

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE FERHAT ABBAS DE SETIF
FACULTÉ DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du Diplôme de

MAGISTER

Option : Automatique

Par

Melle : Zouaoui Yamina

Thème :

*Commande par mode glissant des courants
statoriques de la machine asynchrone*

Soutenu le 03 / 03 / 2010

Devant le Jury

M. Khemliche	M.C	Université de Sétif	Président
M. Abdelaziz	M.C	Université de Sétif	Rapporteur
H. Radjeai	M.C	Université de Sétif	Examineur
F. Khaber	M.C	Université de Sétif	Examineur
B. Sait	M.C	Université de Sétif	Examineur

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au sein du Laboratoire d'Automatique au département d'électrotechnique de l'université Ferhat Abbas de Sétif.

Mes remerciements vont tout premièrement, à Dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage, la patience et la force pour réaliser ce travail.

Je tiens, avant tout, à exprimer ma profonde gratitude à mon encadreur M^r. M. ABDELAZIZ, pour la confiance qu'il m'a prodigué pour la direction et tout l'aide qu'il m'a apporté durant toute la durée de ce travail de recherche.

Je tiens à remercier également monsieur le président « M. Khemliche » et les membres du jury « H. Radjeai, B. Sait, F. Khabber », tous des maîtres de conférences à l'université de Sétif pour avoir accepté d'examiner ce travail et leurs commentaires constructifs.

J'adresse aussi mes remerciements à tous mes amis et collègues surtout ceux qui m'ont apportés un soutien moral, patience, une amitié inoubliable et précieuse et son dévouement qui fut particulièrement indispensable.

Enfin, je tiens à remercier ma famille pour leurs encouragements et leur soutien inconditionnel.

SOMMAIRE

Introduction générale.....8

CHAPITRE I

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

I.1 Introduction.....11
I.2 Description de la machine asynchrone triphasée.....11
I.3 Hypothèses simplificatrices.....11
I.4 Représentation du Modèle triphasée- triphasée.....12
 I.4.1 Mise en équations.....13
I.5 Transformation de Park.....16
 I.5.1 Application de transformation de Park à la machine asynchrone.....18
 I.5.1.1 Les équations électriques.....18
 I.5.1.2 Les équations de couple électromagnétique et mécanique.....23
I.6 Mise en équation d'état.....24
I.7 les résultats de la simulation.....25
I.8 Conclusion.....28

CHAPITRE II

Concepts généraux sur le réglage par mode glissant

II.1 Introduction.....30
II.2 Introduction aux systèmes de réglage à structure variable.....31
 II.2.1 Historique.....31
 II.2.2 Systèmes à structure variables.....31
II.3 Principe du réglage par mode glissant.....32
 II.3.1 Configuration de base pour les systèmes à structure variable33
 II.3.2 Condition d'existence du mode glissant.....35
II.4 Conception de la commande par mode de glissement.....36
 II.4.1 Choix de la surface de glissement.....36
 II.4.2 Conditions de convergence.....38

II.4.2.1 Fonction directe de commutation.....	38
II.4.2.2 Fonction de LYAPUNOV.....	38
II.4.3 Calcul de la commande.....	39
II.4.3.1. Définition des grandeurs de commande.....	39
II.4.3.2. Expression analytique de la commande.....	41
II. 4. 4 Elimination du phénomène de chattering.....	42
II.5 Domaine d’application du réglage par mode glissant.....	43
II.6 Les avantages de la commande par mode glissant.....	44
II.7 Conclusion.....	44

CHAPITRE III

L’application de la commande par mode glissant sur la MAS

III.1 Introduction.....	46
III.2 Description.....	46
III.3 Commande non linéaire par mode glissant.....	47
III.3.1 Modèle du moteur asynchrone.....	47
III.3.2 Choix des surfaces de glissements.....	49
III.4 La commande équivalente pour l’invariance.....	49
III.4.1 L’utilisation de la fonction Signe.....	49
III.4.2 L’utilisation de la fonction Saturation (Sat)	50
III.5 Le temps d’établissement.....	51
III.6 Résultats de simulation sous MATLAB.....	52
III.6.1 Essai avec la fonction Signe.....	52
III.6.1.1 Essai à vide.....	52
III.6.1.2 Essai en charge après un démarrage à vide.....	56
III.6.1.3 Essai de variation de la résistance statorique.....	59
III.6.1.4 Essai de variation de la résistance rotorique.....	62
III.6.2 Essai avec la fonction Sat	64
III.7 Conclusion.....	67
Conclusion Générale.....	69
Bibliographie.....	72

LISTE DES FIGURES

Fig. I.1: Modèle d'une machine asynchrone triphasée.....	12
Fig. I.2: Modèle électrique d'une phase.....	13
Fig. I.3: transformation de repère triphasé – biphasé.....	17
Fig. I.4: Application de la transformation de Park à la machine asynchrone.....	19
Fig. I.5: Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS.....	26
Fig. I.6: Résultats de simulation en charge de la MAS.....	27
<hr style="border: 1px solid black;"/>	
Fig. II.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le dans le plan de phase	32
Fig. II.2 : Configuration par changement de retour d'état.....	34
Fig. II.3: Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande.....	34
Fig. II.4 : Démonstration du mode de glissement.....	35
Fig. II.5 : Linéarisation exacte de l'écart.....	37
Fig. II.6 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....	39
Fig. II.7 : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.....	39
Fig. II.8 : La valeur v_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre V_{Max} et V_{Min}	40
Fig. II.9 : Représentation de la fonction « SIGNE »	42
Fig. II.10: Fonction « SAT »	43
Fig. II.11: Fonction « SMOOTH »	43
<hr style="border: 1px solid black;"/>	
Fig. III.2 (a, b, c, d): évolution à vide des paramètres électriques.....	53
Fig. III.2 (e, f, g): évolution à vide des S_1 et S_2 et la vitesse Ω	54
Fig. III.3 (a, b, c, d): évolution en charge des paramètres électriques.....	56
Fig. III.3 (e, f, g): évolution en charge des surface S_1 , S_2 et la vitesse Ω	57
Fig. III.4 (a, b, c, d): évolution des paramètres électriques avec changement de R_s	59
Fig. III.4 (e, f, g): évolution des surface S_1 , S_2 et la vitesse Ω avec changement de R_s	60
Fig. III.5 (a, b, c, d): évolution des paramètres électriques avec changement de R_r	61
Fig. III.5 (e, f, g): évolution des surfaces S_1 , S_2 et la vitesse Ω avec changement de R_r	62
Fig. III.6 (a, b, c, d): évolution des paramètres électriques avec la fonction Sat.....	64
Fig. III.6 (e, f, g): évolution des surfaces S_1 , S_2 et la vitesse Ω avec la fonction Sat.....	64

NOMENCLATURE

MAS	Machine asynchrone.
M G	Mode glissant.
s, r	Indices d'axes correspondent au stator et rotor.
R_s, R_r	Résistances d'enroulements statoriques et rotoriques.
S_a, S_b, S_c	Indices des trois phases statoriques.
R_a, R_b, R_c	Indices des trois phases rotoriques.
$[v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T$	Vecteurs tensions statoriques en composantes triphasées.
$[v_{ra} \ v_{rb} \ v_{rc}]^T$	Vecteurs tensions rotoriques en composantes triphasées.
$[i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$	Vecteurs courants statoriques en composantes triphasées.
$[i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$	Vecteurs courants rotoriques en composantes triphasées.
$[\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T$	Vecteurs flux statoriques en composantes triphasées.
$[\phi_{ra} \ \phi_{rb} \ \phi_{rc}]^T$	Vecteurs flux rotoriques en composantes triphasées.
l_s	Inductance propre d'une phase statorique.
l_r	Inductance propre d'une phase rotorique.
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
L_s	Inductances propre cycliques statorique.
L_r	Inductances propre cycliques rotoriques.
L_m	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.
L_{so}	L'inductance propre de l'enroulement homopolaire statorique.
$[L_s]$	Matrice d'inductances statoriques.
$[L_r]$	Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$	Matrice d'inductances mutuelles stator-rotor.
θ_s	La position de repère de Park par rapport au stator.
θ_r	La position de repère de Park par rapport au rotor.
θ	La position du rotor par rapport au stator.
α	L'angle électrique entre le repère statorique et le repère rotorique.
w_s	Pulsation statoriques, liée à la fréquence du stator.
w_r	Pulsation rotoriques, liée à la fréquence du rotor.
w	Pulsation mécanique.
C_{em}	Couple électromagnétique.
P_m	La puissance mécanique
C_r	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
Ω	Vitesse mécanique du rotor
A	Matrice fondamentale qui caractérise le système.
B	Matrice de commande de système (matrice d'entrée).
C	Matrice de sortie.
p	Nombre de paire de pôles.
J	Moment d'inertie des masses tournantes.
f_r	Coefficient de frottement visqueux.
σ	Coefficient de dispersion.
T_s	Constante du temps statorique.
T_r	Constante du temps rotorique.
$[v_{sd} \quad v_{sq}]^T$	Vecteur de commande (tension statorique)
$S(x)$	Surface de glissement.
v_{eq}	La commande équivalente.
$V(x)$	Fonction de Lyapunov
P_e	Perturbation.
e	L'écart entre la grandeur réelle et sa référence.
x_{ref}	Consigne de x .
M_1, M_2	Coefficient de surface de glissement.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Grâce à l'évolution technologique récente dans l'électronique de puissance, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de technique de réglages de plus en plus performants, dans les applications industrielles, on trouve souvent le moteur asynchrone le plus utilisé dans ce domaine.

Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée pour effectuer de la variation de vitesse ou du positionnement, elle présente l'avantage d'être robuste, peut coûteuse. Mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose de problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps.

La commande des systèmes en général, est un problème compliqué à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer et incertitudes sur les paramètres des systèmes.

Lorsque la partie commandée du processus est faiblement perturbée, les algorithmes de commandes classiques, peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et la performance du système ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non linéarités et à des variables temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commandes assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leur variations.

Le réglage par mode glissant fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Il possède des avantages incontestables pour le système mal identifié ou à paramètres variables. Cependant, la nature commutante (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, appelé en anglais "chattering". Ainsi, tant que les conditions de glissement sont

assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et certaines perturbations [Can 00].

La caractéristique principale de ces systèmes est la commutation de leurs lois de commandes sur une surface choisie à priori, appelée surface de glissement. Le choix de cette surface dépend de la dynamique et du mode de stabilisation désirés pour le système en boucle fermée.

