incertaine, de signe fixe, bornée et non nulle.

u, y : respectivement l'entrée et la sortie du système.

Le but de la commande par mode glissant est de forcer le vecteur X à suivre une certaine trajectoire $X_d = [x_d, \dot{x}_d, x_d^{(2)}, \dots, x_d^{(n-1)}]^T$, pour cela on définit le vecteur d'erreur :

$\tilde{X} = X - X_d = [\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}, \tilde{x}^{(2)}, \dots, \tilde{x}^{(n-1)}]$, et une surface de glissement définit, dans [Slo-91], par :

$$S(X, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} \tilde{x} = 0 \quad (2-2)$$

avec λ : une constante strictement positive.

L'équation (2-2) est équivalente à :

$$S(X, t) = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \tilde{x}^{(i)} = 0, \quad a_{n-1} = 1 \quad (2-3)$$

où les coefficients a_i sont choisis de sorte que le polynôme caractéristique associé soit de HURWITZ.

Avec des conditions initiales nulles ($\tilde{X}(0) = 0$), l'équation (2-3) présente une réelle mesure de l'erreur de poursuite $X = X_d$, [Slo-91] selon le lemme suivant :

Lemme :

Si $\tilde{X}(0) = 0$ et $S(X, t)$ est bornée, Alors $\tilde{x}^{(i)}$ est bornée

$$\forall t \geq 0, |S(X, t)| \leq \Phi \Rightarrow \forall t \geq 0, |\tilde{x}^{(i)}(t)| \leq (2\lambda)^i \varepsilon, \quad i = 0, \dots, n-1 \text{ et } \varepsilon = \frac{\Phi}{\lambda^{n-1}} \quad (2-4)$$

La démonstration de ce lemme est détaillée dans l'annexe 2

2-3 Synthèse de la loi de commande :

L'objectif est de synthétiser une loi de commande assurant à la fois la convergence de l'erreur de poursuite vers l'origine, et la robustesse du système bouclé.

Pour cela on définit deux phases : la première ayant pour but de ramener le système sur la surface de glissement par une commande U_g , et la seconde, assure le maintien du système sur cette surface et garantit le glissement vers l'origine par une loi U_{eq} . La commande globale appliquée au système s'écrit donc : $U = U_g + U_{eq}$.

2-3-1 Phase de glissement :

Dans cette phase, on cherche une commande permettant le maintien de $S(X, t)$ à zéro dès que le système arrive à cette surface de glissement.

$$\begin{aligned} \dot{S}(X, t) = 0 &\Rightarrow \tilde{x}^{(n)} + \sum_{i=1}^{n-2} a_i \tilde{x}^{(i+1)} = 0 \\ &\Rightarrow x^{(n)} - x_d^{(n)} = -\sum_{i=1}^{n-2} a_i \tilde{x}^{(i+1)} \end{aligned}$$

Introduisons (2-1), on en déduit la commande appelée "commande équivalente", assurant le glissement du système le long de la surface :

$$U_{eq} = \frac{1}{g(X, t)} \left[x_d^{(n)} - \sum_{i=1}^{n-2} a_i \tilde{x}^{(i+1)} - f(X, t) \right] \quad (2-5)$$

2-3-2 Phase d'approche :

Cette phase a pour but de ramener le système sur la surface de glissement par une loi U_g , on utilise la condition de stabilité au sens de Lyapunov (voir Annexe3).

Avec $V = \frac{1}{2} S^2(X, t)$ comme fonction quadratique, et comme indiqué dans [Slo-91], [Ham-03a], [Haj-97] la convergence du système vers la surface vérifie la condition suivante :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} V = S(X, t) \cdot \dot{S}(X, t) &\leq -\eta |S(X, t)|, \quad \eta > 0 \\ \Rightarrow S(X, t) \cdot \left[f(X, t) + g(X, t)U(t) + \sum_{i=1}^{n-2} a_i \tilde{x}^{(i+1)} - x_d^{(n)} \right] &\leq -\eta |S(X, t)| \end{aligned} \quad (2-6)$$

Cette expression devient :

$$S(X, t)g(X, t)U_g \leq -\eta |S(X, t)|.$$

Le choix de la constante η impose le temps de glissement.

Pour que l'expression (2-6) soit vérifiée, on peut choisir la commande suivante :

$$U_g = -\frac{D}{g(X, t)} \text{sign}(S(X, t)) \quad (2-7)$$

où $D \geq \eta$.

Cas de présence de perturbations :

Dans le cas où une perturbation externe entache le fonctionnement du système. Il est régi par l'équation :

$$x^{(n)} = f(X,t) + g(X,t)U(t) + P(X,t), \text{ avec } |P(X,t)| \leq P$$

la condition d'attractivité de la surface étant,

$$\begin{aligned} S(X,t) \cdot \dot{S}(X,t) &\leq -\eta |S(X,t)| \\ \Rightarrow S(X,t) \cdot \left[f(X,t) + g(X,t)U(t) + P(X,t) + \sum_{i=1}^{n-2} a_i \tilde{x}^{(i+1)} - x_d^{(n)} \right] &\leq -\eta |S(X,t)| \end{aligned} \quad (2-8-a)$$

En remplaçant la commande, on obtient :

$$\begin{aligned} -D |S(X,t)| &\leq -\eta |S(X,t)| - S(X,t)P(x,t) \\ \Rightarrow D &\geq \eta + P \end{aligned}$$

La constante D ainsi choisie permet en plus la compensation de l'effet des perturbations externes.

Il est à noter que $P(X,t)$, peut englober les incertitudes sur f, g , et les perturbations externes. En effet si l'on considère que :

$$\begin{cases} f(X,t) = f_0(X,t) + \Delta f \\ g(X,t) = g_0(X,t) + \Delta g \end{cases}$$

avec f_0, g_0 : les fonctions nominales connues, $\Delta f, \Delta g$: les incertitudes respectivement sur f et g .

le système devient :

$$\begin{cases} x^{(n)} = f_0(X,t) + g_0(X,t)U(t) + P(X,t) \\ P(X,t) = \Delta f + \Delta g U + \rho(X,t) \end{cases} \quad (2-8-b)$$

avec $\rho(X,t)$: les perturbations externes.

L'apparition de la commande recherchée U dans l'expression de $P(X,t)$ rend le calcul de cette dernière difficile, pour résoudre ce problème on considère la valeur maximale admissible de U [**Ham-03a**].

La loi de la commande générale sera :

$$U = U_{eq} + U_g = \frac{1}{g_0(X,t)} \left[x_d^{(n)} - \sum_{i=1}^{n-2} a_i \tilde{x}^{(i+1)} - f_0(X,t) - D \operatorname{sign}(S(X,t)) \right] \quad (2-9)$$

2-4 Temps de glissement :

Si le système se trouve initialement à $X(0) \neq X_d(0)$ il atteindra la surface en un temps

inférieur ou égal à $\frac{|S(0)|}{\eta}$, celui ci est appelé temps de glissement t_g .

Démonstration :

L'intégration de (2-8-a) entre $t = 0$ et $t = t_g$ avec $S(X, t_g) = 0$ donne :

$$\begin{aligned} \text{Si } S(X, t) > 0 &\Rightarrow \int_0^{t_g} \dot{S}(X, t) dt \leq -\eta \int_0^{t_g} dt \Rightarrow t_g \leq \frac{S(0)}{\eta} \\ \text{Si } S(X, t) < 0 &\Rightarrow \int_0^{t_g} \dot{S}(X, t) dt \geq -\eta \int_0^{t_g} dt \Rightarrow t_g \leq \frac{-S(0)}{\eta} \\ &\Rightarrow t_g \leq \frac{|S(0)|}{\eta} \end{aligned} \quad (2-10)$$

2-5 Plan de phase :

Pour un système satisfaisant (2-8-a), et $n = 2$, la forme typique de la surface de glissement ainsi que les deux approches du déplacement du système dans le plan de phase sont représentées sur la **Figure 2-1-a**.

Néanmoins eu égard à l'équation (2-9) qui présente une discontinuité due au terme $\text{sign}(S(X, t))$. La limitation en fréquence de commutation de cette fonction, génère un phénomène appelé le broutement [Edw-98], [Ho-91] (en anglais "Chattering"), comme indiqué sur la figure 2-1-b.

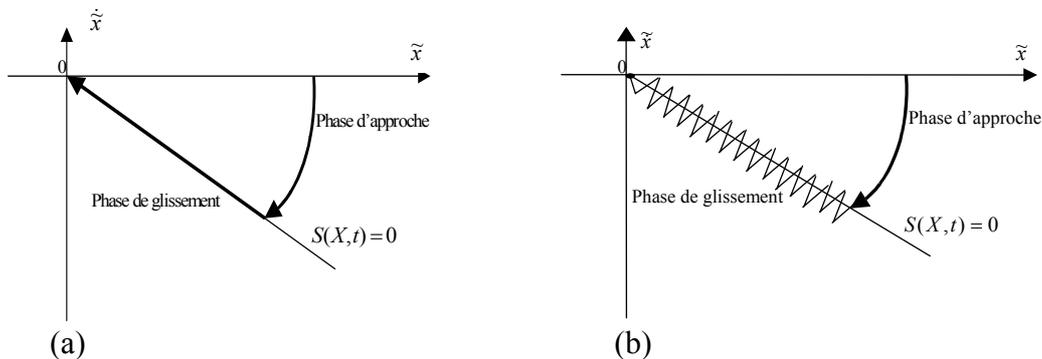


Figure 2-1 : plan de phase ($n = 2$), a) idéal avec fréquence de commutation infini
b) plan de phase réel

Ce phénomène est indésirable car il excite les hautes fréquences et peut endommager le système [Ham-03b].

Pour résoudre ce problème plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature [Mah-99], [Xu-02], [Fen-02], les plus répandues proposent de remplacer la fonction "Sign" par une fonction de saturation "Sat" ou par une tangente hyperbolique "Tanh" telles que présentées sur la figure 2-2.

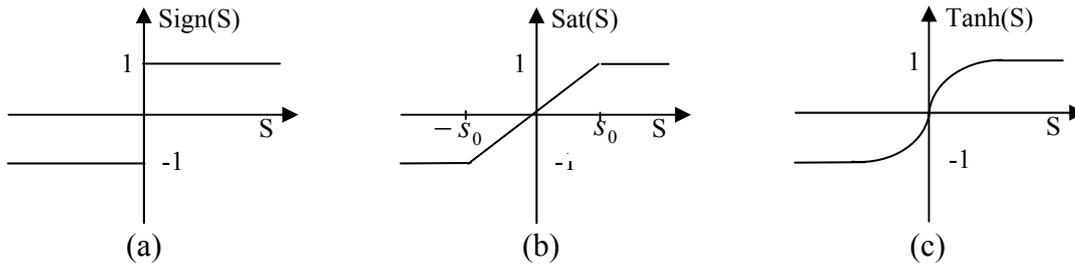


Figure 2-2 : les fonctions de commutation dans la loi de commande
 a) la fonction Signe, (b) la fonction Saturation, (c) la fonction tangente hyperbolique

2-6 Application sur le moteur asynchrone :

Le schéma de commande pour le moteur asynchrone (MA) est donné sur la figure 2-3, avec, $S(X,t) = \Omega - \Omega_d$, et $J = J_0 + \Delta J$,
 où J_0 : la constante d’inertie nominale, ΔJ : l’incertitude sur la constante d’inertie.

L’équation régissant le système :

$$\begin{cases} \dot{\Omega} = \frac{k}{J_0} I_{Sq} - \frac{B}{J_0} \Omega + P(X,t) \\ P(X,t) = -\frac{C_{ch}}{J_0} - \frac{\Delta J}{J_0} \dot{\Omega}_{d_max} \end{cases}$$

$P = \frac{C_{ch_max}}{J_0} + \frac{\Delta J}{J_0} \dot{\Omega}_{d_max}$, où $\dot{\Omega}_{d_max}$, C_{ch_max} : sont respectivement les valeurs maximales de l’accélération désirée, et de la charge.

La commande (2-9) s’écrit dans ce cas :

$$I_{Sq} = \frac{J_0}{k} \left[\dot{\Omega}_d + \frac{B}{J_0} \Omega - D \text{sign}(S(X,t)) \right] \tag{2-11}$$

Avec $D \geq \eta + P$

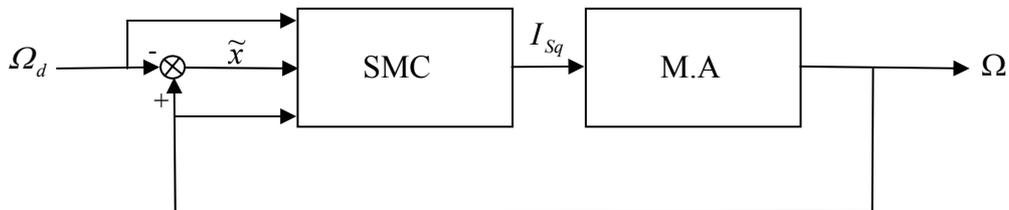


Figure 2-3 :Schéma de commande par mode glissant

2-6-1 Simulation :

Le logiciel Matlab est utilisé pour toutes les simulations dans ce rapport, les paramètres du moteur et du SMC sont :

$J_0 = 0.0333 \text{ Kg.m}^2$, $k = 10.8935$, $B = 0.15(J_0 + \Delta J)$, $D = 1.3508 \cdot 10^3$, le pas du calcul = 0.001 s , la vitesse de référence est sinusoïdale d'amplitude $|\Omega_d| = 151 \text{ rad/s}$, $S_0=6$.

Les premiers résultats sur la figure 2-4-a concernent le comportement du système sans incertitude pour une poursuite d'un signal sinusoïdale en utilisant la fonction "Sign".

On remarque une convergence rapide de l'erreur de poursuite vers zéro, néanmoins le signal de commande présente des variations brusques et rapides ("chattering").

La figure 2-4-b reprend les mêmes hypothèses en changeant la fonction "Sign" par la fonction "Sat". Nous remarquons que dans ce cas, la loi de commande présente moins de variations et une amélioration au niveau de l'erreur statique.

En utilisant la fonction "Tanh" on obtient les meilleurs résultats aussi bien au niveau du "chattering" qu'au niveau de l'erreur statique comme montrés sur la figure 2-4-c.

Le temps de réponse est inchangé pour les trois fonctions car il est indépendant du choix de la fonction.

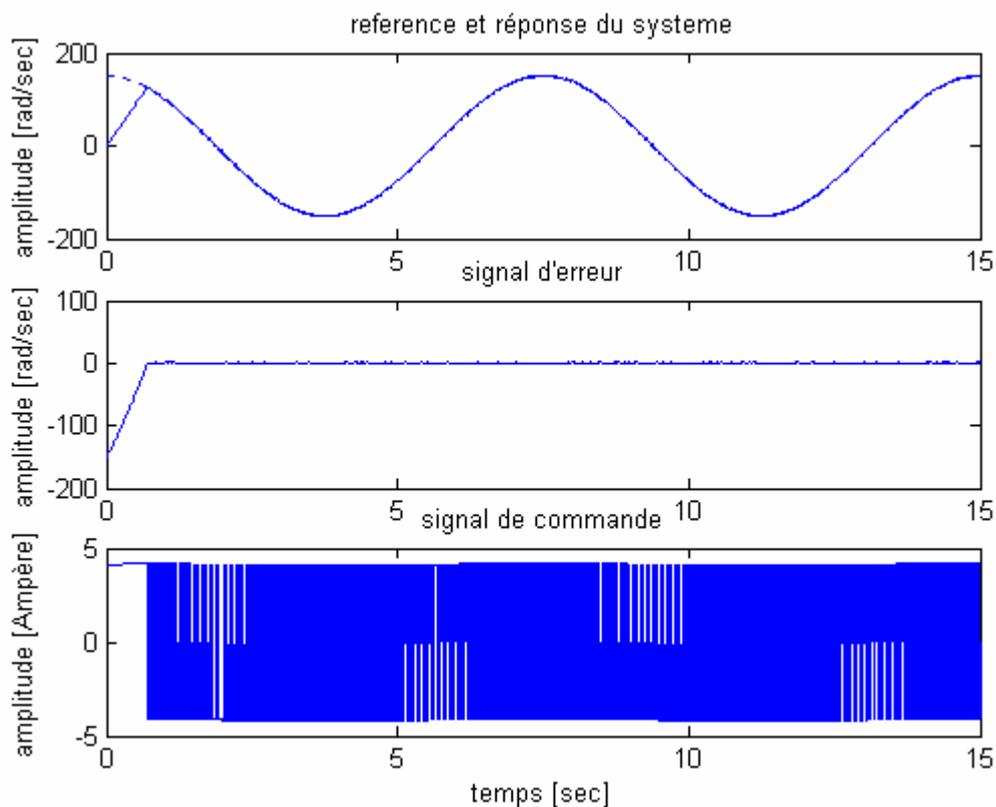


Figure 2-4-a: comportement du système, la commande en utilisant la fonction "Sign"

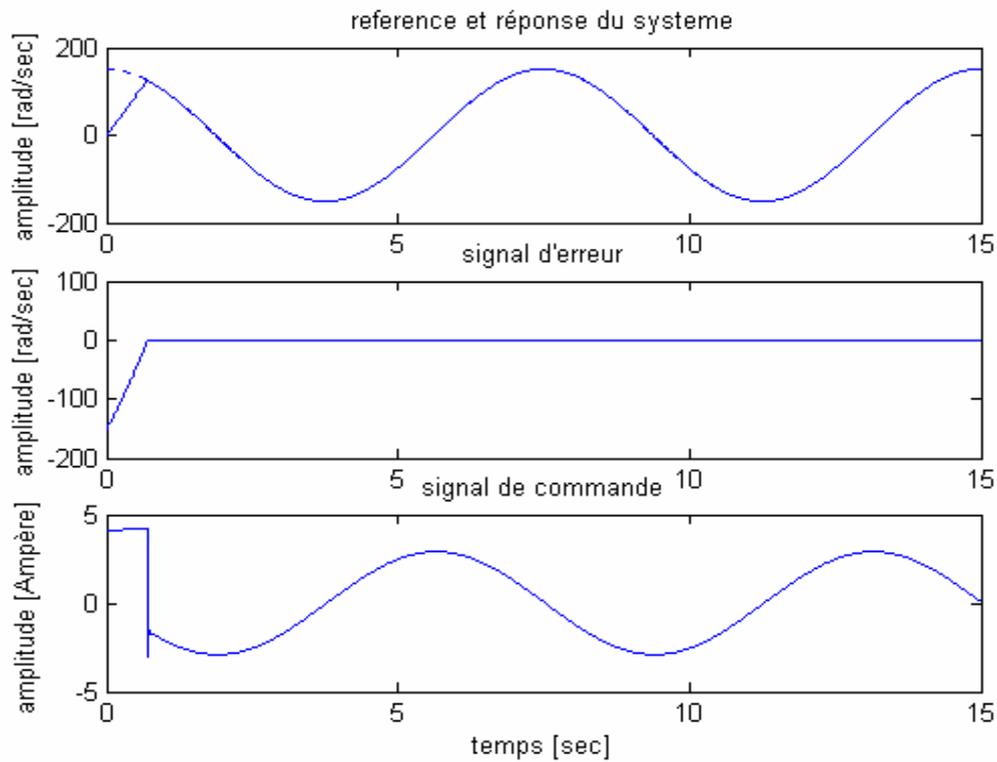


Figure 2-4-b: comportement du système, la commande en utilisant la fonction "Sat"

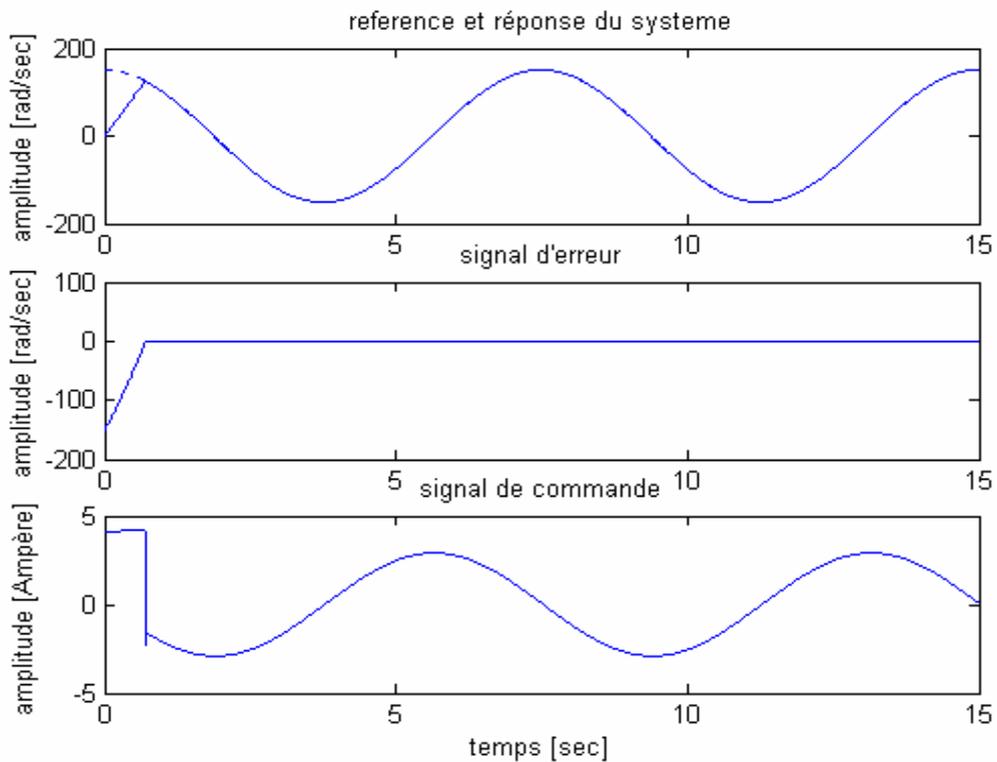


Figure 2-4-c: comportement du système, la commande en utilisant la fonction "Tanh"

On peut donc conclure que :

La fonction "Sign" est facilement réalisable, son exploitation dans la loi de commande assure la robustesse, mais génère une haute activité dans la commande "chattering" à cause de la commutation non parfaite, et elle présente une erreur statique importante.

L'utilisation de la fonction "Sat" qui présente une pente constante durant la commutation, permet d'avoir une commande plus lisse et garantit une erreur statique moins importante.

La fonction tangente hyperbolique "Tanh", donne les meilleurs résultats.

Le tableau 2-1 résume les performances du système pour les trois types de commande :

	SMC - Sign	SMC - Sat	SMC - Tanh
Temps de Réponse [sec]	0.7050	0.7050	0.7050
Erreur Statique [rad/sec]	0.6752	0.1611	0.0920
"Chattering" [Ampère]	+/-3.4655	+/-0.1102	+/-0.1103

Tableau 2-1 : la dynamique du système et de la commande dans le cas $\Delta J = 0$

Pour la deuxième partie de simulation nous considérons que le système présente des incertitudes au niveau de la constant d'inertie $J = J_0 + \Delta J$, avec ΔJ une variation sinusoïdale. Les trois fonctions ("Sign", "Sat", "Tanh") ont été utilisées pour générer la loi de commande U_g , les résultats de simulations sont donnés par les figures 2-5-a, 2-5-b et 2-5-c.

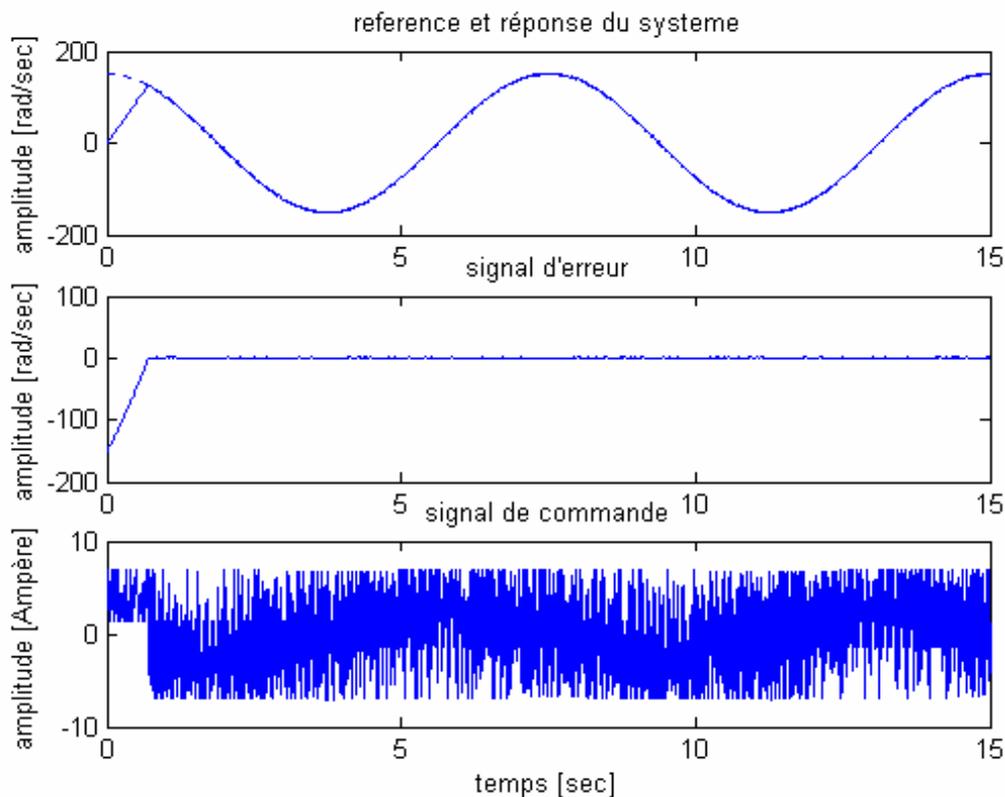


Figure 2-5-a: comportement du système, la commande en utilisant la fonction "Sign"

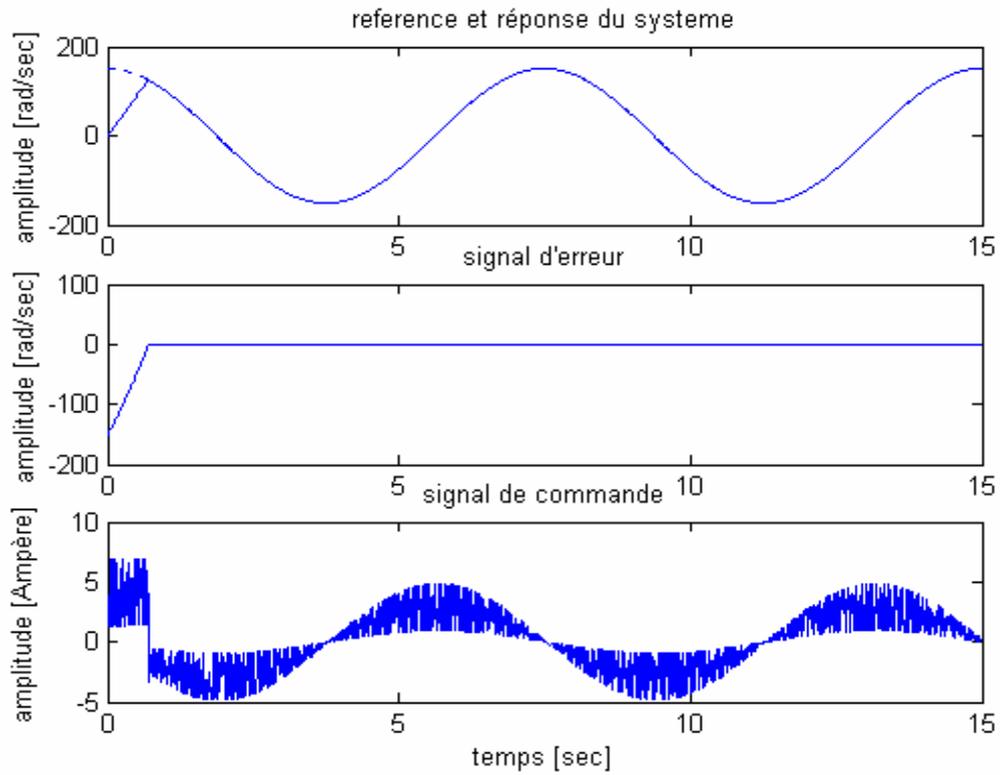


Figure 2-5-b: comportement du système, la commande en utilisant la fonction "Sat"