Dans ce mémoire nous avons introduit la technique de réglage par mode glissant pour la régulation des courants statoriques de la machine asynchrone.

Le premier chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension triphasé sinusoïdale en utilisant la transformation triphasé-biphasé de Park. Nous avons simulé numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50Hz.

Le deuxième chapitre portera sur la théorie de la commande par mode glissant. A partir des conditions de stabilité de LYAPUNOV, on présentera les principes théoriques de cette commande en l'occurrence toutes les relations concernant ce mode de réglage seront établies de façon à permettre une application pratique sur la machine asynchrone.

Enfin le troisième chapitre de ce mémoire concerne le réglage par mode de glissement appliqué à la machine asynchrone, étude et simulation, tests de robustesse de la commande.

CHAPITRE I

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

I.1 Introduction :

Le Moteur Asynchrone ou Moteur à Induction (MI) est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable, et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques.

Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [Lam 04].

I.2 Description de la machine asynchrone triphasée :

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieure de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part, les deux parties sont séparé entre eux par entrefer pour limiter les pertes magnétiques [Car 95].

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [Car 95].

I.3 Hypothèses simplificatrices :

Afin de simplifier la modélisation de la machine, on va admettre les hypothèses simplificatrices suivantes [Car 98] :

- entrefer constant.
- effet des encoches négligé.
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- pertes ferromagnétiques négligeables.

- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- l'additivité des flux.
- la constance des inductances propres.
- la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques

I.4 Représentation du Modèle triphasée- triphasée

On a représenté au stator trois bobinages, dont les axes sont décalés de 120° , et trois autres au rotor, parcourus chaque fois par un système de courants triphasé. Par convention, les bobinages sont alimentés par un système de tensions triphasé sinusoïdal direct [Mic 98].

On peut considérer la machine asynchrone triphasée comme représentée par les bobinages de la figure (I.1)

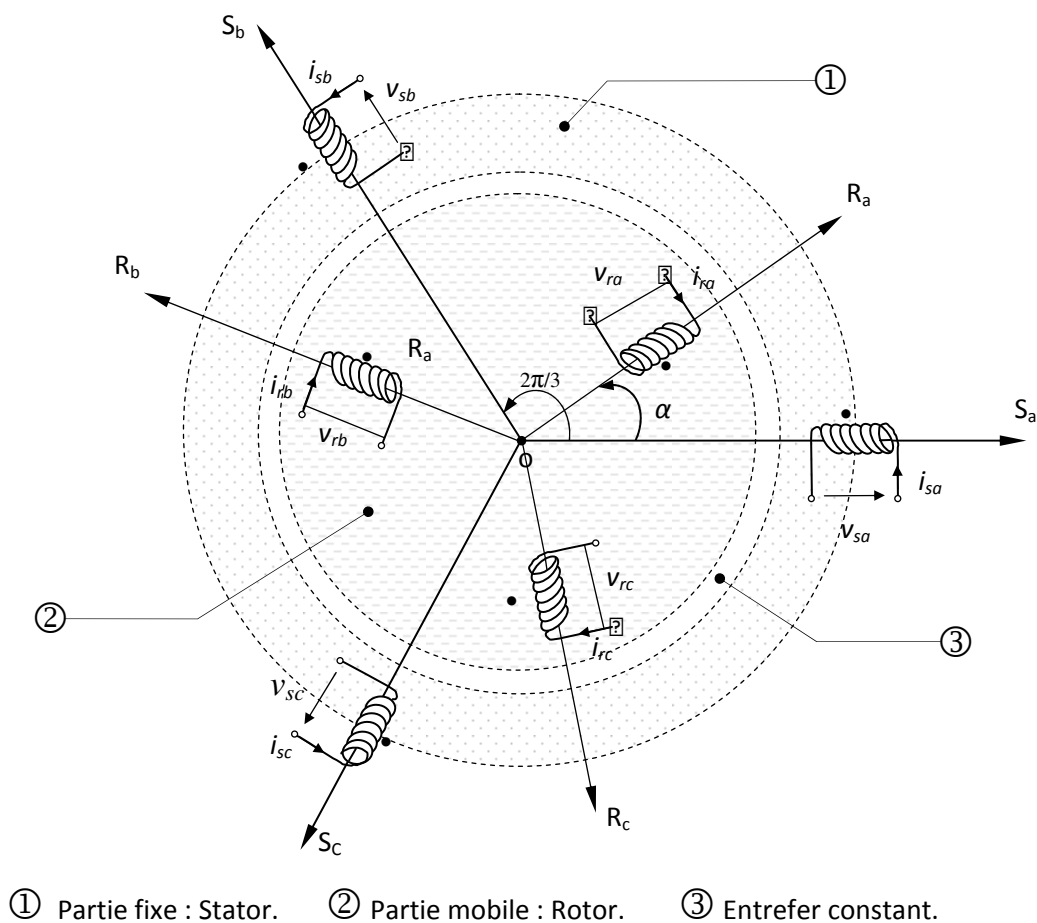


Fig. I.1 : Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

L'équation de tension des phases statoriques et rotoriques servent le point de départ à l'élaboration du modèle dynamique de la machine asynchrone.

I.4.1 Mise en équations :

La machine est représentée sur la figure (I.1) par six enroulements dans l'espace électrique. Les enroulements statoriques sont alimentés par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitudes constantes, et les enroulements rotoriques sont court-circuités.

Chaque enroulement peut être représenté par la figure (I.2).

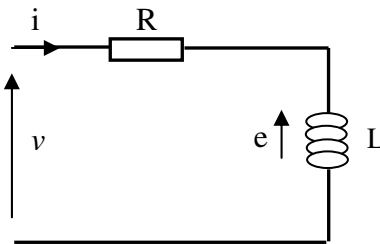


Fig. I.2 : Modèle électrique d'une phase.

A partir de ce circuit on peut écrire l'équation :

$$v = Ri + e \quad (\text{I-1})$$

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{I-2})$$

(v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}) , (v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}) : Les tensions instantanées aux bornes des phases statoriques.

(i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) , (i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}) : Les courants instantanés circulants dans ses phases.

$(\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc})$, $(\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc})$: Les flux statoriques et rotoriques.

L'application des lois fondamentales de l'induction électromagnétique donne pour l'ensemble des phases :

- Les phases statoriques :

$$\begin{aligned} v_{sa} &= R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{sa} \\ v_{sb} &= R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{sb} \\ v_{sc} &= R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \phi_{sc} \end{aligned} \quad (\text{I-3})$$

En matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-4})$$

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad (\text{I-5})$$

- Les phases rotoriques :

Et pour le rotor, nous avons le même système :

$$\begin{aligned} v_{ra} &= R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \phi_{ra} \\ v_{rb} &= R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \phi_{rb} \\ v_{rc} &= R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \phi_{rc} \end{aligned} \quad (\text{I-6})$$

En écriture matricielle:

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \quad (\text{I-8})$$

R_s et R_r : Représentent, respectivement, la résistance d'une phase statorique et rotorique.

Soient :

α : l'angle électrique entre le repère statorique S_a et le repère rotorique R_a , figure (I.1).

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

M_{sr} : Le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

Notons M la mutuelle entre deux phases lorsque les axes coïncident. Nous avons alors :

$$M = M_{sr} \cos \left[\alpha + (r-s) \frac{2\pi}{3} \right] \quad (\text{I-9})$$

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux / inductance propre).

$$\begin{cases} \phi_{sa} = l_s i_{sa} + M_s i_{sb} + M_s i_{sc} + M_{aa} i_{ra} + M_{ab} i_{rb} + M_{ac} i_{rc} \\ \phi_{sb} = l_s i_{sb} + M_s i_{sa} + M_s i_{sc} + M_{ba} i_{ra} + M_{bb} i_{rb} + M_{bc} i_{rc} \\ \phi_{sc} = l_s i_{sc} + M_s i_{sa} + M_s i_{sb} + M_{ca} i_{ra} + M_{cb} i_{rb} + M_{cc} i_{rc} \\ \phi_{ra} = l_r i_{ra} + M_r i_{rsb} + M_r i_{rc} + M_{aa} i_{sa} + M_{ab} i_{sb} + M_{ac} i_{sc} \\ \phi_{rb} = l_r i_{rb} + M_r i_{ra} + M_r i_{rc} + M_{ba} i_{sa} + M_{bb} i_{sb} + M_{bc} i_{sc} \\ \phi_{rc} = l_r i_{rc} + M_r i_{ra} + M_r i_{rb} + M_{ca} i_{sa} + M_{cb} i_{sb} + M_{cc} i_{sc} \end{cases} \quad (\text{I-10})$$

Où:

$$M_{aa} = M_{sr} \cos(\alpha)$$

$$M_{ab} = M_{sr} \cos(\alpha + 2\pi/3) \quad (\text{I-11})$$

$$M_{ac} = M_{sr} \cos(\alpha - 2\pi/3)$$

En matriciel :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

En posant :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

et :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

Les équations des flux statoriques s'écrivent sous une forme condensée :

$$[\phi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{I-15})$$

D'une façon similaire, les flux rotoriques s'expriment sous la forme matricielle :

$$[\phi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (\text{I-16})$$

Avec :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-17})$$

et

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad (\text{I-18})$$

Les deux équations (I-15) et (I-16) se nomment les équations magnétiques de la machine asynchrone.

En substituant les équations des flux (I-14) et (I-15) dans les équations des tensions (I-2) et (I-6), on obtient :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \} \quad (\text{I-18})$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \} \quad (\text{I-19})$$

I.5 Transformation de Park:

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, cette conversion est appelée souvent transformation des axes, cette transformation représente la projection des trois phases des enroulement (a, b, c) de la machine sur un repère à deux enroulement biphasé orthogonal ($d, q, 0$), les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [Can 00].

La représentation de Park représente la projection des trois phases (a, b, c) de la machine sur un repère biphasé orthogonal ($d, q, 0$), où d est l'axe directe, q l'axe en quadrature et o l'axe homopolaire (axe supplémentaire).

En plus des simplifications considérées dans la modélisation, La machine est supposée électriquement et magnétiquement équilibrée.