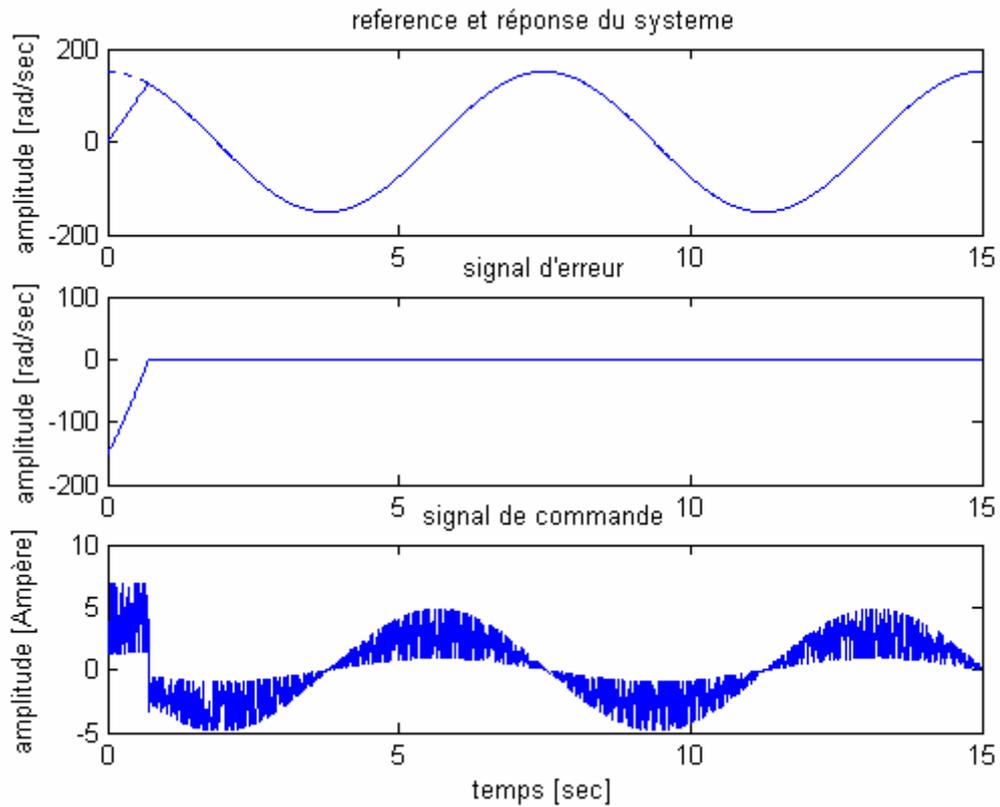


Figure 2-5-c: comportement du système, la commande en utilisant la fonction "Tanh"

L'incertitude s'ajoute au phénomène du "chattering", et apparaît au début du signal de commande où le système est loin de la surface de glissement, comme montré sur la Figure 2-5-a.

Les améliorations, apportées, restent limitées car les fonctions proposées permettent seulement une commutation lisse et non la compensation de l'effet de la variation des paramètres du système. Les figures 2-5-b et 2-5-c en donnent une illustration.

Le tableau 2-2 résume les performances du système pour les trois types de commande :

	SMC - Sign	SMC - Sat	SMC - Tanh
Temps de Réponse [sec]	0.7050	0.7050	0.7050
Erreur Statique [rad/sec]	0.6752	0.1611	0.0920
"Chattering" [Ampère]	+/-3.9103	+/-1.1164	+/-1.1003

Tableau 2-2 : la dynamique du système et de la commande dans le cas $\Delta J \neq 0$

2-6-2 Interprétation :

Le temps de réponse étant le même pour les trois fonctions ("Sign", "Sat", "Tanh"), les critères de comparaison seront l'erreur statique et le "chattering".

Le phénomène de "chattering", et l'erreur statique sont plus importants quand on utilise la fonction "Sign". Ils diminuent, de plus en plus, quand on passe de la fonction "Sat" à la fonction "Tanh".

La fonction "Tanh" donne donc le meilleur résultat au niveau de l'erreur statique, avec une commutation très faible et douce. Cette diminution est due à une variation d'amplitude de plus en plus douce. Néanmoins elle est difficile à réaliser,

Les deux tableaux 2-1, 2-2, montrent que l'erreur statique et le temps de réponse restent inchangés en présence des incertitudes et des perturbations externes, ce qui valide la robustesse de la méthode. Cependant cette méthode n'assure pas le lissage de l'effet des perturbations externes et de l'incertitude, sur la commande ainsi que pour un signal de référence carré, P ne sera plus borné ce qui rend la commande irréalisable.

Pour palier ces inconvénients, Ho et Sen, ont proposé une méthode appelée : le mode glissant avec compensation à action intégrale (SMC-I) [Ho-91], permettant de réduire le temps de réponse, un "chattering" faible et une commande plus lisse.

2-7 La commande par mode glissant à action intégrale :

Pour le moteur à induction, la surface de glissement est définie par $S(X, t) = \lambda \tilde{x} + \dot{\tilde{x}} = 0$, où λ représente la constante de temps de la réponse en vitesse.

On définit le retour d'état (2-5) comme étant un gain $G = [\psi_1 \quad \psi_2]$, et la commande sera :

$$U = G\tilde{X} = \psi_1\tilde{x} + \psi_2\dot{\tilde{x}} \quad (2-12)$$

où

$$\psi_1 = \begin{cases} \alpha_1 & \text{si } S(X,t)\tilde{x} > 0 \\ \beta_1 & \text{si } S(X,t)\tilde{x} < 0 \end{cases}$$

$$\psi_2 = \begin{cases} \alpha_2 & \text{si } S(X,t)\dot{\tilde{x}} > 0 \\ \beta_2 & \text{si } S(X,t)\dot{\tilde{x}} < 0 \end{cases}$$

L'étude de la stabilité au sens de Lyapunov permet de déduire les constantes $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2$.

Cependant la commande U est un signal modulé en largeur d'impulsion (PWM), et ce genre de signal excite les hautes fréquences du système surtout quand le système s'approche du régime permanent. Pour palier cet inconvénient, on ajoute en aval un intégrateur pour diminuer le "chattering".

Une étude détaillée dans [Ho-91] montre que les performances du système bouclé sont affectées par plusieurs paramètres (paramètres du contrôleur, paramètres du système), ainsi que certaines performances (comme le temps de réponse) exigent l'augmentation du gain G , mais cela augmente le "chattering" aussi, pour éviter ce paradoxe on ajoute à la commande le terme $k_g S(X,t)$, où k_g est une constante négative.

Ce nouveau terme assure la robustesse, ainsi que la convergence rapide du système vers la surface de glissement sans produire d'oscillations.

La formule finale de la commande est donnée par :

$$U = \psi_1 \tilde{x} + \psi_2 \dot{\tilde{x}} + k_g S(X,t) \tag{2-13}$$

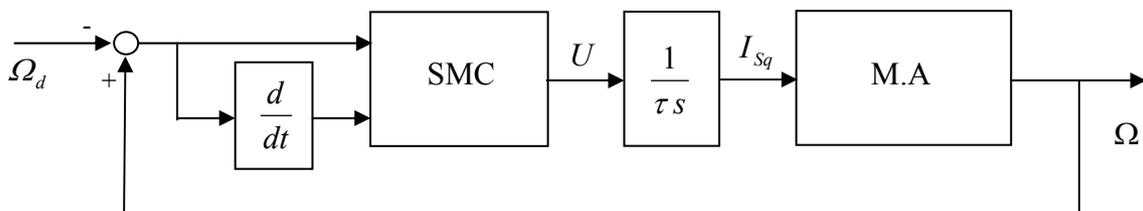
Dans le cas du MA, et pour un signal de référence carré, on détermine ψ_1, ψ_2 , en utilisant la condition d'attractivité de la surface $S(X,t)\dot{S}(X,t) < 0$ on obtient donc :

$$\alpha_1 < \min_{\lambda, k_g} (-\lambda k_g) \quad \text{et} \quad \beta_1 > \max_{\lambda, k_g} (-\lambda k_g)$$

$$\alpha_2 < \min_{J, \lambda, k_g} \left[\left(\frac{B}{J} - \lambda \right) \frac{J}{k} - k_g \right] \quad \text{et} \quad \beta_2 > \max_{J, \lambda, k_g} \left[\left(\frac{B}{J} - \lambda \right) \frac{J}{k} - k_g \right]$$

Le schéma bloc de cette méthode est donné par la figure 2-6.

La commande I_{Sq} est donnée par l'intégration de (2-13) avec $\tilde{x} = \Omega - \Omega_d$ et $\dot{\tilde{x}} = \dot{\Omega}$



τ : constante d'intégration

Figure 2-6 :Schéma de commande par mode glissant à action intégral

Pour tester la robustesse de cette approche, on suppose la constante d'inertie du moteur donnée sur la figure 2-7, la vitesse désirée étant un signal carré d'amplitude 151 rad/s, la charge variant dans le temps proportionnel à la vitesse, à amplitude maximale de 15 watts.

Les paramètres du SMC-I utilisés en simulation sont :

$$\alpha_1 = -0.667, \beta_1 = 0.4167, \alpha_2 = -0.1667, \beta_2 = 0.1667, k_g = -0.020833, \lambda = 20.$$

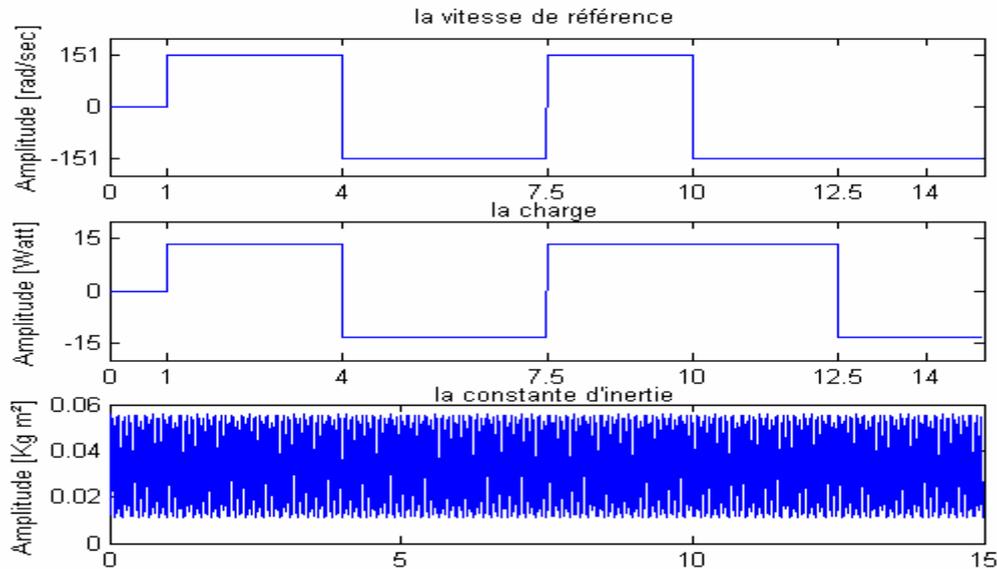


Figure 2-7 : vitesse de référence, la charge et la constante d'inertie

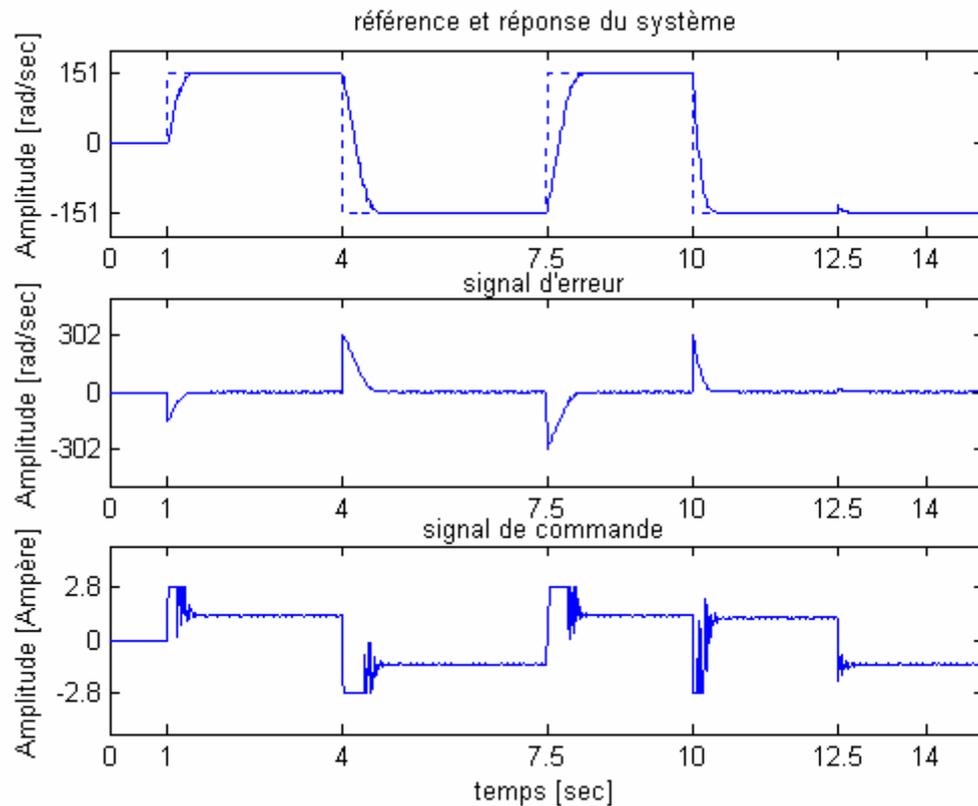


Figure 2-8 : exemple: réponse du système, signal d'erreur, signal de commande

La figure 2-8 est caractérisée par un temps de réponse égale à 1.48 s, une erreur statique de 0.0106 rad/s et un « chattering » de 0.0312A.

ces résultats, valident la robustesse de cette méthode. Ainsi une simple comparaison avec la méthode SMC précédente (SMC avec la fonction "Tanh") montre l'effet de l'action intégrale, où le "chattering" en utilisant SMC-I vaut 0.0312 A, alors que pour la meilleure des méthodes précédentes le "chattering" minimal est de 0.4236 A, l'amélioration au niveau du temps de réponse est aussi importante, en passant de 0.705 secondes à 0.48 second.