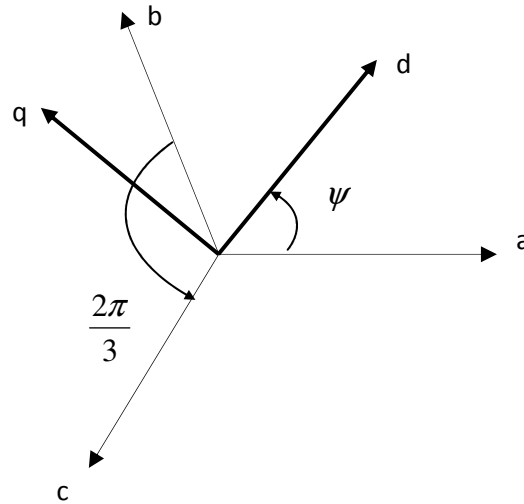


Fig. I.3 : transformation de repère triphasé - biphasé.

A partir de la conservation des forces magnétomotrices et des puissances dans les différents référentiels, le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphasé est réalisé en utilisant la matrice de transformation $[P]$ de park. Son expression est donnée par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\psi) & -\sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-20})$$

L'inversion de la matrice $[P]$ est donnée par:

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-21})$$

Le cas particulier où la transformation de Park est exprimée avec $\psi = 0$ porte le nom de Concordia définie par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-22})$$

De manière à avoir :

$$[x]_{dqo} = [P][x]_{abc} \quad (\text{I-23})$$

Si x est une grandeur exprimant une tension, un courant ou un flux, sa représentation dans le repère orthogonal (d,q,o) par la formation P est liée à son écriture dans un repère triphasé (a,b,c) par la relation :

$$[x]_{abc} = [P]^{-1}[x]_{dqo} \quad (\text{I-24})$$

I.5.1 Application de transformation de Park à la machine asynchrone:

Au lieu de considérer les trois phases d'axes fixes v_a, v_b, v_c du stator, on considère l'enroulement équivalent formé des deux bobinages d'axes en quadrature s_d et s_q tournant à la

$$\text{vitesse angulaire : } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$$

De même, pour le rotor aux enroulements R_a, R_b et R_c on substitue R_d et R_q tournant à la vitesse angulaire $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ par rapport au rotor dont la vitesse est $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ [Mro 02].

I.5.1.1 Les équations électriques :

La transformation linéaire est appliquée aux équations des tensions statoriques et rotoriques de la machine asynchrone :

$$[v]_{a,b,c} = [P]^{-1}[v]_{d,q,o} = [R][P]^{-1}[i]_{dqo} + \frac{d}{dt}[[P]^{-1}[\phi]_{d,q,o}] \quad (\text{I-25})$$

Ainsi:

$$[v]_{d,q,o} = [P][R][P]^{-1}[i]_{dqo} + [P]\frac{d}{dt}[[P]^{-1}[\phi]_{d,q,o}] \quad (\text{I-26})$$

$$[v]_{d,q,o} = [R][i]_{dqo} + \frac{d}{dt}[\phi]_{dqo} + [P]\frac{d}{dt}[[P]^{-1}[\phi]_{d,q,o}] \quad (\text{I-27})$$

On démontre que :

$$[p] \left(\frac{d}{dt} [p]^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\psi}{dt} \quad (I-28)$$

Le système d'équation constituant le modèle électrique et dynamique de la machine asynchrone dans un repère biphasé équivalent s'écrit :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \left(\frac{d\phi_{sd}}{dt} \right) - \left(\frac{d\psi}{dt} \right) \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \left(\frac{d\phi_{sq}}{dt} \right) + \left(\frac{d\psi}{dt} \right) \phi_{sd} \\ v_{so} = R_s i_{so} + \left(\frac{d\phi_{so}}{dt} \right) \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \left(\frac{d\phi_{rd}}{dt} \right) - \left(\frac{d\Psi}{dt} \right) \phi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \left(\frac{d\phi_{rq}}{dt} \right) + \left(\frac{d\Psi}{dt} \right) \phi_{rd} \\ v_{ro} = R_r i_{ro} + \left(\frac{d\phi_{ro}}{dt} \right) \end{cases} \quad (I-29)$$

Les deux dernières équations (v_{so} et v_{ro}) sont inutiles lorsque le système est équilibré car elles deviennent identiquement nulles, ainsi seules les équations des tensions sur les axes directs et en quadratures servent à définir le modèle électrique et dynamique de la machine asynchrone. Dans la suite de modulation, nous ne tiendrons plus compte de cette composante [Les 81], [Aro 98].

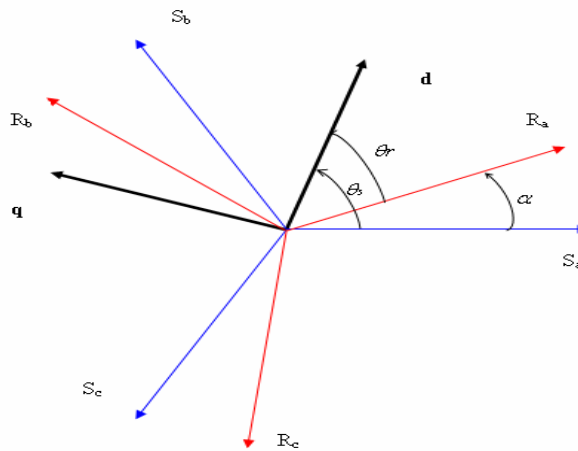


Fig. I.4 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone.

En désignant par :

θ_s : L'angle électrique entre l'axe d et le stator.

θ_r : L'angle électrique entre l'axe q et le rotor.

On remarque sur la figure (fig. I.4) que θ_s et θ_r sont naturellement liés par la relation :

$$\theta_s - \theta_r = \alpha$$

Deux transformations de Park sont définies à partir des formules (I-29) dans laquelle l'angle Ψ est remplacé par θ_s pour le stator, et par θ_r pour le rotor, on les note respectivement $[P(\theta_s)]$ et $[P(\theta_r)]$.

Les transformations de Park des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\Psi}{dt} \\ \frac{d\Psi}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-30})$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\Psi}{dt} \\ \frac{d\Psi}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-31})$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Pour la réduction de la matrice des inductances les transformations proposées établissent les relations entre les flux d'axe d, q, o et les flux d'axes a, b, c .

$$\begin{cases} [\phi]_{sdqo} = [P][\phi]_{sabc} \\ [\phi]_{rdqo} = [P][\phi]_{rabc} \end{cases} \quad (\text{I-32})$$

Les expressions des flux deviennent :

✓ Au stator :

$$[\phi]_{sabc} = [[L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]] \quad (\text{I-33})$$

$$[\phi]_{sdqo} = [p(\theta_s)][[L_s][i_{sabc}] + [p(\theta_s)][M_{sr}][i_{rabc}]] \quad (\text{I-34})$$

Alors:

$$[\phi]_{sdqo} = [p(\theta_s)] \left[[L_s] [p(\theta_s)]^{-1} [i_{sdqo}] + [M_{sr}] [p(\theta_s)]^{-1} [i_{rdqo}] \right] \quad (\text{I-35})$$

✓ Au rotor :

$$[\phi]_{rabc} = [[L_r] [i_{rabc}] + [M_{sr}] [i_{sabc}]] \quad (\text{I-36})$$

$$[\phi]_{rdqo} = [p(\theta_r)] \left[[L_r] [i_{rabc}] + [M_{sr}] [i_{sabc}] \right] \quad (\text{I-37})$$

Alors:

$$[\phi]_{rdqo} = [p(\theta_r)] \left[[L_r] [p(\theta_r)]^{-1} [i_{rdqo}] + [M_{sr}] [p(\theta_r)]^{-1} [i_{sdqo}] \right] \quad (\text{I-38})$$

Ainsi les relations matricielles entre les vecteurs flux et les courants d'axe d, q, o sont:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{I-39})$$

$L_s = l_s - M_s$: Inductances propre cycliques statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductances propre cycliques rotoriques.

$L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

$L_{so} = l_s + 2M_s$: L'inductance propre de l'enroulement homopolaire statorique.

$L_{ro} = l_r + 2M_r$: L'inductance propre de l'enroulement homopolaire rotoriques.

La matrice d'inductance ainsi définie présente deux particularités importantes. Les éléments de la matrice sont réduits à cinq paramètres indépendants du temps. De plus, si la composante homopolaire des courants au stator et au rotor, est identiquement nulle, la matrice d'inductance se réduit et les relations flux courants deviennent :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-40})$$

Pour obtenir les courants en fonction des flux, on inverse la relation précédente comme suite :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \sigma} & 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} & 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \\ -\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} & 0 & \frac{1}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} & 0 & \frac{1}{L_s \sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-41})$$

Où σ est le coefficient de dispersion.

Le développement des flux en fonction des courants dans les équations des tensions (I.4) et (I.7) aboutit à la représentation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_s \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) & 0 & -L_m \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \\ L_s \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) & R_s & L_m \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) & 0 \\ 0 & -L_m \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) & R_r & -L_r \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \\ L_m \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) & 0 & L_r \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-42})$$

On a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s : \text{Vitesse angulaire des axes } d, q \text{ dans le repère statorique.}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r : \text{Vitesse angulaire des axes } d, q \text{ dans le repère rotorique.}$$

$$\text{Et } \omega = \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r = p\Omega$$

Alors le système (I-42) devient :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_s \omega_s & 0 & -L_m \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s & L_m \omega_s & 0 \\ 0 & -L_m \omega_r & R_r & -L_r \omega_r \\ L_m \omega_r & 0 & L_r \omega_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-43})$$

I.5.1.2 Les équations de couple électromagnétique et mécanique:

L'expression du couple électromagnétique C_{em} est définie à l'aide de la formule suivante :

$$P_m = C_{em} \cdot \Omega \quad (\text{I-44})$$

Où

P_m : est la puissance mécanique calculée à partir de l'expression de la puissance électrique instantanée :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} [\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}] \quad (\text{I-45})$$

La partie mécanique est modélisée à partir de l'équation fondamentale de la dynamique appliquée aux solides en rotation :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega$$

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p}$$

$$\frac{d}{dt} \Omega = \left[p \frac{L_m}{J \cdot L_r} [\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}] \right] - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega \quad (\text{I-46})$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω : Vitesse mécanique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

$f.\Omega$: Terme de couple de frottement visqueux

I.6 Mise en équation d'état :

Le modèle utilisé où tous les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans le repère $(d - q)$, et qui est donné par :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bv \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{I-47})$$

Avec :

$$\begin{cases} v = [v_{sd} \quad v_{sq}]^T \\ x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \varphi_{rd} \quad \varphi_{rq}]^T = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4]^T \end{cases} \quad (\text{I-48})$$

Les variables x sont composés de deux états électriques (i_{sd}, i_{sq}) et deux états magnétiques ($\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$).

Après la simplification sur les équations (I-41), (I-43) et (I-46), on a :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{(1-\sigma)}{\sigma}\right) & \omega_s & \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} & \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \frac{1}{L_m} \omega_r \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{(1-\sigma)}{\sigma}\right) & -\frac{(1-\sigma)}{\sigma} \frac{1}{L_m} \omega_r & \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} \\ \frac{L_m}{T_i} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Pour le référentiel lié au stator $(d - q)$ c'est-à-dire $\omega_s = 0$, la matrice A devient :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{(1-\sigma)}{\sigma}\right) & 0 & \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} & \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \frac{p}{L_m} \Omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{(1-\sigma)}{\sigma}\right) & -\frac{(1-\sigma)}{\sigma} \frac{p}{L_m} \Omega & \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} \\ \frac{L_m}{T_i} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p.\Omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad : \text{Coefficient de dispersion total.}$$

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

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

A : Matrice fondamentale qui caractérise le système.

B : Matrice d'entrée.

C : Matrice de sortie.

➤ Discrétisation des équations d'état :

Pour la simulation nous avons discrétisé préalablement l'équation (I-74), on évalue $x(t)$ et $y(t)$ uniquement en $t=kT$, $k=0, 1, 2, \dots$, alors l'équation d'état deviennent :

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d x(k) + B_d v(k) \\ y(k+1) = C_d x(k) \end{cases}$$

$$\text{Avec : } A_d = e^{AT}, \quad B_d = \int_0^T e^{A\tau} d\tau B, \quad C_d = C.$$

$$\text{Où } e^{AT} = I + AT + \frac{A^2 T^2}{2!} + \dots + \frac{A^k T^k}{k!}$$

Le calcul de B_d peut être effectuée en utilisant le développement en série de la matrice e^{AT} .

$$\int_0^T e^{A\tau} d\tau = \int_0^T \left(I + A\tau + \frac{A^2 \tau^2}{2!} + \dots \right) d\tau = TI + \frac{T^2 A^2}{2!} + \dots + \frac{T^k A^k}{k!}$$

Ce qui implique :

$$B_d = \left\{ TI + \frac{T^2 A^2}{2!} + \dots + \frac{T^k A^k}{k!} \right\} B$$

I.7 les résultats de la simulation :

Notons que les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe.

On va simuler numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50Hz et sans l'application de perturbation ($C_r = 0$), et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (I.5).

La figure (I.6) représente l'évolution des paramètres de la machine asynchrone de l'essai en charge après un démarrage à vide, avec une valeur de $C_r = 0.015 \text{ N.m}$.

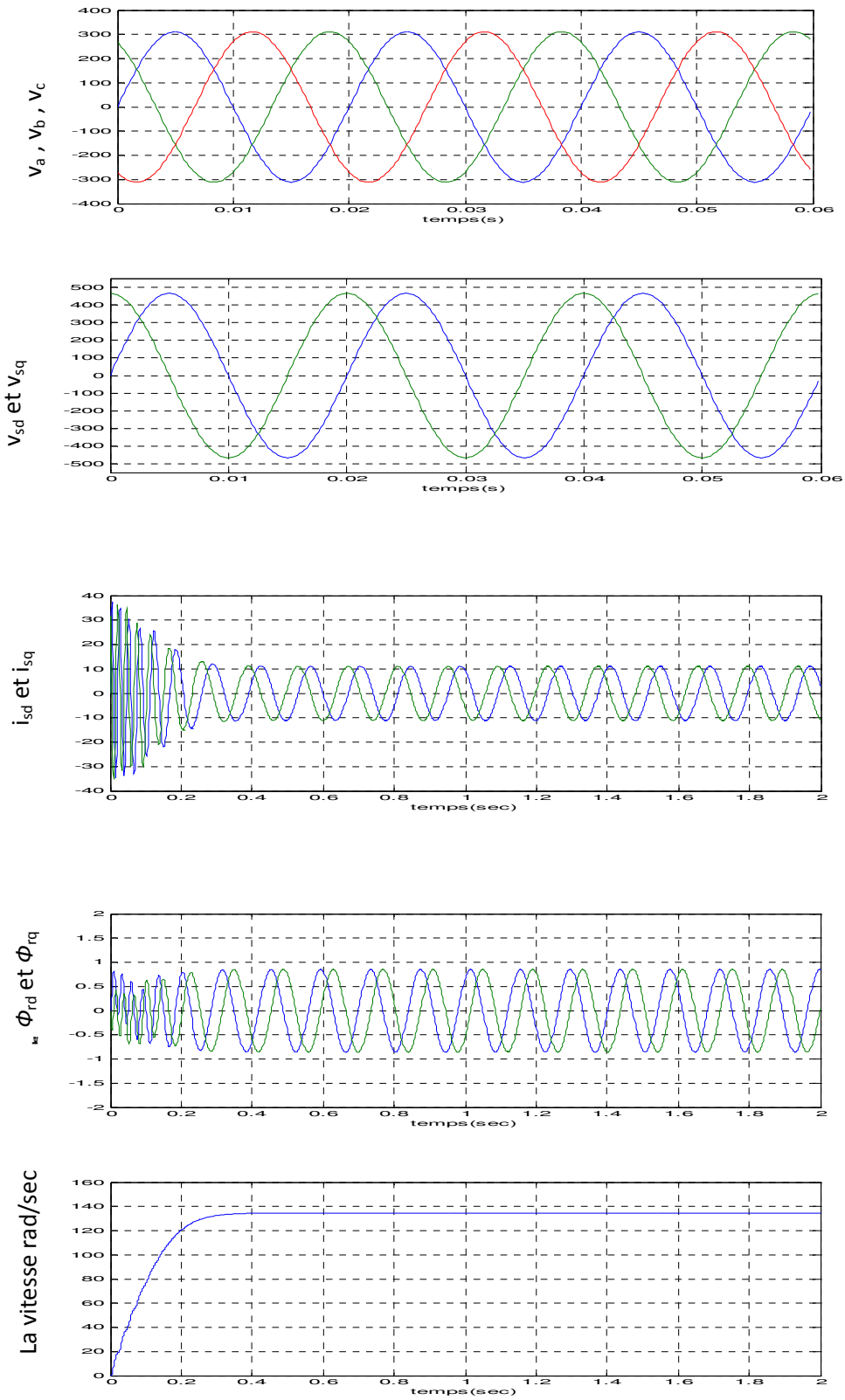


Fig. I.5 : Résultats de simulation à vide du modèle de la MAS.

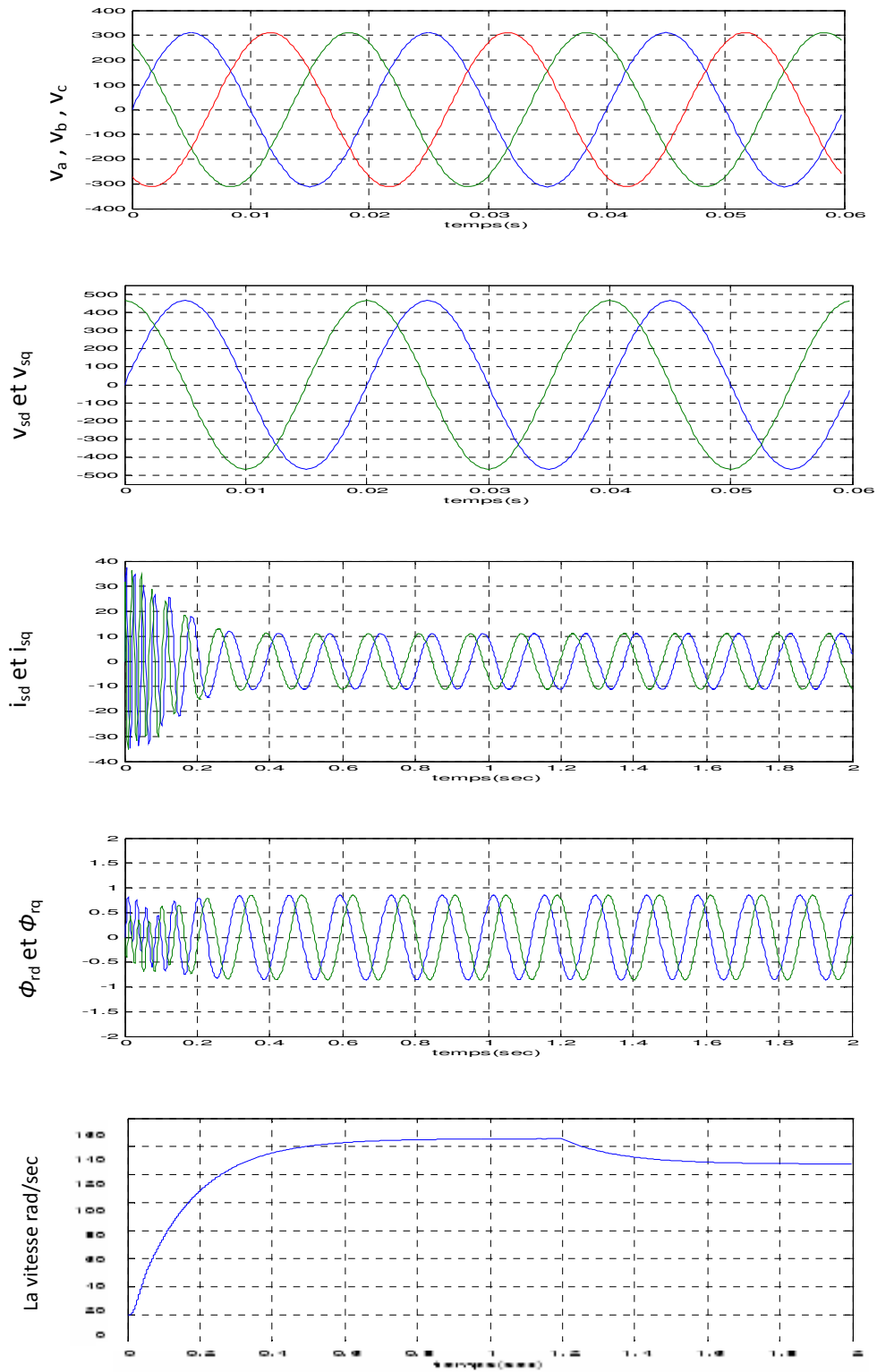


Fig. I.6 : Résultats de simulation en charge de la MAS.

I.8 Conclusion :

On a établi dans ce premier chapitre le modèle de la machine asynchrone en passant du système réel triphasé au système biphasé linéaire dans le cadre de la transformation de Park.