2-8 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté le principe de la commande par mode glissant appliqué à un moteur à induction.

Afin d'améliorer les performances dynamiques de poursuite nous avons proposé une approche appelée SMC-I. Elle est robuste, plus rapide, le phénomène du "chattering" ainsi que le temps de réponse ont été fortement diminués. Néanmoins, ce type de contrôleur est très sensible, et les performances obtenues peuvent être insuffisantes dans certains cas.

Dans le chapitre suivant on propose de combiner cette approche avec la commande par logique floue pour éliminer les inconvénients cités ci dessus.

Chapitre III

La Commande Hybride

*Toute théorie est grise, mais vert et
florissant l'arbre de la vie*

Goethe

3-1 Introduction :

Dans le chapitre précédent, nous avons montré que la commande par mode glissant peut être une alternative pour les systèmes incertains et perturbés. Nous présenterons dans ce chapitre, dans un premier temps une commande par logique floue, puis pour améliorer les performances dynamiques du système bouclé, nous proposons de combiner ces deux types de commandes. Cette approche, que nous nommerons par commodité : commande hybride, sera appliquée au moteur asynchrone pour montrer son efficacité.

3-2 Vocabulaire de la logique floue :

La logique floue a été introduite en 1965 par le Professeur L. Zadeh. Elle permet de faire correspondre un degré de vérité (d'appartenance) à une variable qui peut être linguistique. Cette graduation dans l'appartenance d'un élément à une situation permet la modélisation de l'observation humaine exprimée sous forme linguistique [Yan-94].

À partir des années 70 cette théorie a été appliquée à la commande des systèmes [Mam-75]. Ces travaux permettaient de mettre en œuvre des commandes de façon heuristique. Dans les années 80 la communauté des automaticiens a commencé à bâtir une théorie de mise en œuvre de commande floue où l'étude de la stabilité a été introduite de façon systématique.

3-2-1 Variable linguistique :

La description d'une certaine situation imprécise ou incertaine peut contenir des expressions floues comme par exemple : très grand, grand, moyen, petit. Ces expressions forment les valeurs d'une variable \tilde{v} , appelée "linguistique", soumise à des fonctions appelées fonctions d'appartenance.

3-2-2 Fonctions d'appartenance :

La variable \tilde{v} varie dans un domaine appelé univers de discours, ce dernier est partagé en sous-ensembles flous de façon que dans chaque zone il y ait une situation dominante. Ces zones sont décrites par des fonctions convexes, généralement sous forme triangulaire ou trapézoïdale, elles admettent comme argument la position de la variable \tilde{v} dans l'univers de discours, et comme sortie le degré d'appartenance de \tilde{v} à la situation décrite par la fonction ; notée :

$$\mu_E(\tilde{v}) : \text{degré d'appartenance de } \tilde{v} \text{ au sous ensemble } E.$$

Le choix de la répartition des fonctions, leurs chevauchements ainsi que leurs formes doit être judicieux comme indiqué dans [Büh-94]. La figure 3-1 donne quelques fonctions d'appartenance.

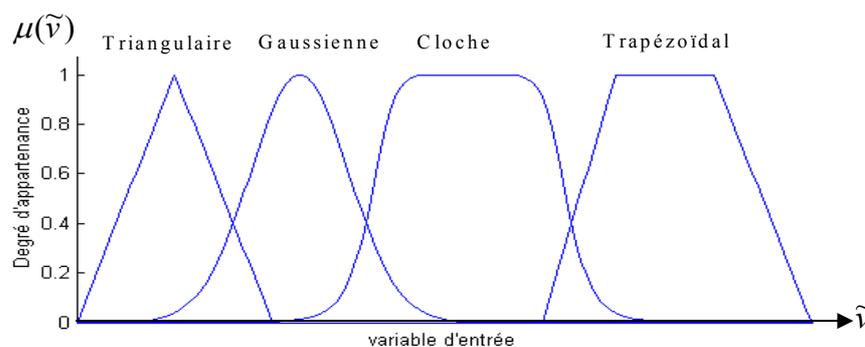


Figure 3-1 : Exemple de fonctions d'appartenance

3-2-3 Les opérateurs flous :

La description d'une situation où il y a plus qu'une variable qui intervient, nécessite l'utilisation des opérateurs logique tels que : "ET", "OU", et "NON" qui dans la théorie de la logique floue peuvent être interprétés par les opérations respectivement : "Minimum", "Maximum" et "complément à un" .

L'analogie d'utilisation de ces opérateurs dans les deux logiques, classique et floue, est donnée sur tableau 3-1

	Logique classique	Logique floue
$C = A \text{ ET } B$	$C = A \cap B$	$\mu_C(\tilde{v}) = \text{Min}(\mu_A(\tilde{v}), \mu_B(\tilde{v}))$
$C = A \text{ OU } B$	$C = A \cup B$	$\mu_C(\tilde{v}) = \text{Max}(\mu_A(\tilde{v}), \mu_B(\tilde{v}))$
$C = \text{NON } A$	$C = \bar{A}$	$\mu_C(\tilde{v}) = 1 - \mu_A(\tilde{v})$

A, B, C : ensembles

Tableau 3-1 : Signification des opérateurs dans les deux logiques classique et floue,

3-3 Structure de base d'un contrôleur flou :

Chaque contrôleur flou comporte trois blocs [Mam-75], [Yan-94]: fuzzification, moteur d'inférence et défuzzification, la structure de base est donnée par la figure 3-2.

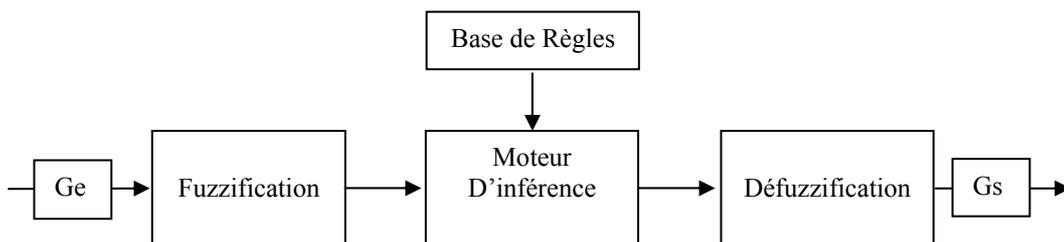


Figure 3-2 : structure de base d'un contrôleur flou

Les gains Ge, Gs , sont respectivement les facteurs de mise à échelle pour les variables d'entrée et de sortie.

3-3-1 Fuzzification :

La fuzzification proprement dite consiste à définir des fonctions d'appartenances pour les différentes variables, et réalisant le passage d'une grandeur physique à une grandeur linguistique [Yin-00].

Dans le cas du moteur à induction les variables d'entrée sont l'erreur de poursuite et sa dérivée, les ensembles flous qui forment l'univers de discours de chacune des variables sont: NG: Négative Grande, NP: Négative Petite, Z: Zéro, PP: Positive Petite, PG : Positive Grande. Les fonctions correspondantes sont illustrées sur les figures 3-3-a, 3-3-b.

Les ensembles flous qui forment l'univers de discours des variables de sortie sont :
 NTG: Négative Très Grande, NG: Négative Grande, NM: Négative Moyenne, NP: Négative Petite, Z: Zéro, PP: Positive Petite, PM: Positive Moyenne, PG: Positive Grande, PTG: Positive Très Grande.

Pour une conclusion constante les singletons correspondants sont donnés sur figure 3-3-c.

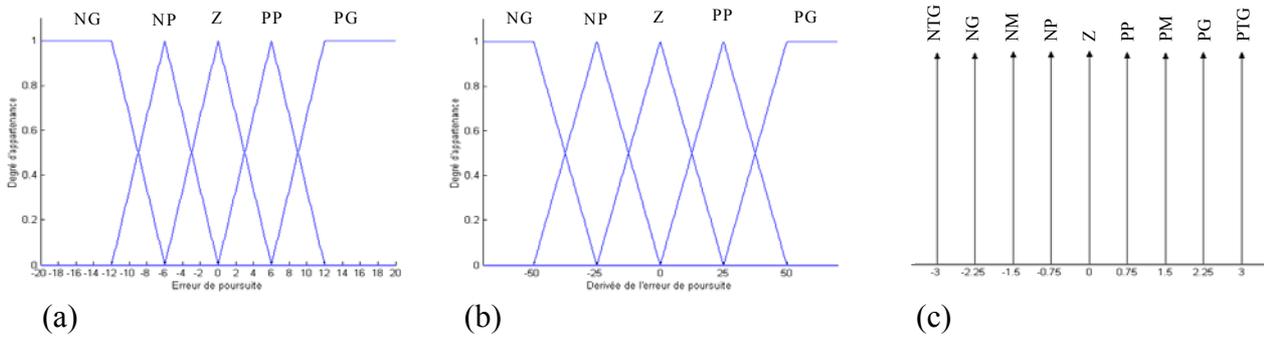


Figure 3-3: Fonctions d'appartenance de: (a) l'erreur de poursuite(entrée 1), (b) de la dérivée l'erreur de poursuite(entrée 2), (c) de la conclusion (sortie).

3-3-2 Les règles floues :

Une règle floue peut être définie comme étant l'ensemble d'implications qui expriment le lien entre les variables linguistiques d'entrée et de sortie. La forme typique d'une règle floue est :

Si <Conditions liées entre elles par des opérateurs flous> **Alors** <Action ou Description>

La première partie teste la validité de certaines conditions, tandis que la deuxième exprime la réaction souhaitée ou la description adaptée. Il existe deux types de règles : règles de Mamdani (M) et règles de Takagi-Sugeno (TS)

3-3-2-1 Les règles de Mamdani :

La forme typique d'une règle de Mamdani [Yin-00] s'écrit :

$$\mathbf{Si} \ x_1 \text{ est } E_1 \ (\text{Et}) \ x_2 \text{ est } E_2 \ (\text{Et}) \dots \ (\text{Et}) \ x_m \text{ est } E_m \ \mathbf{Alors} \ u_1 \text{ est } S_1, \ u_2 \text{ est } S_2, \ \dots, \ u_n \text{ est } S_n \quad (3-1)$$

- Où x_1, \dots, x_m : les variables d'entrée
- u_1, \dots, u_n : les variables de sortie
- $E_1, \dots, E_m, S_1, \dots, S_n$: ensembles flous

3-3-2-2 Les règles de Takagi-Sugeno :

La première partie d'une règle de type Takagi-Sugeno est similaire à celle de Mamdani tandis que la deuxième est fonctionnelle.

La forme typique de cette règle [Yin-00] s'écrit donc :

$$\text{Si } x_1 \text{ est } E_1 \text{ (Et) } x_2 \text{ est } E_2 \text{ (Et)... (Et) } x_m \text{ est } E_m \text{ Alors } u_1 = f_1(x_1, \dots, x_m), u_2 = f_2(x_1, \dots, x_m), \dots, u_n = f_n(x_1, \dots, x_m) \quad (3-2)$$

Où f_1, \dots, f_n : fonctions réelles, pour une règle TS à conclusion constante, les fonctions f_i sont des singletons.

Dans notre étude nous avons choisi d'utiliser la méthode Takagi-Sugeno pour sa facilité d'implémentation et temps de calcul moindre comparativement à la méthode de Mamdani.

3-3-3 Inférence :

L'inférence appelée aussi raisonnement flou ou raisonnement approximatif, est utilisée dans la règle floue pour déterminer le résultat de cette dernière pour des valeurs données aux variables d'entrée.

Dans ce bloc le contrôleur décide d'une action similaire à celle d'un opérateur humain face à une situation analogue. Ce bloc englobe, entre autre, les connaissances de l'expert humain sur la dynamique et les caractéristiques du système. La description des inférences peut être faite par des expressions linguistiques, symboliques ou par une matrice d'inférence.

Dans l'exemple de la commande du moteur on propose d'utiliser la stratégie de commande présentée sur la matrice d'inférence donnée par le tableau 3-2, cette stratégie est présentée sous forme de surface comme montré sur la figure 3-4 :

$\tilde{x} \backslash \tilde{x}$	NG	NP	Z	PP	PG
PG	PP	NP	NG	NG	NTG
PP	PM	Z	NM	NM	NG
Z	PM	PP	Z	NP	NM
NP	PG	PM	PM	Z	NM
NG	PTG	PG	PG	PP	NP

Tableau 3-2 : matrice d'inférence. ↗

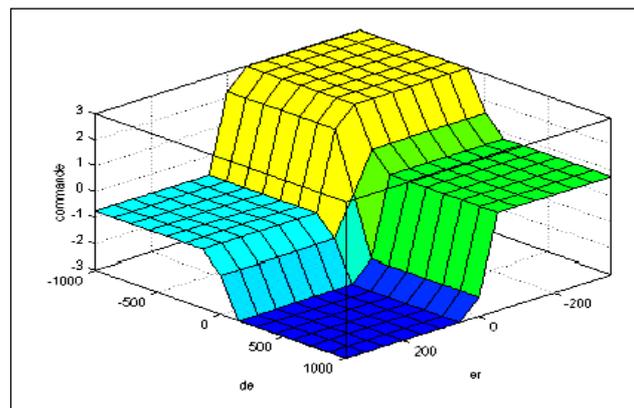


Figure 3-4 : la surface d'inférence. ⇨

La liaison entre les règles ce fait par l'opérateur "OU", ainsi la commande (conclusion) sera :

$$u \text{ est : } R_1 \text{ (OU) } R_2 \text{ (OU)...(OU) } R_n.$$

Selon la fonction que nous donnons au "Alors" on trouve plusieurs méthodes de calcul de l'inférence, parmi ces méthodes: celle de Mamdani (Rm), "Larsen product" (Rl), "Drastic product" (Rdp), et "Bounded product" (Rbp), les définitions de ces méthodes sont données sur

le tableau 3-3, où : $\mu_S(u)$ est la fonction d'appartenance correspond à l'ensemble flou S de la sortie de (3-1), μ : le degré d'appartenance combiné dans la première partie de (3-1), u : la variable linguistique de sortie de (3-1) ou de (3-2).

Méthode d'inférence :	Définition
Mamdani (Rm)	$\min(\mu, \mu_S(u))$ pour tout u
"Larsen product" (Rl)	$\mu \cdot \mu_S(u)$, pour tout u
"Drastic product" (Rdp)	$\begin{cases} \mu, & \text{pour } \mu_S(u) = 1 \\ \mu_S(u), & \text{pour } \mu = 1 \\ 0, & \text{pour } \mu < 1 \text{ et } \mu_S(u) < 1 \end{cases}$
"Bounded product" (Rbp)	$\max(\mu + \mu_S(u) - 1, 0)$

Tableau 3-3 : définitions des méthodes d'inférence

L'illustration graphique de ces méthodes est donnée sur figure 3-5-a pour le cas d'un contrôleur Mamdani, et sur la figure 3-5-b dans le cas d'un contrôleur de type TS.

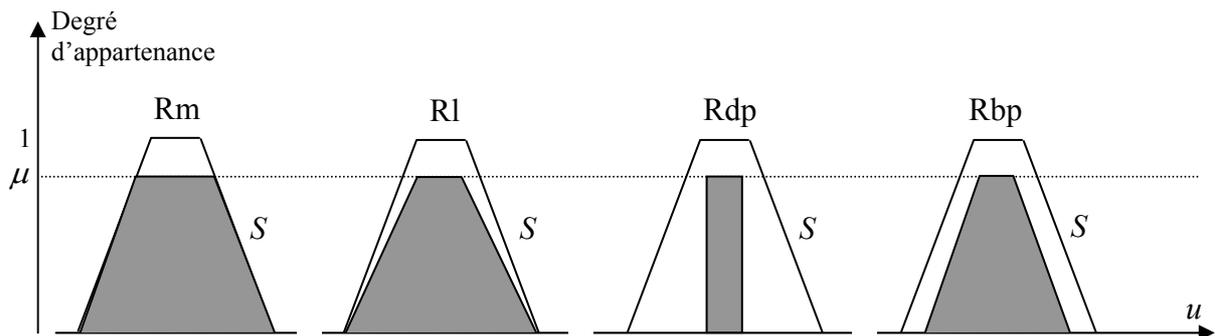


Figure 3-5 -a Illustration graphique des méthodes d'inférence dans le cas d'une sortie de type Mamdani

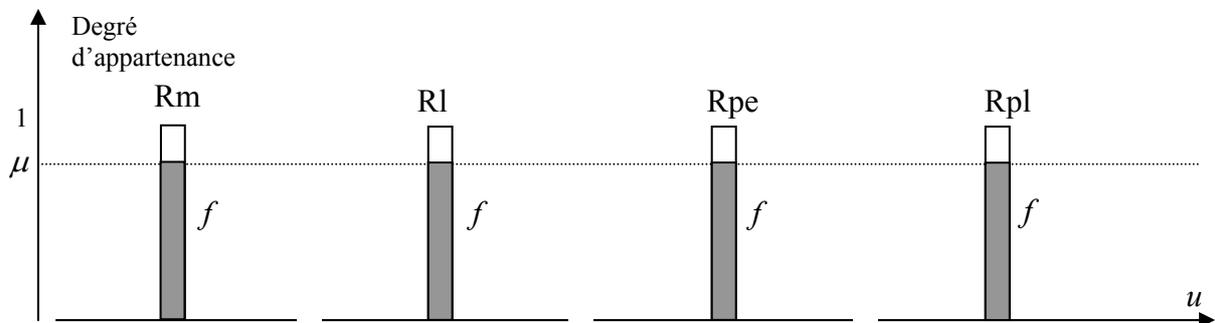


Figure 3-5-b Illustration graphique des méthodes d'inférence dans le cas d'une sortie de type T.S

3-3-4 Defuzzification :

Cette étape sert à convertir la conclusion de l'étage d'inférence d'une variable linguistique à une variable physique. Plusieurs méthodes ont été proposées [Büh-94], [Yin-00]. Pour un contrôleur de type Takagi-Sugeno, la sortie de ce défuzzificateur peut s'écrire :

$$U = \frac{\sum_{k=1}^N \mu_k f_k(x_1, \dots, x_m)}{\sum_{k=1}^N \mu_k}$$

où N : nombre des règles floues utilisées, μ_k : le degré d'appartenance combiné dans la première partie d'une règle k , f_k : la fonction de sortie (singleton) de la règle k .

3-4 Application au moteur asynchrone :

L'application de cette méthode de commande comporte les blocs habituels d'un contrôleur flou avec Ge, Gd, Gs les facteurs de mise à l'échelle respectivement de l'erreur, de la dérivée de l'erreur et du signal de commande. Ces variables seront transformées en variables linguistiques via un bloc de fuzzification défini précédemment. La stratégie de commande est présentée par une matrice d'inférence du même type que celle présentée dans le tableau 3-2.

Le signal de commande est obtenu en réalisant la transformation de la conclusion en une quantité physique, avec mise à l'échelle à la sortie du bloc de défuzzification. La structure de la commande par logique floue est donnée par la figure 3-6.

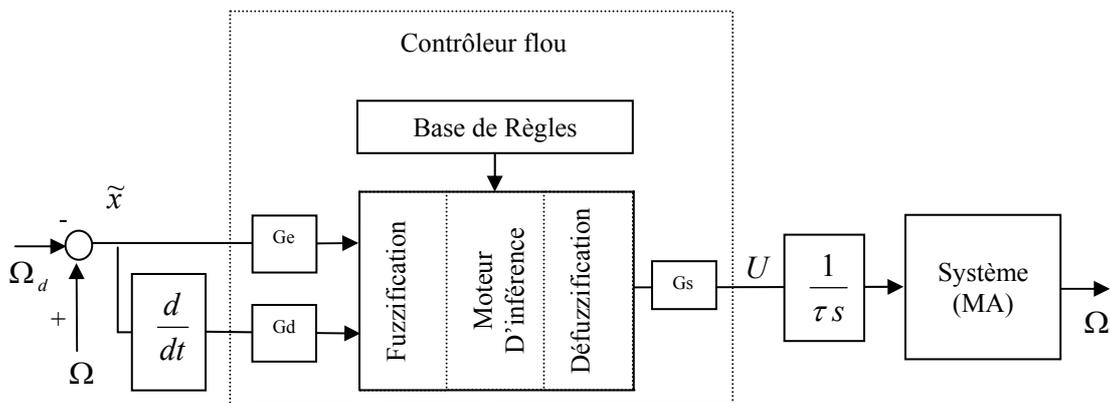


Figure 3-6 : structure de la commande floue du système (1-19) (moteur à induction)

3-4-1 Simulation :

Les premiers résultats de simulation concernant la réponse du système corrigé dans le cas où il est considéré certain et non perturbé.

Dans le cas où : $Ge = 0.65, Gd = 0.04, Gs = 126, \tau = 1s$ et un pas de calcul égale à $10 ms$. La figure 3-7 présente les performances de poursuite, l'erreur et la commande appliquée au moteur.

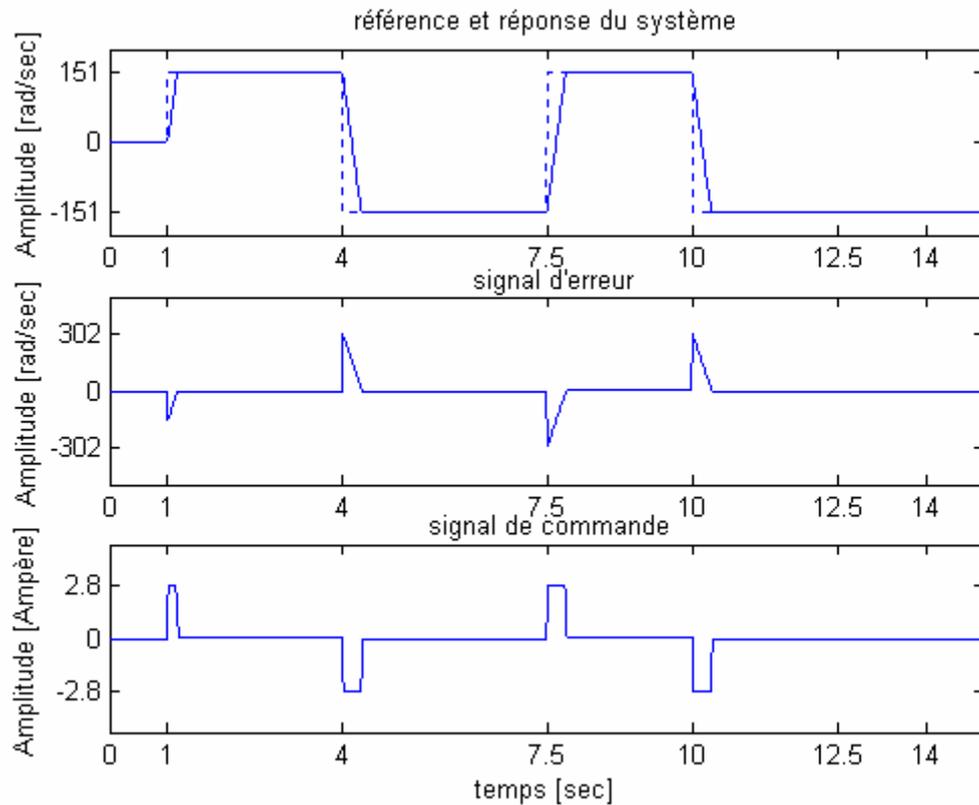


Figure 3-7 : comportement du système et de la commande dans le cas $\Delta J = 0, C_{ch} = 0$

Les résultats de simulations montrent la réponse du système s'établissant après un temps de 1.19s, avec une erreur statique de $8.5265 \cdot 10^{-14}$ rad/s, et une variation brusque « chattering » de $4.5482 \cdot 10^{-15}$ A

En présence d'incertitudes et de perturbations, les performances de poursuite sont dégradées, et des sollicitations supplémentaires apparaissent au niveau de la commande comme montré dans la figure 3-8-b, pour une charge et une constante d'inertie incertaines données dans la figure 3-8-a. D'où l'intérêt du bloc intégrateur dans la boucle directe.

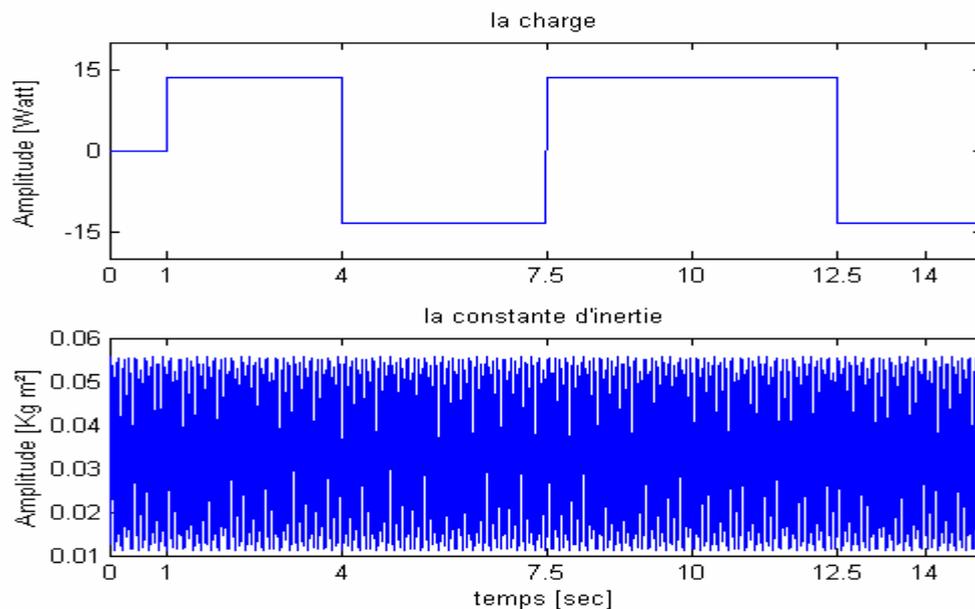


Figure 3-8-a : Perturbation (la charge), Incertitude (la constante d'inertie)