La simulation du modèle de la machine asynchrone nous permet de valider le modèle établi et de montrer notamment le caractère bien connu de la non linéarité entre les grandeurs flux et couple.

Dans le but de contrôler les grandeurs de sortie, on a recours à la commande par mode glissant. Cette dernière permet d'avoir un contrôle des courants et par conséquent le couple. Un exposé sur la théorie de cette méthode sera l'objet du deuxième chapitre.

CHAPITRE II

Concepts généraux sur le réglage par mode glissant

II.1 Introduction

Dans la formulation de n'importe quel problème de commande, il y a typiquement des anomalies entre le système réel et le modèle mathématique développé pour la conception de contrôle. Cette distinction peut être due à la variation des paramètres de la dynamique du système ou à l'approximation du comportement complexe de système par un modèle. Ceci a mené à un intérêt intense pour l'élaboration des méthodes de contrôle robustes qui cherchent à résoudre ce problème [Fad 04].

Les algorithmes de commande classiques par exemple à action proportionnelle intégrale dérivée, peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à de fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations.

Afin d'obtenir ce régime glissant, une loi de commande est requise pour avoir une nature discontinue, c'est à dire que la structure du système a besoin d'être modifiée dans le temps. Un tel système est appelé système à structure variable [Haj 97].

La caractéristique principale de ces systèmes est la commutation de leurs lois de commandes sur une surface choisie a priori, appelée surface de glissement, afin d'y maintenir sous certaines conditions, le point représentatif de l'évolution du système [Fad 04].

Dans ce chapitre, on présente les concepts généraux de la commande des systèmes à structure variable ainsi que des notions générales sur la technique des modes glissant.

II.2 Introduction aux systèmes de réglage à structure variable:

II.2.1 Historique:

Une attention considérable a été concentrée sur la commande du système non linéaire à dynamique incertaine, souvent sujet aux perturbations et aux variations paramétriques. La théorie des systèmes à structure variable et les modes des glissements associés a fait l'objet d'études détaillées au cours des trente dernières années [Tam 00] [Ham 03] et [Chen 01]. Des contrôleurs à structure variable ont fait leur application dans la littérature soviétique [Eme 67], [Utk 77], et ont été largement identifiés comme une approche potentielle à ce problème [Gao 93].

Des recherches sur la commande à structure variable ont été données par Decarlo et d'autre (1998), Hung et d'autre (1993), l'action de commande force la trajectoire de systèmes à intercepter l'espace d'état intitulé surface du glissement. Les trajectoires de système sont alors confondues avec la surface de glissement durant l'utilisation des commandes à une grande vitesse de commutation. L'avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode glissant, est la robustesse contre le changement des paramètres ou des perturbations. Le phénomène "chattering" associé à la commande par mode glissant, présente un inconvénient majeur parce qu'il peut exciter la dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable. Plusieurs méthodes pour réduire ce phénomène ont été proposées.

II.2.2 Systèmes à structure variables:

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion de système à structures variables intervient. Il en découle la définition suivante:

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant [Gao 93]. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [Ach 05].

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface, puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement [Slo 86].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [Gao 93]:

- Le mode de convergence (MC): c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x,y)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et de critère de convergence.
- Le mode de glissement (MG): c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x,y)=0$.
- Le mode de régime permanent (MRP): ce mode est ajouté pour l'étude de réponse du système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [Gao 93].

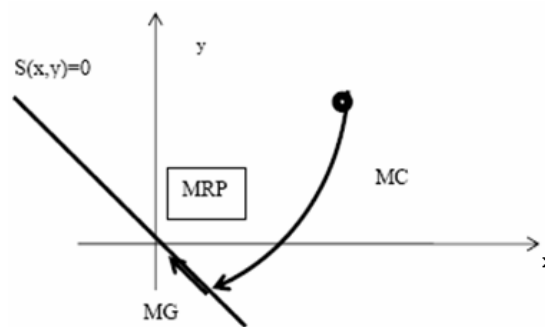


Fig. II.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

II.3 Principe du réglage par mode glissant:

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation

appropriée autour de celle-ci jusqu' au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. Parmi les propriétés des modes glissants, on cite [Bac 94] :

- La trajectoire d'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure à celle de l'espace d'état, par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.
- La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.

II.3.1 Configuration de base pour les systèmes à structure variable :

Soit le système dynamique non-linéaire analytique suivant:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)v(t) \\ y = C^T x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

Où $x \in X$, un ouvert de R^m et v est la fonction de commande (discontinue).

$v : R^m \rightarrow R$, $f(x, t)$ et $g(x, t)$; des champs des vecteurs définis dans un ouvert de R^m ,

avec $g(x, t) \neq 0, \forall x \in X$.

On peut distinguer deux configurations de base pour les systèmes à structure variable :

- Une première configuration permettant un changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable avec deux retours d'état différent figure (II.2).

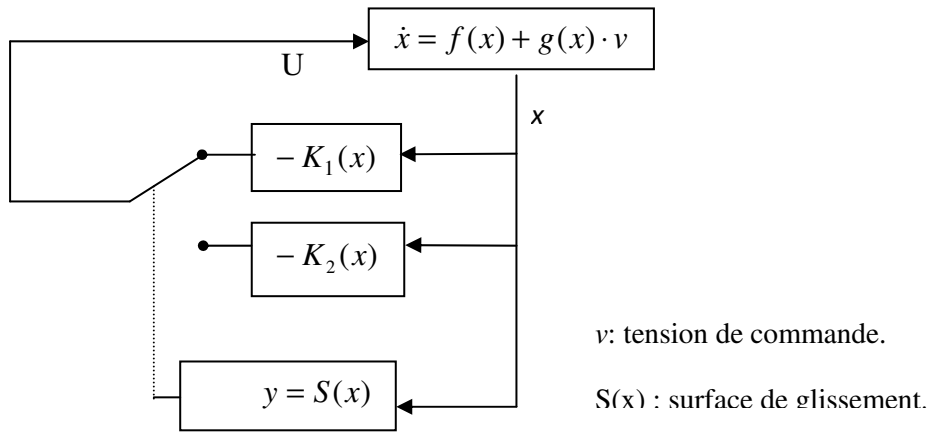


Fig. II.2 : Configuration par changement de retour d'état

Suivant que $S(x)$ est positif ou négatif, la commande v est donnée par :

$$\begin{cases} v = -K_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ v = -K_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

En mode glissant, le système évolue sur la surface de glissement, par conséquent $S(x)=0$.

- Une autre configuration permet la variation de la structure du système par simple commutation au niveau de l'organe de commande qui doit être conçu de sorte que la grandeur de commande v ne prenne que deux valeurs constantes V_{max} et V_{min} figure (II.3).

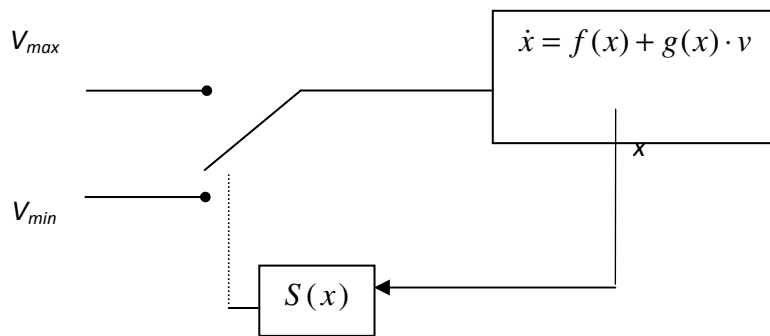


Fig. II.3 : Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande

Cette configuration nécessite un organe de commande qui possède une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre. La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon:

$$v = \begin{cases} V_{\max} & \text{si } S(x) > 0 \\ V_{\min} & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

II.3.2 Condition d'existence du mode glissant:

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre V_{\max} et V_{\min} . Ce phénomène est illustré dans la figure (II.4) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_{s1} et x_{s2} . [Fad 04].

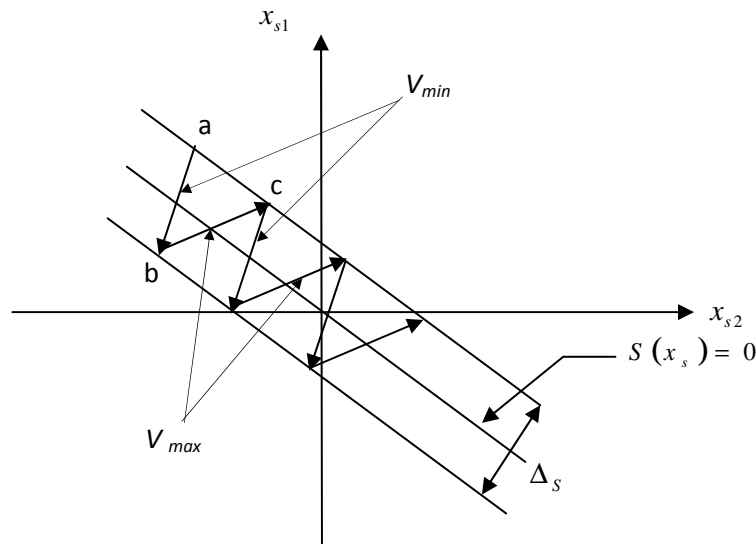


Fig. II.4 : Démonstration du mode de glissement

On considère d'abord une hystérésis sur la loi de commutation $S(x) = 0$, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta_S$. Une trajectoire avec $V = V_{\max}$ touche au point "a" le seuil de basculement intérieur. Si avec $V = V_{\min}$, la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point "b" le seuil de basculement supérieur où à lieu de commutation sur $V = V_{\max}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touchera le point "c" le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y'a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérésis. Par conséquent la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $S(x) = 0$ et le vecteur x suit une trajectoire qui respecte cette condition.

II.4 Conception de la commande par mode de glissement :

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

1. Le choix de la surface.
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

II.4.1 Choix de la surface de glissement:

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme. En fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant [Tam 00], [Ham03].

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)v(t) \\ y = C^T x, \quad y \in R^m \end{cases}$$

Il faut choisir m surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension m . En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état », Celle ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation. Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. Le professeur J. J. Slotine [Slo 86] propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \tag{II-4}$$

Avec :

$e(x)$: L'écart de la variable à régler. $e(x) = x_{ref} - x$.

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$, $S(x) = e(x)$.

Pour $r = 2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$.

Pour $r = 3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

$S(x) = 0$: est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r ».