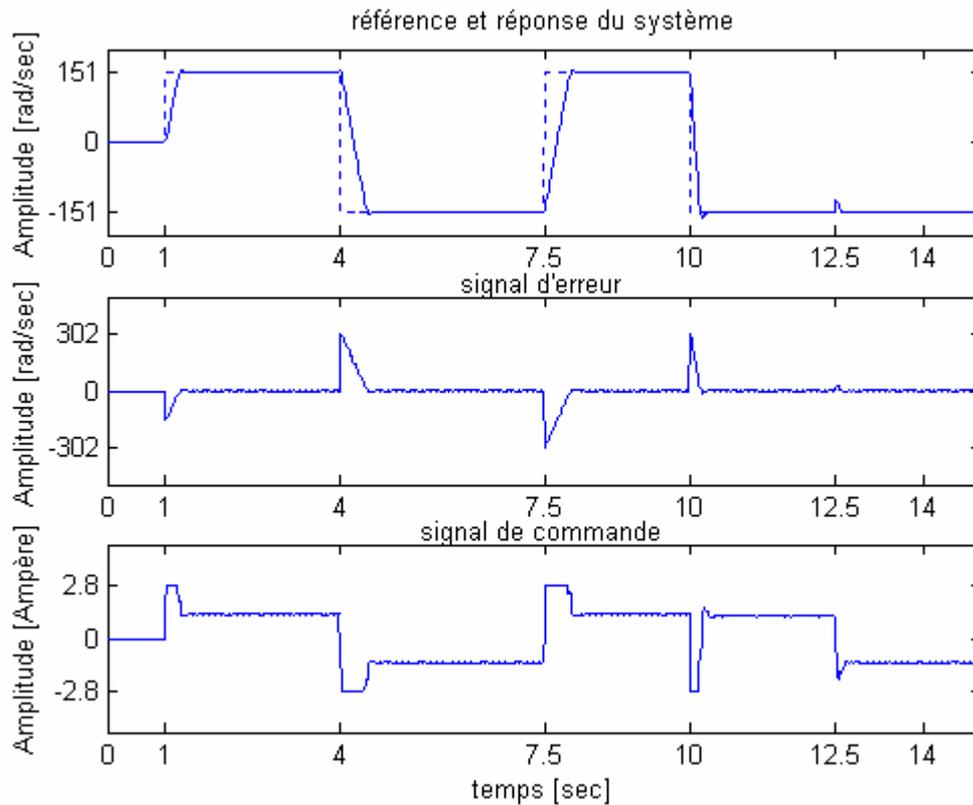


Figure 3-8-b : comportement du système et de la commande floue

Dans ce cas et pour $Ge = 0.1$, $Gd = 0.0085$, $Gs = 126$, le temps de réponse est de 1.26s, l'erreur statique de 0.003 rad/s, et la variation maximale de la commande est de 14,4 mA.

3-4-2 Interprétation :

La commande par logique floue permet l'utilisation d'une stratégie basée sur la modélisation de la connaissance de l'expertise humaine sur le système, en effet elle donne de meilleures performances au niveau de l'erreur statique, et du temps de réponse.

L'insertion d'un intégrateur à la sortie du contrôleur floue permet de diminuer l'effet de l'incertitude et les perturbations externes sur le système, il permet d'atténuer le phénomène action-réaction entre le contrôleur et le système incertain perturbé et assure une commande plus lisse.

Néanmoins le changement brusque de la charge durant le régime permanent (à $t = 12.5$ s), a un effet sur la réponse du système, et rend la commande moins robuste, ce qui représente un point faible de la méthode.

3-5 Évaluation des deux approches :

Pour les comparaisons des performances entre la commande par logique flou, figure 3-8-b, et par SMC-I, on considère la constante d'inertie et la charge données par la figure 3-8-a et on prend le contrôleur SMC-I avec les mêmes paramètres définis précédemment.

Les résultats obtenus par SMC-I sont donnés sur la figure 3-9.

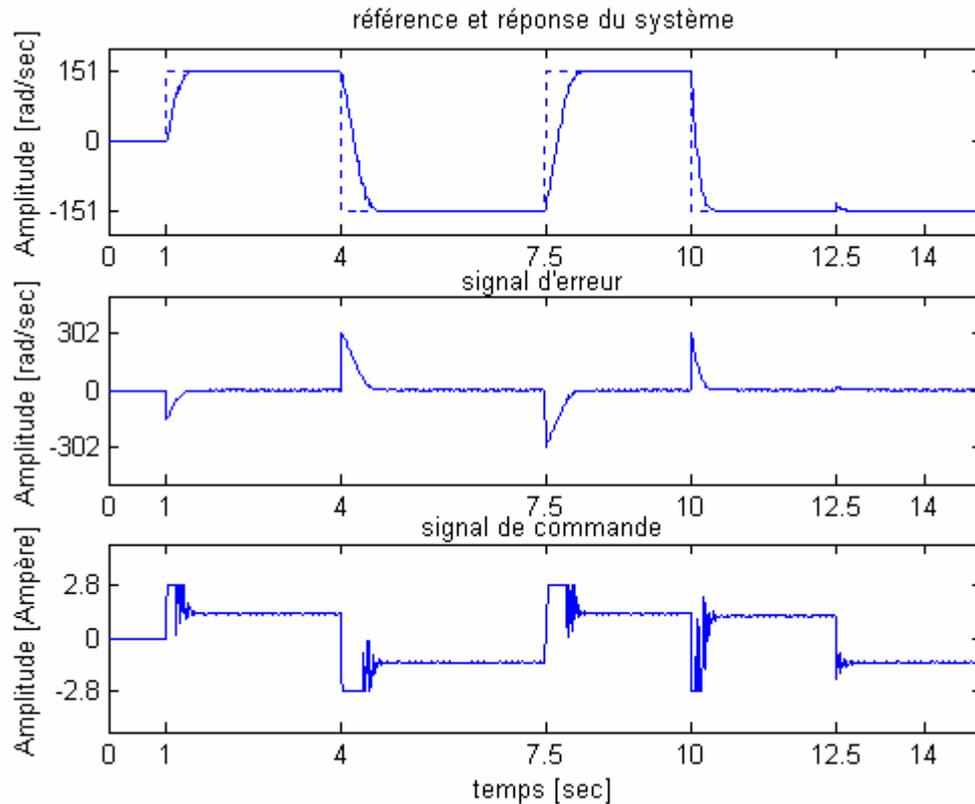


Figure 3-9 : comportement du système et de la commande SMC-I

Nous remarquons dans ce cas, la dégradation des performances, avec un temps de réponse de 0.48 s, une erreur statique de 0.0106rad/s, et un « chattering » de valeur maximale 31,2 mA

On remarque d'une part que l'effet de la charge à l'instant $t = 12.5 s$ sur la dynamique du système dans le cas d'un contrôleur flou est plus important que pour un contrôleur SMC-I (la commande flou est moins robuste que la commande SMC-I), à cet inconvénient s'ajoute la non possibilité de démontrer la stabilité d'un système bouclé pour ce type de contrôleur flou.

D'autre part la commande par logique flou permet d'éviter la modélisation mathématique surtout pour les systèmes complexes, elle donne de meilleurs résultats au niveau de l'erreur statique, par exemple pour obtenir la même erreur statique par un contrôleur SMC-I il faut diminuer le pas de calcul de 0.01 s à 0.002 s, en plus le contrôleur flou permet d'avoir un temps de réponse moindre et une variation moins importante de la commande.

En présence d'incertitudes les tableaux 3-4-a et 3-4-b résument la dégradation des performances pour chaque type de contrôleur.

	SMC -I	Logique floue
Temps de Réponse [sec]	1.33	1.19
Erreur Statique [rad/sec]	$5.8522 \cdot 10^{-7}$	$8.5265 \cdot 10^{-14}$
"Chattering" [Ampère]	$1.2317 \cdot 10^{-7}$	$4.5482 \cdot 10^{-15}$

Tableau 3-4-a : les performances, avec les deux méthodes, dans le cas $\Delta J = 0, C_{ch} = 0$

	SMC -I	Logique floue
Temps de Réponse [sec]	1.48	1.26
Erreur Statique [rad/sec]	0.0106	0.003
"Chattering" [Ampère]	0.0312	0.0144

Tableau 3-4-b : les performances, avec les deux méthodes, dans le cas $\Delta J \neq 0, C_{ch} \neq 0$

Ces tableaux montrent que malgré les performances obtenues avec un contrôleur flou celui-ci ne peut assurer une forte robustesse du système bouclé. Afin d’améliorer les performances de poursuite tout en assurant la robustesse, on propose de combiner les deux méthodes de commande.

3-6 La commande hybride :

Nous avons constaté que les réponses obtenues par la logique floue sont meilleures que celles obtenues avec SMC-I, par contre ce dernier assure la robustesse et la stabilité du système. Afin de garder les mêmes performances et assurer la robustesse ainsi que la stabilité du système bouclé nous proposons de combiner la commande floue avec la commande par mode glissant de sorte qu’en régime transitoire la commande par mode glissant soit prépondérante et qu’en régime permanent la commande floue le soit. La commande appliquée au système aura donc la forme :

$$U = \alpha U_{flou} + (1 - \alpha) U_{smc} \tag{3-3}$$

où α est une constante choisie par le concepteur entre zéro et un. le schéma du moteur asynchrone commandé sera donc le suivant :

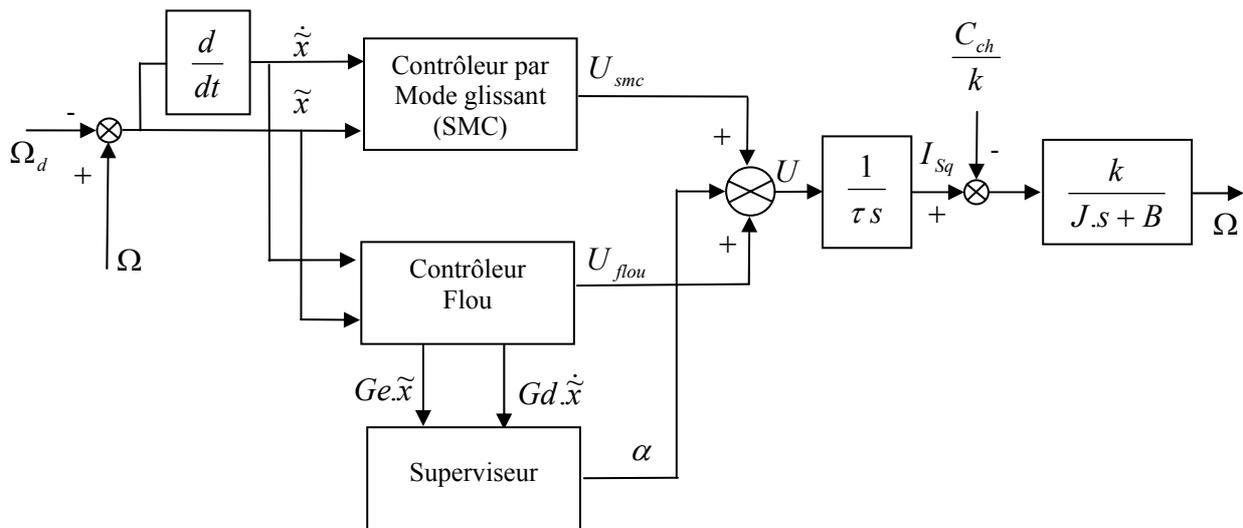


Figure 3-10 : Schéma de la commande hybride SMC-Floue

La variable α peut être choisie comme suit :

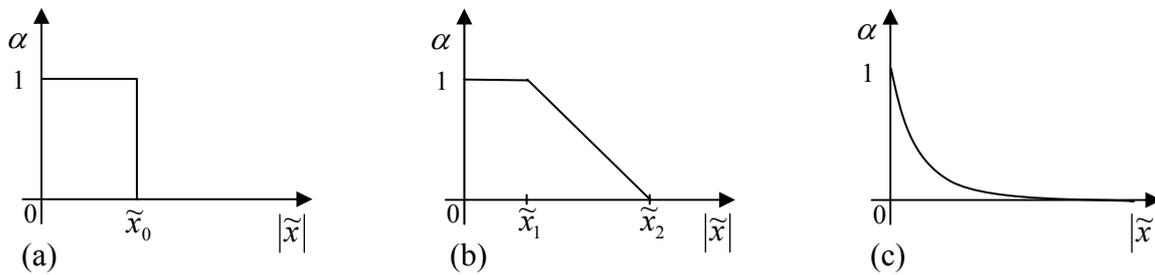


Figure 3-11 : les fonctions superviseurs : (a) switching, (b) saturation, (c) exponentielle

Les paramètres de ces superviseurs utilisés en simulation sont :

$$\tilde{x}_0=1, \tilde{x}_1=6, \tilde{x}_2=12, \text{ et } \alpha = \exp\left(\frac{-|\tilde{x}|}{\max(|\tilde{x}|)}\right).$$

En présence de perturbations et d'incertitudes, les résultats de simulation résumés dans le tableau 3-5, montrent que la différence majeure est le temps de réponse, selon l'utilisation de l'une ou l'autre des fonctions superviseurs le dernier (la forme exponentielle) étant celui qui donne les meilleures performances.

	(a) switching	(b) saturation	(c) exponentielle
temps de réponse [sec]	1.48	1.37	1.36
erreur statique [rad/sec]	0.003	0.003	0.0029
"chattering" (+/-) [Ampère]	0.0144	0.0144	0.0144

Tableau 3-5 : Les performances de la commande hybride avec les fonctions (a), (b) et (c)

La prochaine étape consiste à déduire la variable α à partir d'un système flou construit en utilisant comme informations l'erreur de poursuite et sa variation. La figure 3-12 donne le schéma de déduction de cette variable.

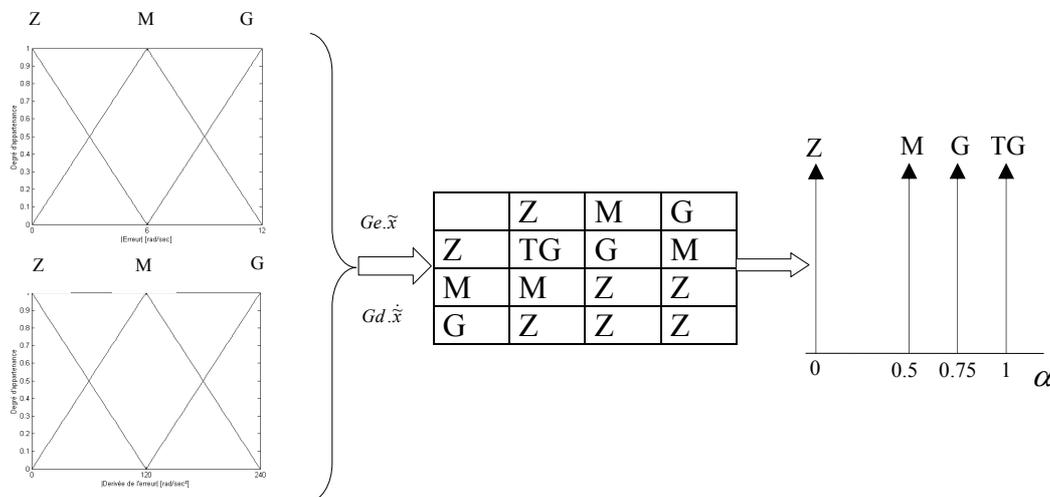


Figure 3-12 : les éléments du superviseur flou

Les étapes de construction de ce superviseur sont les mêmes que celles du contrôleur flou précédemment définies, sauf qu'ici la déduction floue ou la stratégie est : comment varier le taux de participation α , de chacune des lois de contrôle dans la commande finale, en fonction de l'état du système, la figure 3-13 montre les variations de ce paramètre en fonction de l'erreur et la variation de l'erreur.

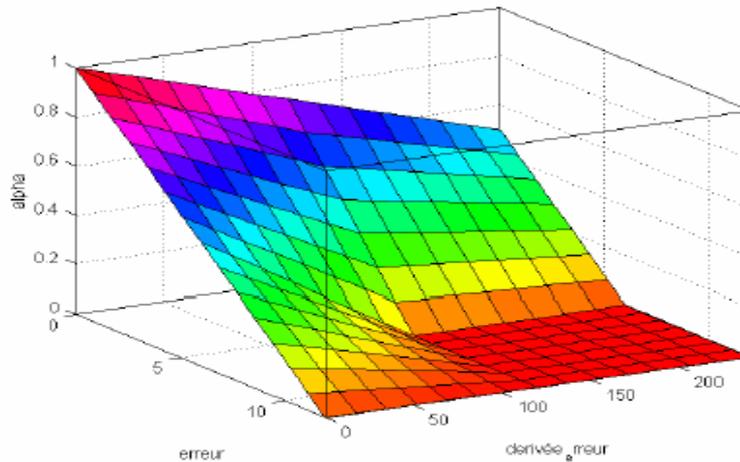


Figure 3-13 : Variation de α en fonction de l'erreur de poursuite et sa variation

Les résultats de simulation pour un moteur avec un couple de charge variable proportionnellement avec la vitesse et une inertie variant de façon sinusoïdale sont donnés sur la figure 3-14 :

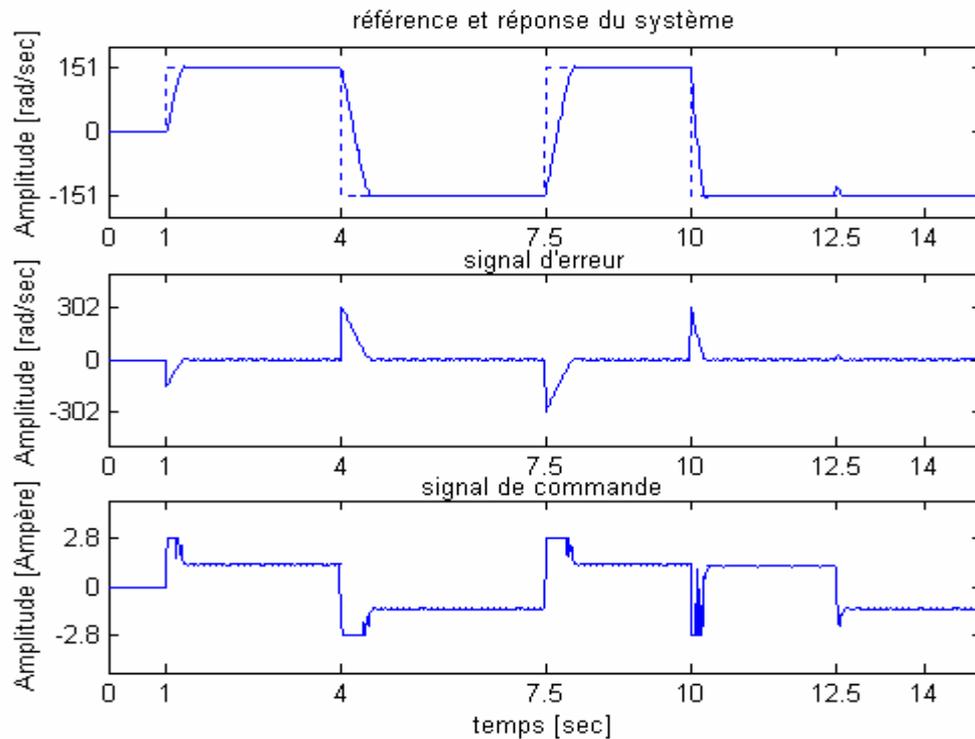


Figure 3-14 : Les performances avec une commande hybride et un superviseur flou

Avec ce superviseur on obtient un temps de réponse égale à 1.27s, une erreur statique qui vaut 0.0024rad/s, et une variation de la commande de 0.0145 A

D'après ces résultats, on remarque que ce superviseur donne des performances, meilleures que celles de la commande hybrides avec les fonctions (a), (b) et (c).

La prise d'une décision par le superviseur flou prend en compte non seulement l'erreur de poursuite mais aussi sa variation. Cette dernière fournit une information sur l'évolution de l'erreur de poursuite, ce qui permet d'affiner la stratégie de commande.

3-7 L'Analyse de stabilité de la commande hybride :

Nous avons prouvé l'efficacité de la commande hybride. Dans ce qui suit on démontre la stabilité de cette approche pour un signal de référence carré et une charge proportionnelle à ce dernier:

La dérivée de l'équation (1-19) donne :

$$\frac{d^2\Omega}{dt^2} = \frac{k}{J\tau} U - \frac{B}{J} \dot{\Omega}$$

$$\text{Donc :} \quad \ddot{\tilde{x}} = \ddot{\Omega} = bU - a\dot{\tilde{x}} \quad (3-4)$$

$$\text{avec } b = \frac{k}{J\tau}, a = \frac{B}{J} .$$

Soient deux fonctions f_1, f_2 bornées données par

$$f_1(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) = \frac{U_{flou}}{2\tilde{x}}, \quad f_2(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) = \frac{U_{flou}}{2\dot{\tilde{x}}}$$

ayant pour bornes :

$$K_{f_1}^L < f_1(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) < K_{f_1}^U, \quad K_{f_2}^L < f_2(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) < K_{f_2}^U$$

Ainsi la commande floue peut être réécrite sous la forme suivante :

$$U_{flou} = f_1(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) \cdot \tilde{x} + f_2(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) \cdot \dot{\tilde{x}}$$

La commande par mode glissant étant donnée par l'équation (2-13)

La commande (3-3) appliquée au système s'écrit donc :

$$U = (1-\alpha)(\psi_1\tilde{x} + \psi_2\dot{\tilde{x}} + k_g\lambda\tilde{x} + k_g\dot{\tilde{x}}) + \alpha(\tilde{x}f_1(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) + \dot{\tilde{x}}f_2(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}})) \quad (3-5)$$

Si l'on reconsidère la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} S(X, t)^2 = \frac{1}{2} S^2$$

$$\text{Où } S = \lambda\tilde{x} + \dot{\tilde{x}}$$

La condition de stabilité au sens de Lyapunov s'écrit :

$$\frac{d}{dt} V = S\dot{S} \leq 0 \Rightarrow S(\lambda\dot{\tilde{x}} + \ddot{\tilde{x}}) \leq 0$$

En remplaçant dans la dérivée de l'équation de Lyapunov $\ddot{\tilde{x}}$ par (3-4), et U par (3-5). On obtient :

$$S\ddot{x}\left[(\lambda - a) + (1 - \alpha)b\psi_2 + (1 - \alpha)bk_g + b\alpha f_2(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}})\right] + \\ S\tilde{x}\left[(1 - \alpha)b\psi_1 + (1 - \alpha)bk_g\lambda + b\alpha f_1(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}})\right] \leq 0$$

Pour que l'expression précédente soit négative il suffit que :

$$\text{- si } S\tilde{x} > 0 \Rightarrow \left[(1 - \alpha)b\psi_1 + (1 - \alpha)bk_g\lambda + b\alpha f_1(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}})\right] < 0 \\ \Rightarrow \psi_1 < -\lambda k_g - \frac{\alpha}{1 - \alpha} f_1(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}})$$

on peut donc choisir ψ_1 comme étant :

$$\psi_1 = \alpha_1 < \underset{\lambda, k_g, f_1}{\text{Min}} \left[-\lambda k_g - \frac{\alpha}{1 - \alpha} f_1(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) \right]$$

$$\text{- si } S\tilde{x} < 0 \Rightarrow \left[(1 - \alpha)b\psi_1 + (1 - \alpha)bk_g\lambda + b\alpha f_1(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}})\right] > 0 \\ \Rightarrow \psi_1 = \beta_1 > \underset{\lambda, k_g, f_1}{\text{Max}} \left[-\lambda k_g - \frac{\alpha}{1 - \alpha} f_1(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) \right]$$

Maintenant,

$$\text{- si } S\ddot{x} > 0 \Rightarrow \left[(\lambda - a) + (1 - \alpha)b\psi_2 + (1 - \alpha)bk_g + b\alpha f_2(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}})\right] < 0 \\ \Rightarrow \psi_2 = \alpha_2 < \underset{b, \lambda, k_g, f_2}{\text{Min}} \left[\frac{a - \lambda}{b(1 - \alpha)} - k_g - \frac{\alpha}{1 - \alpha} f_2(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) \right]$$

$$\text{- si } S\ddot{x} < 0 \Rightarrow \left[(\lambda - a) + (1 - \alpha)b\psi_2 + (1 - \alpha)bk_g + b\alpha f_2(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}})\right] > 0 \\ \Rightarrow \psi_2 = \beta_2 > \underset{b, \lambda, k_g, f_2}{\text{Max}} \left[\frac{a - \lambda}{b(1 - \alpha)} - k_g - \frac{\alpha}{1 - \alpha} f_2(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) \right]$$

Or $k_g < 0$, et les fonctions f_1, f_2 sont bornées donc :

$$\alpha_1 < \underset{\lambda, k_g, K_{f_1}^U}{\text{Min}} \left[\lambda |k_g| - \frac{\alpha}{1 - \alpha} K_{f_1}^U \right] \\ \beta_1 > \underset{\lambda, k_g, K_{f_1}^L}{\text{Max}} \left[\lambda |k_g| + \frac{\alpha}{1 - \alpha} |K_{f_1}^L| \right] \\ \alpha_2 < \underset{b, \lambda, k_g, K_{f_2}^U}{\text{Min}} \left[\frac{a - \lambda}{b(1 - \alpha)} + |k_g| - \frac{\alpha}{1 - \alpha} K_{f_2}^U \right] \\ \beta_2 > \underset{b, \lambda, k_g, K_{f_2}^L}{\text{Max}} \left[\frac{a - \lambda}{b(1 - \alpha)} + |k_g| + \frac{\alpha}{1 - \alpha} |K_{f_2}^L| \right]$$

Ce sont donc les conditions permettant d'assurer la stabilité globale au sens de Lyapunov du système bouclé.

3-8 Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté une commande, utilisant un superviseur, qui combine deux contrôleurs : le premier basé sur la théorie du mode glissant qui présente l'avantage d'être robuste vis-à-vis des incertitudes et des perturbations externes ; le second utilisant la logique floue permettant de diminuer les variations brusques du signal de commande et l'erreur statique. Le bloc superviseur a été élaboré à partir d'un système flou ayant pour entrées l'erreur de poursuite et sa dérivée et comme sortie le facteur de pondération α . La stabilité au sens de Lyapunov du système bouclé a été prouvée analytiquement. Les résultats de simulations obtenus tendent à valider cette approche.

Conclusion générale

Dans ce mémoire, une commande hybride robuste appliquée à un moteur asynchrone a été présentée. Pour cela, on a présenté dans le premier chapitre un modèle simplifié du moteur en utilisant la transformée de Park et le principe fondamental de la dynamique. Dans le second chapitre, on a développé une commande par mode glissant classique. Cependant, l'utilisation de la fonction signe provoque le phénomène de "chattering" ou de "broutement" au niveau du signal de commande en arrivant sur la surface de glissement. Afin de palier cet inconvénient, plusieurs solutions ont été présentées en introduisant une bande de transition au voisinage de la surface de glissement. Néanmoins, il faut trouver un compromis entre les performances de poursuite et l'amplitude du signal de commande durant le régime transitoire. De plus, le glissement sur la surface n'étant pas idéal, une erreur statique apparaît. Pour remédier à ces inconvénients, une approche par mode glissant modifiée a été présentée. En effet, un intégrateur est introduit permettant de lisser le signal de commande et atténuer ainsi le phénomène de "chattering" d'une part et de diminuer l'erreur statique en régime permanent d'autre part. Afin d'améliorer les performances de poursuite, une commande hybride a été proposée dans le troisième chapitre. Cette approche consiste à combiner les avantages du mode glissant durant le régime transitoire avec ceux d'un contrôleur flou durant le régime permanent. La commutation graduelle entre les deux lois de commandes est assurée par un superviseur flou dont les entrées sont l'erreur de poursuite et sa dérivée. Les résultats de simulation ainsi obtenus permettent de valider l'approche présentée.