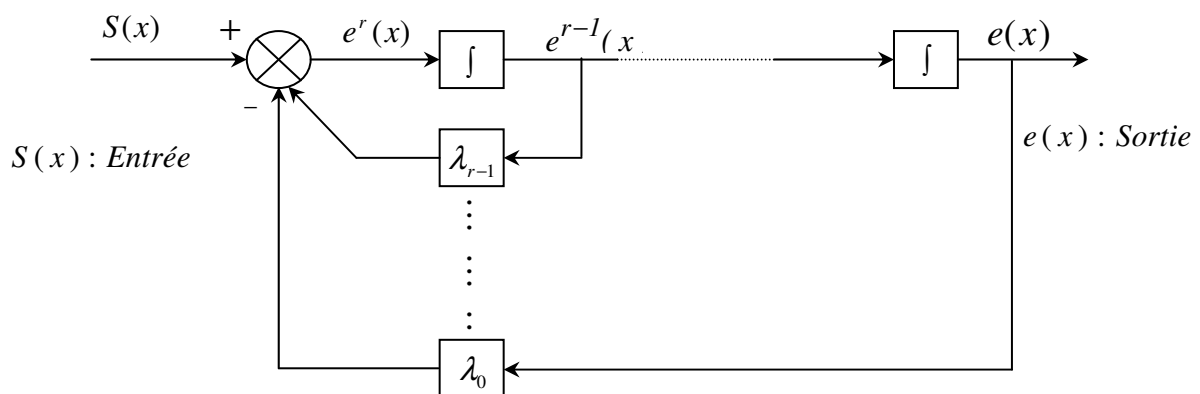


Fig. II.5 : Linéarisation exacte de l'écart.

II.4.2 Conditions de convergence :

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

II.4.2.1 Fonction directe de commutation:

Elle est proposée et étudiée par [Emi 67] et [Utk 77]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{II-5})$$

II.4.2.2 Fonction de LYAPUNOV:

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$), l'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande V tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [Tam 00].

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{II-6})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) \quad (\text{II-7})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II-8})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés Figure(II.6). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

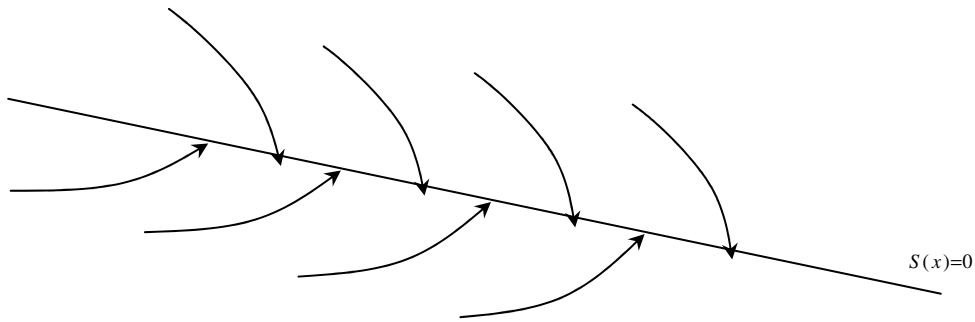


Fig. II.6 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

II.4.3 Calcul de la commande:

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre V_{Max} et V_{Min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement figure (II.7). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « broutement » ou « Chattering » apparaissent dans le mode de glissement.

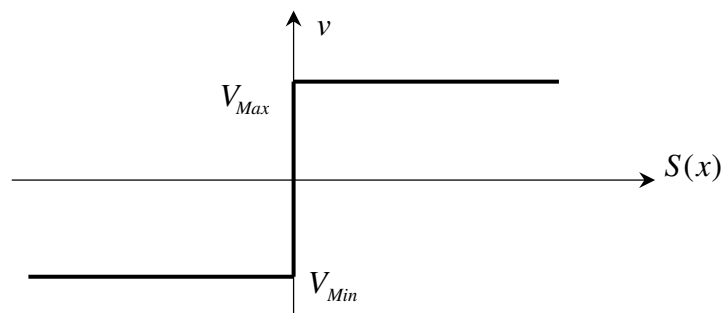


Fig. II.7 : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

II.4.3.1 Définition des grandeurs de commande:

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties, une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$v(t) = v_{eq}(t) + v_N \tag{II-9}$$

$v_{eq}(t)$ Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov [Fil 60] et Utkin [Utk 77]. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par : $\dot{S}(x) = \dot{e}(t) = 0$

$v_N(t)$: est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence suivant : $S(x)\dot{S}(x) < 0$, Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence. Donc cette commande est garanti l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement.

Le terme v_N est donné par :

$$v_N = \dot{S}(x) = -K \cdot \text{sign}(S(x))$$

Avec :

$$K > 0; S(x) = \begin{cases} +1 & \text{si } S > 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases}$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre V_{Max} et V_{Min} .

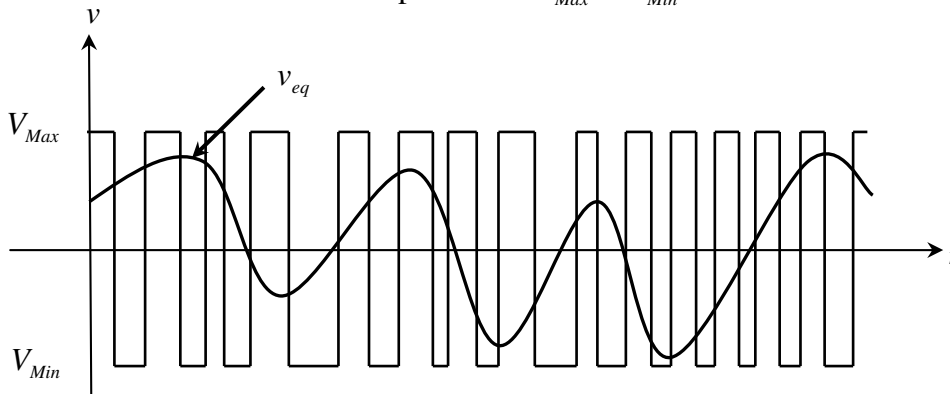


Fig. II.8 : La valeur v_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre V_{Max}

et V_{Min} .

II.4.3.2 Expression analytique de la commande:

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (II-10) .

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)v(t) \quad (\text{II-10})$$

Le vecteur v est composé de deux grandeurs : v_{eq} et v_N , soit :

$$v(t) = v_{eq}(t) + v_N \quad (\text{II-11})$$

A partir des équations (II-10) et (II-11), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)v_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)v_N\} \quad (\text{II-12})$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$v_{eq}(t) = -\left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}, \quad v_N = 0 \quad (\text{II-13})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme v_{eq} par sa valeur (II-13) dans l'équation (II-10), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)v_N\} \quad (\text{II-14})$$

Le problème revient à trouver v_N tel que :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)v_N\} < 0 \quad (\text{II-15})$$

La solution la plus simple est de choisir v_N sous la forme de relais Figure (II.9). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$v_N = K \cdot \text{signe} (S(x)) \quad (\text{II-16})$$

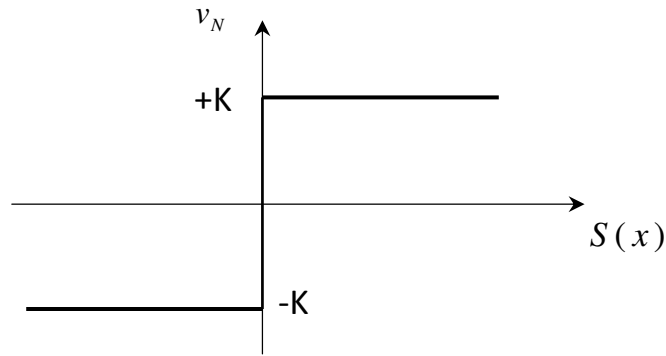


Fig. II.9 : Représentation de la fonction « Signe »

En remplaçant l'expression (III-16) dans (III-15), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)K|S(x)| < 0 \quad (\text{II-17})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$ est toujours négatif pour la classe des systèmes que nous considérons.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (II-17). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons de fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [Tam 00].

II.4. 4 Elimination du phénomène de chattering:

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [Tam 00].

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « signe » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences.

On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation Fig (II.10):

- Fonction **SAT** :

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ Sat(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| < \mu \end{cases}$$

μ : Un paramètre petit et positif.

- Fonction **SMOOTH** :

On peut aussi remplacer la fonction « signe » par une fonction de classe C^1 . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction, figure (II.11).

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu}$$

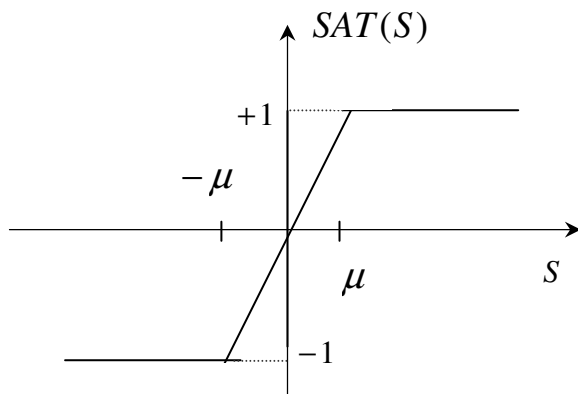


Fig. II.10: Fonction « SAT ».

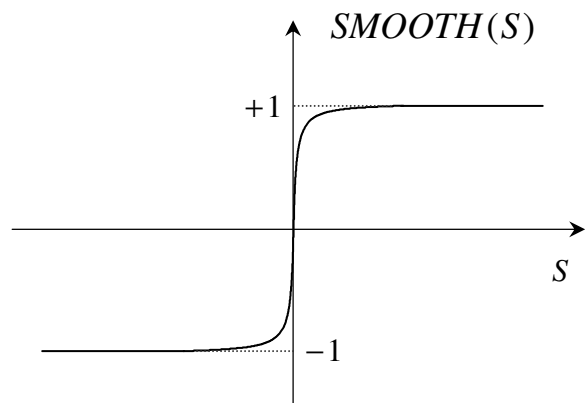


Fig. II.11: Fonction « SMOOTH ».

II.5 Domaine d'application du réglage par mode glissant :

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables, complètement ouvertes ou complètement fermées. Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques 10Hz.

Les entraînements électriques pour des machines outils ou des robots, entraînements qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant.

Il faut mentionner que dans certains domaines tels que : les processus chimiques et métallurgies, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions, le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages cités précédemment [Dec 05].

II.6 Les avantages de la commande par mode glissant :

Cette commande présente les caractéristiques suivantes :

- ✓ La réponse du système est insensible et robuste aux variations de certains paramètres et aux effets troubles de la charge, et perturbations ;
- ✓ Il suffit de connaître une borne pour v , ce qui simplifie le réglage ;
- ✓ Le choix de la surface de commutation est assez libre ;
- ✓ La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être supprimée au prix d'une augmentation de v .

II.7 Conclusion :

Ce chapitre est un rappel de la théorie des systèmes à structure variable et des modes glissants. La commande par mode glissant était synthétisée pour le fonctionnement des systèmes non-linéaires où les paramètres incertains et variables ne peuvent influencer la robustesse de cette technique. Par ailleurs, on peut choisir plusieurs formes de la surface de glissement, de même qu'on peut travailler sur plusieurs surfaces en même temps.

Vu les nombreux avantages de cette méthode, on a essayé d'utiliser cette commande dans le cas d'un moteur asynchrone et ceci pour rendre le moteur robuste du point de vue variations paramétriques et qui fera l'objectif du chapitre suivant.

CHAPITRE III

L'application de la commande
par mode glissant à la machine
asynchrone

III.1 Introduction :

Il est connu que les techniques exploitant les modes glissant, appliquées pour synthétiser une loi de commande, ont l'avantage de présenter une certaine robustesse par apport aux dérives paramétriques du système à commander avec des réponses dynamiques rapides et précises. [Ben 98], [Ben 99], [Sab 81].

La commande par mode glissant est adaptée aux systèmes non linéaires. Elle est caractérisée par des propriétés de robustesse vis-à-vis des perturbations externes et des variations paramétriques.

La surface de glissement est déterminée sur la base du système et des performances désirées, tandis que la loi de commande est choisie dans le but d'assurer la condition de convergence et de glissement, c'est-à-dire l'attractivité des surfaces de commutation [Sot 95], [Bos 85], [Mro 02].

Dans ce chapitre, et après avoir dans la synthèse de la loi de commande par mode glissant, on donne les différents résultats obtenus par simulation pour permettre une évaluation de la robustesse et des performances de ce mode de réglage à structure variable.

III.2 Description :

Dans ce chapitre nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissant à la machine asynchrone et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au deuxième chapitre. La technique de mode glissant permet de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux. La structure cascade impose un choix de deux surfaces sur les deux axes. La boucle de régulation permet de contrôler les deux courants (i_{sd}, i_{sq}).

La figure (III.1) représente la structure en cascade des régulateurs en mode de glissement appliquée à la machine asynchrone. L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à réguler. Les variables sont le courant directe pour l'axe d et le courant en quadrature pour l'axe q .

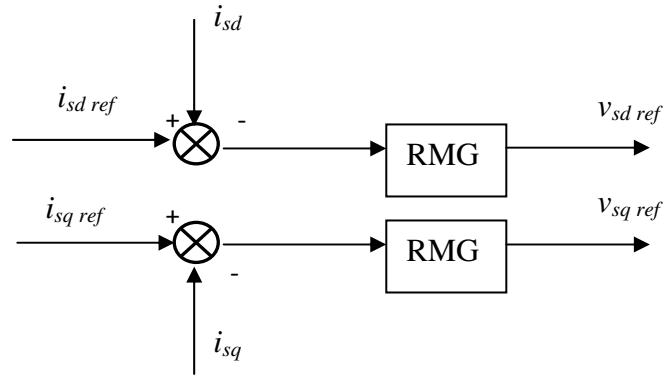


Fig. III.1: Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement.

On donne d'abord le modèle d'état du système à régler puis, on détermine la commande équivalente et la loi de commutation associée à la surface de glissement ainsi que la vérification de la condition d'existence du mode de glissement. Nous allons montrer aussi les avantages apportés par ce type de commande après illustration et visualisation des résultats de simulation.

III.3 Commande non linéaire par mode glissant :

III.3.1 Modèle du moteur asynchrone :

Le modèle utilisé est le modèle trouvé en chapitre I, dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator et qui sera qualifié de modèle $d-q$.

Le modèle est donné par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot v(t) \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$$\begin{cases} v = [v_{sd} & v_{sq}]^T \\ x = [i_{sd} & i_{sq} & \varphi_{rd} & \varphi_{rq}]^T = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4]^T \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Les variables x sont composés de deux états électriques (i_{sd}, i_{sq}) et deux états magnétiques (ϕ_{rd}, ϕ_{rq}).

f et g sont des fonctions des variables x .

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\lambda \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot \Omega + \delta \cdot v_{sd} \\ \dot{x}_2 = -\lambda \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \Gamma \cdot \Omega \cdot x_3 + \delta \cdot v_{sq} \\ \dot{x}_3 = \frac{L_m}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot \Omega \\ \dot{x}_4 = \frac{L_m}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot \Omega \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{L_m} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ \eta = \frac{p \cdot L_m}{J \cdot L_r} \end{cases}$$

➤ **Remarque:**

Les changements de notations ont été effectués dans le but de simplifier l'écriture des équations comme suit:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{d}{dt} i_{sd} \\ \dot{x}_2 = \frac{d}{dt} i_{sq} \\ \dot{x}_3 = \frac{d}{dt} \varphi_{rd} \\ \dot{x}_4 = \frac{d}{dt} \varphi_{rq} \end{cases}$$

III.3.2 Choix des surfaces de glissements :

Afin de réguler les courants statoriques, on choisi les surfaces de glissement suivantes :

$$\text{➤ Surface de glissement pour le courant } i_{sd} : \quad S_1 = x_1 - x_{1ref} \quad (\text{III.5})$$

$$\text{➤ Surface de glissement pour le courant } i_{sq} : \quad S_2 = x_2 - x_{2ref} \quad (\text{III.6})$$

III.4 La commande équivalente pour l'invariance:

La condition nécessaire pour que les états du système suivent la trajectoire définie par les surfaces de glissement est $\dot{S}_{i(i=1,2)} = 0$. La commande équivalente v_{eq} est la commande assurant $\dot{S}_i = 0$ pour le système en fonctionnement nominal.

$\dot{S}_i = 0$ donne:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \frac{d}{dt} x_1 - \frac{d}{dt} x_{1ref} = 0. \\ \dot{S}_2 = \frac{d}{dt} x_2 - \frac{d}{dt} x_{2ref} = 0.. \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

En remplaçant (III.7) dans (III.3) on aura:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -\lambda \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot \Omega + \delta \cdot v_{ds} - \frac{d}{dt} x_{1ref} \cdot \\ \dot{S}_2 = -\lambda \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \Gamma \cdot \Omega \cdot x_3 + \delta \cdot v_{qs} - \frac{d}{dt} x_{2ref} \cdot \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

III.4.1 L'utilisation de la fonction signe :

Pour avoir un mode de glissement avec la fonction signe il faut résoudre le système suivant l'attractivité de la surface S_i :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -M_1 \cdot \text{sign}(S_1). \\ \dot{S}_2 = -M_2 \cdot \text{sign}(S_2). \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Le choix des gains M_1 et M_2 est fera suivant le temps d'attractivité souhaite au temps d'établissement.

Le développement du calcul nous donne les nouvelles commandes qui sont injectées dans notre système:

$$\begin{cases} \dot{v}_{sd} = \frac{(-M_1 \cdot \text{sign}(S_1)) - \left[-\lambda \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot \Omega - \frac{d}{dt} x_{1ref} \right]}{\delta} \\ \dot{v}_{sq} = \frac{(-M_2 \cdot \text{sign}(S_2)) - \left[-\lambda \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \Gamma \cdot \Omega \cdot x_3 - \frac{d}{dt} x_{2ref} \right]}{\delta} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

III.4.2 L'utilisation de la fonction Saturation (Sat) :

Pour avoir un mode de glissement avec la fonction Sat, il faut résoudre le système suivant:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -M_1 \cdot \text{Sat}(S_1) \\ \dot{S}_2 = -M_2 \cdot \text{Sat}(S_2) \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

La fonction Sat est donnée comme suit:

$$\begin{cases} \text{Sat}(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ \text{Sat}(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \\ \text{Sat}(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| < \mu \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Les nouvelles commandes qui sont injectées dans notre système sont :

$$\begin{cases} \dot{v}_{sd} = \frac{(-M_1 \cdot \text{Sat}(S_1)) - \left[-\lambda \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot \Omega - \frac{d}{dt} x_{1ref} \right]}{\delta} \\ \dot{v}_{sq} = \frac{(-M_2 \cdot \text{Sat}(S_2)) - \left[-\lambda \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \Gamma \cdot \Omega \cdot x_3 - \frac{d}{dt} x_{2ref} \right]}{\delta} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

III.5 Le temps d'établissement :

En générale : $\dot{S} = -M \cdot \text{sign}(S)$.

Donc :

Si $S > 0$.

$$\dot{S} = -M \quad (\text{III.14})$$

$$\Rightarrow \frac{dS}{dt} = -M \quad (\text{III.15})$$

$$\Rightarrow dS = -M \cdot dt \quad (\text{III.16})$$

$$\Rightarrow \int_{S(0)}^{S(t_s)} dS = \int_0^{t_s} -M \cdot dt \quad (\text{III.17})$$

$$\Rightarrow S(t_s) - S(t_0) = -M \cdot t_s \quad (\text{III.18})$$

À l'instant t_s : $S(t_s) = 0$

$$\Rightarrow t_s = \frac{|S(0)|}{M} \quad (\text{III.19})$$

$$\Rightarrow t_{s1} = \frac{|S_1(0)|}{M_1} \quad \text{et} \quad t_{s2} = \frac{|S_2(0)|}{M_2}$$

Après ces calculs on peut fixer le temps d'établissement pour trouver les gains de glissement M_1 et M_2 .

$$M_1 = \frac{|S_1(0)|}{t_{s1}} \quad (\text{III.20})$$

$$M_2 = \frac{|S_2(0)|}{t_{s2}} \quad (\text{III.21})$$

➤ Paramètres et caractéristiques de la M.AS utilisées en simulation

[Urs 04] :

• Caractéristiques :

$f_S = 50\text{Hz}$ Fréquence du réseau industriel.

$V_N = 220/380\text{V}$ Tension du réseau.

$C_r = 0.015\text{ N.m}$ Couple résistant.

• Paramètres :

$R_S = 7.8\ \Omega$ Résistance statorique.

$R_R = 6.96\ \Omega$ Résistance rotorique.

$L_S = 0.499\text{ H}$ Inductance statorique.

$L_R = 0.499\text{ H}$ Inductance rotorique.

$M = 0.345\text{ H}$ Inductance mutuelle.