Afin d'améliorer les performances de poursuite obtenues, plusieurs solutions peuvent être envisagées. La première concerne l'optimisation du superviseur flou à l'aide des différents algorithmes présentés dans la littérature, et palier ainsi à la structure heuristique utilisée dans ce mémoire. Dans la deuxième, on propose de fusionner le superviseur flou avec le contrôleur flou du fait qu'ils utilisent les mêmes entrées par conséquent, le temps de calcul est réduit ce qui facilite l'implémentation en temps réel. Finalement, l'accroissement de règles floues peut être envisagé afin d'augmenter la précision des décisions prises par le superviseur.

Bibliographie

[Bou-99] : R. P. Bouchard & G. Olivier, "Électrotechnique", Presses Internationales Polytechnique, 1999.

[Büh-94] : H. Bühler, "Réglage par logique floue", Presse Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.

[Car-95] : J. P. Caron & J. P. Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Technip, 1995.

[Cha-89] : J. Chatelain, "Machines électriques", Série Traité d'électricité, Vol. X, Presses Polytechniques Romandes, 1989.

[Edw-98] : C. Edwards & S. K. Spurgeon, "Sliding mode control", Taylor & Francis, 1998.

[Fen-02] : Y. Feng, X. Yu & Z. Man, "Non singular terminal sliding mode control of rigid manipulators", Automatica, Vol. 38, pp. 2159-2167, 2002.

[Haj-97] : S. Hajri, "Commande dynamique par mode glissant application à la robustification des processus complexes", Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 1997.

[Ham-03a] : A. Hamzaoui, N. Essounbouli & J. Zaytoon, "Fuzzy sliding-mode control for uncertain SISO systems", In Proceeding of IFAC International Conference on Intelligent Control Systems and Signal Processing, Faro, Portugal, April 08-11, 2003.

[Ham-03b] : A. Hamzaoui, N. Essounbouli & J. Zaytoon, "Commande par mode glissant flou d'un système non linéaire incertain", à paraître dans e-STA la Revue des Sciences et Technologie de l'Automatique.

[Ho-91] : E. Y. Y. Ho & P. C. Sen, "Control dynamics of speed drive systems using sliding mode controllers with intégral compensation ", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 27, pp. 883-892, 1991.

[Kha-90] : P. P. Khargonekar, I. R. Petersen & K. Zhou, "Robust stabilization of uncertain systems: quadratic stability and H_∞ control theory", IEEE Trans. Aut. Contr., Vol. 35, pp.356-361, 1990.

[Kha-91] : P. P. Khargonekar & M. A. Rotea, "Mixed H_2/H_∞ control : A convex optimization approach ", IEEE Trans. Aut. Contr., Vol. 36, pp. 824-837, 1991.

[Les-81] : J. Lesenne, F. Notelet & G. Segulier, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Technique et Documentation Lavoisier, 1981

[Mah-99] : M. O. Mahmoudi, N. Madani, M. F. Benkhoris & F. Boudjema, "Cascade sliding mode control of field oriented induction machine drive", Eur. Phy. Jour. ,App. Phy. Vol. 7, pp. 217-225, 1999.

[Mam-75] : E. Mamdani, "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controllers", Inter. Jour. on Man-Machine Studies, Vol. 7, pp. 1-13, 1975.

[Nar-90] : K. S. Narnendra & K. Parthasarathy, "Identification and control of dynamique systems using neural network", IEEE Trans. Neural Networks, Vol.1, pp. 4-27, 1990.

[Net-91] : A. T. Neto, J. M. Dion & L. Dugard, "On the robustness of linear quadratic regulators", European Control Conference-1991, Grenoble, France, pp. 687-692, 1991.

[Rob-95] : X. Roboam, "De la modélisation à la commande des Machines asynchrones", Polycopie de cours, ENP Toulouse, 1995.

[Slo-91] : J. J. E. Slotine & W. Li, "Applied nonlinear control", Prentice Hall Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.

[Xu-02] : J. X. Xu, T. H. Lee & Y. J. Pan, "On the sliding mode control for DC servo mechanisms in the presence of unmodeled dynamics", Mechatronics, Vol. 13, pp. 755-770, 2003.

[Yan-94] :J. Yan, M. Ryan & J. Power, "Using fuzzy logic", Prentice Hall International (UK), 1994.

[Yin-00] : H. Ying, "Fuzzy control and modeling", IEEE Press, New Jersey, 2000.

Annexes

Annexe 1 : Démonstration de (1-10)

La puissance du moteur étant donnée par :

$$P_S = \frac{3}{2} \operatorname{Re}(V_S \underline{I}_S^*) = \frac{3}{2} \operatorname{Re}((R_S \underline{I}_S + j \omega_S \varphi_S) \underline{I}_S^*) = \frac{3}{2} R_S \underline{I}_S^2 + \frac{3}{2} \operatorname{Re}(j \omega_S \varphi_S \underline{I}_S^*)$$

$$= \frac{3}{2} R_S \underline{I}_S^2 + \frac{3}{2} j \omega_S \varphi_S \operatorname{Im}(\underline{I}_S^*)$$

En utilisant (1-9),

$$\begin{cases} \underline{I}_S = \frac{1}{M_{SR}} [\varphi_R - L_R \underline{I}_R] \\ \underline{I}_R = \frac{M_{SR} \omega_S \mathbf{g}}{-L_R \omega_S \mathbf{g} + j R_R} \underline{I}_S = \delta \underline{I}_S \end{cases}$$

En substituant cette dernière dans (1-8) on obtient :

$$\underline{I}_S = \frac{\varphi_S}{L_S + \delta M_{SR}} = \frac{\varphi_S (-L_R \omega_S \mathbf{g} + j R_R)}{-L_S L_R \omega_S \mathbf{g} + j R_R L_S + M_{SR}^2 \omega_S \mathbf{g}}$$

$$\Rightarrow \underline{I}_S = \frac{\varphi_S (-L_R \omega_S \mathbf{g} + j R_R) (-L_S L_R \omega_S \mathbf{g} + M_{SR}^2 \omega_S \mathbf{g} - j R_R L_S)}{(-L_S L_R \omega_S \mathbf{g} + M_{SR}^2 \omega_S \mathbf{g})^2 + (R_R L_S)^2}$$

$$\Rightarrow \underline{I}_S = \frac{\varphi_S}{D} \left\{ (\omega_S \mathbf{g})^2 (-L_R M_{SR}^2 + L_S^2 L_S + (R_R^2 L_S / (\omega_S \mathbf{g})^2)) + j (R_R \omega_S \mathbf{g} M_{SR}^2) \right\}$$

si l'on pose :

$$\underline{I}_S = \frac{\varphi_S}{D} (\gamma + j \beta)$$

$$j \omega_S \varphi_S \operatorname{Im}(\underline{I}_S^*) = \omega_S \varphi_S^2 \frac{\beta}{D} = \omega_S^2 \varphi_S^2 \frac{\mathbf{g} R_R M_{SR}^2}{D}$$

Avec $D = (\omega_S \mathbf{g})^2 (M_{SR}^2 - L_S L_R)^2 + (L_S R_R)^2$

$$j \omega_S \varphi_S \operatorname{Im}(\underline{I}_S^*) = \varphi_S^2 \omega_S^2 \left(\frac{M_{SR}^2}{L_S^2} \right) \frac{R_R / \mathbf{g}}{(R_R / \mathbf{g})^2 + (\sigma L_R \omega_S)^2}$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{M_{SR}^2}{L_S L_R}$

Ainsi la nouvelle expression de la puissance est donnée par :

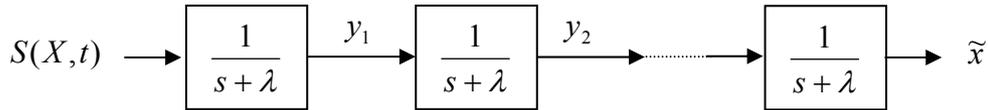
$$P_S = \frac{3}{2} V_S \underline{I}_S^* = \frac{3}{2} R_S \underline{I}_S^2 + \frac{3}{2} \varphi_S^2 \omega_S^2 \left(\frac{M_{SR}^2}{L_S^2} \right) \frac{R_r / \mathbf{g}}{(R_r / \mathbf{g})^2 + (\sigma L_R \omega_S)^2} \quad (1-10)$$

Annexe 2 : Démonstration de (2-4)

Par transformation de Laplace de l'équation (2-2) on trouve :

$$S(X,t) = (s + \lambda)^{n-1} \tilde{x} \Rightarrow \frac{\tilde{x}}{S(X,s)} = \left(\frac{1}{s + \lambda} \right)^{n-1} ; \text{ avec } s : \text{l'opérateur de Laplace.}$$

Cette équation peut être représentée par le schéma suivant :



Ce schéma représente un filtre composé d'éléments simples (passe-bas) du premier ordre.

La sortie du premier étage s'écrit :

$$y_1(t) = S(X,t) * e^{-\lambda t} = \int_0^t e^{-\lambda(t-\tau)} S(X,\tau) d\tau \quad \text{avec} \quad |S(X,\tau)| \leq \Phi$$

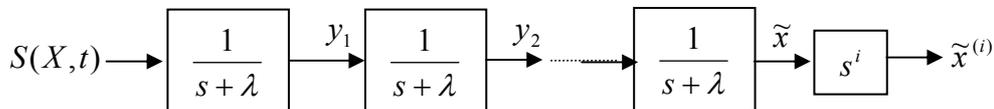
$$\text{Donc : } |y_1(t)| \leq \Phi \int_0^t e^{-\lambda(t-\tau)} d\tau \leq \frac{\Phi}{\lambda}$$

De la même façon pour le reste des étages du filtre, la dernière sortie s'écrit :

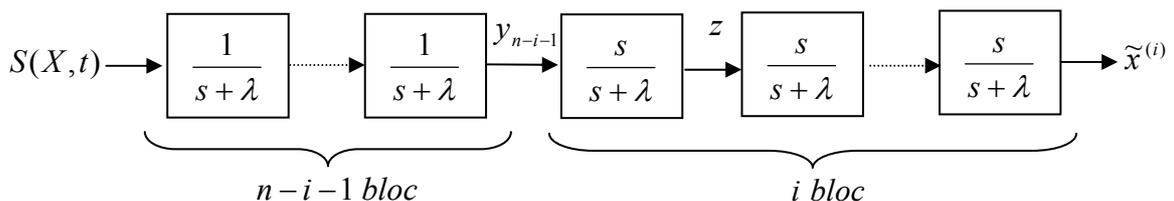
$$|y_{n-1}(t)| = |\tilde{x}| \leq \frac{\Phi}{\lambda^{n-1}}$$

De cette inégalité on constate que le premier élément du vecteur d'erreur \tilde{X} est borné (majoré) par, $\frac{\Phi}{\lambda^{n-1}}$

Un élément $\tilde{x}^{(i)}$ peut être représenté dans le plan de Laplace par le schéma suivant :



⇔



On a : $|y_{n-i-1}| \leq \frac{\Phi}{\lambda^{n-i-1}}$, $S(X,t) \leq \Phi$

$$\text{et } \frac{s}{s+\lambda} = 1 - \frac{\lambda}{s+\lambda}$$

Avec $|a-b| \leq |a| + |b|$, $\forall a, b \in \mathfrak{R}^2$

$$|z| = \left| y_{n-i-1} \left(1 - \frac{\lambda}{s+\lambda} \right) \right| \Rightarrow |z| \leq |y_{n-i-1}| \left| 1 - \frac{\lambda}{s+\lambda} \right| \leq |y_{n-i-1}| + \lambda |y_{n-i-1}| \left| \frac{1}{s+\lambda} \right|$$

$$\text{et } \left| \frac{1}{s+\lambda} \right| \leq \frac{1}{\lambda}$$

$$\Rightarrow |z| \leq \frac{\Phi}{\lambda^{n-i-1}} \left(1 + \lambda \frac{1}{\lambda} \right)$$

Donc z est borné

Pour la borne de la $i^{\text{ème}}$ dérivée : $|\tilde{x}^{(i)}| \leq 2^i \left(\frac{\Phi}{\lambda^{n-i-1}} \right)$

$$|\tilde{x}^{(i)}| \leq (2\lambda)^i \left(\frac{\Phi}{\lambda^{n-1}} \right) \tag{2-4}$$

CQFD

Annexe 3 : La stabilité et la stabilité asymptotique au sens de Lyapunov

Définition :

On considère le système représenté par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t), t) \\ x(0) = \xi \end{cases}$$

Ce système est stable au sens de Lyapunov si :

$$\forall \varepsilon > 0, \exists \delta > 0 \text{ telque } \|\xi^1 - \xi^2\| < \delta \Rightarrow \|x^1(t) - x^2(t)\| < \varepsilon$$

et asymptotiquement stable si :

$$\exists \mu > 0 \text{ telque } \|\xi^1 - \xi^2\| < \mu \Rightarrow \|x^1(t) - x^2(t)\| \xrightarrow{t \rightarrow \infty} 0$$

Méthode de Lyapunov :

Définition :

on appelle fonction de Lyapunov la fonction $v(x, t)$ telle que :

$$\begin{cases} v(0, t) = 0 \quad \forall t \\ \alpha(\|x\|) \leq v(x, t) \leq \beta(\|x\|), \quad \forall t, \alpha, \beta \in P \end{cases}$$

Théorème :

soit $v(x, t)$ pour toute solution $x(\cdot)$ on définit :

$$\begin{aligned} w(x(t), t) &= \frac{d}{dt} v(x(t), t) = \frac{\partial}{\partial x(t)} v(x(t), t) \frac{\partial x(t)}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial t} v(x(t), t) \\ &= f(x(t), t) \frac{\partial}{\partial x(t)} v(x(t), t) + \frac{\partial}{\partial t} v(x(t), t) \end{aligned}$$

i) si $\exists w(x(t), t) \leq 0 \Rightarrow x(t) = 0$ est une solution uniformément stable au sens de Lyapunov.

ii) si $\exists \gamma \in P : w(x(t), t) \leq -\gamma(\|x(t)\|) \Rightarrow x(t) = 0$ est une solution asymptotiquement stable au sens de Lyapunov.