$J = 0.09\text{ Kg.m}^2$ Moment d'inertie.

$p = 2$ Nombre de paires de pôles.

III.6 Résultats de simulation sous MATLAB :

D'abord, il faut noter que $S_1(x)$ désigne la surface de glissement du courant direct pour l'axe d (i_{sd}), et $S_2(x)$ la surface de glissement du courant en quadrature pour l'axe q (i_{sq}). Ainsi, nous avons choisi le temps d'établissement : $t_{s1} = t_{s2} = 2s$ ce qui donne :

$$\begin{cases} M_1 = 0.6 \\ M_2 = 1.1 \end{cases}$$

III.6.1 Essai avec la fonction Signe :

III.6.1.1 Essai à vide :

Pour la simulation, les courants de références (i_{sdref} , i_{sqref}) sont donnés par :

$$i_{sdref} = Amp.\sin(\omega_1.t)$$

$$i_{sqref} = Amp.\sin(\omega_1.t - \frac{\pi}{2})$$

Avec :

$$Amp = 1$$

$$\omega_1 = 2.\pi.f_1 \quad \text{et} \quad f_1 = \frac{1}{2}.$$

La figure (III.2 a) représente les tensions v_{sd} et v_{sq} , on voit que ces tensions sont sinusoïdaux et déphasés de $\frac{\pi}{2}$.

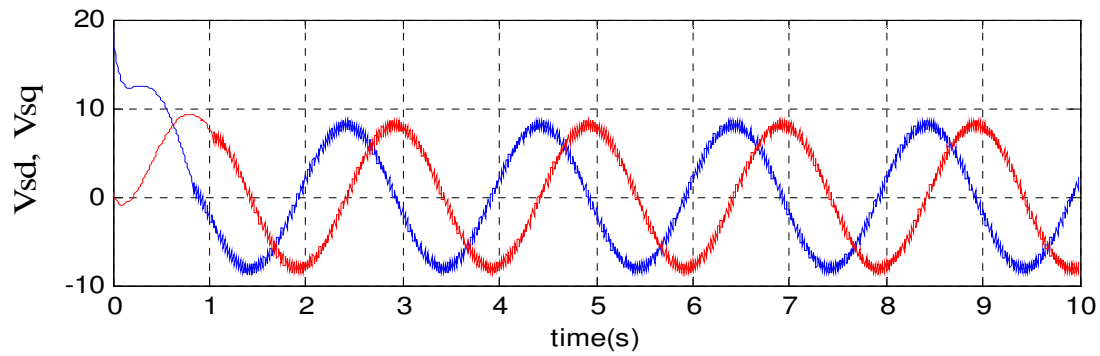
La figure (III.2 b) représente les flux rotoriques suivant l'axe d et q , ces flux sont aussi sinusoïdaux et en quadrature des phases.

La figure (III.2 c) représente les courants i_{sd} et i_{sdref} , on voit très bien que le courant i_{sd} suit le courant de référence i_{sdref} , même remarque pour le courant i_{sq} figure (III.2 d).

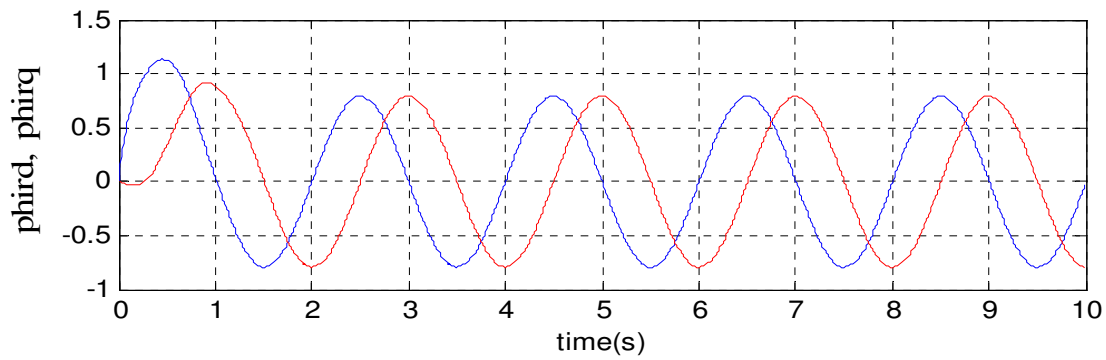
Les courbes de la figure (III.2 e, f) représentent les surfaces de glissement S_1 et S_2 , on remarque que ces surfaces s'annulent au bout quelques secondes.

Enfin, la vitesse est représentée sur la figure (III.2 g), elle évolue progressivement jusqu'à une valeur permanente de 3,1.

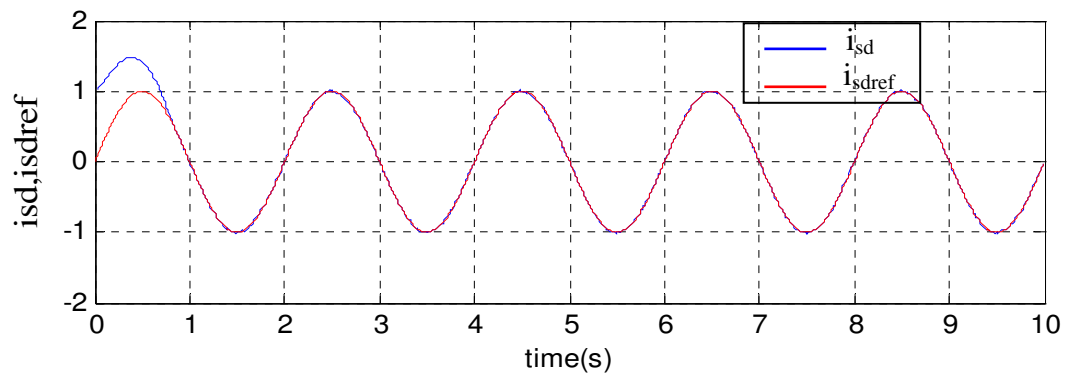
a)



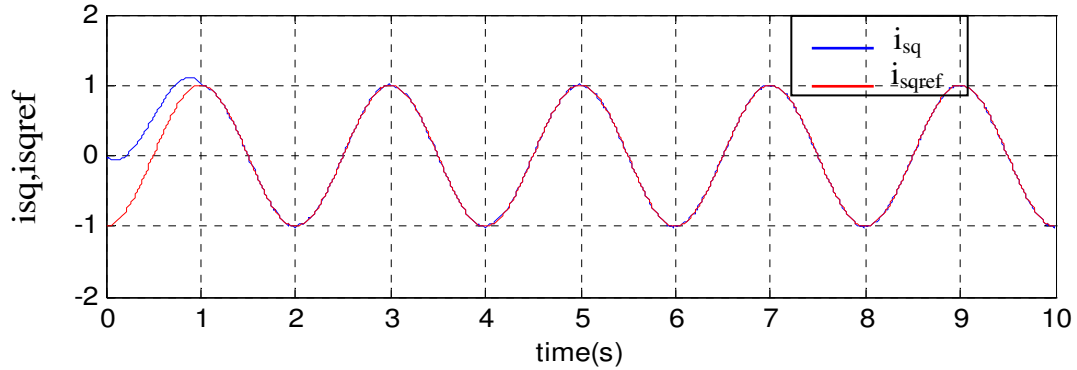
b)



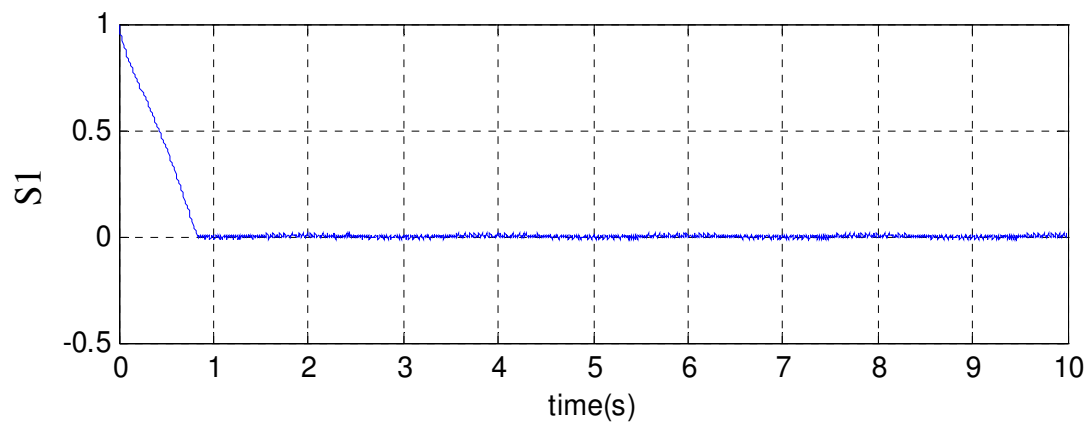
c)



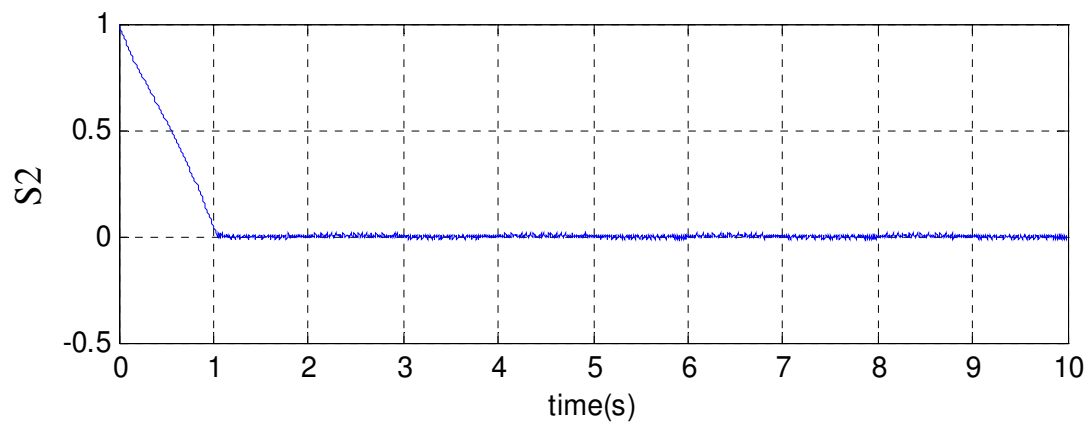
d)

**Fig. III.2 (a, b, c, d): évolution à vide des paramètres électriques.**

e)



f)



g)

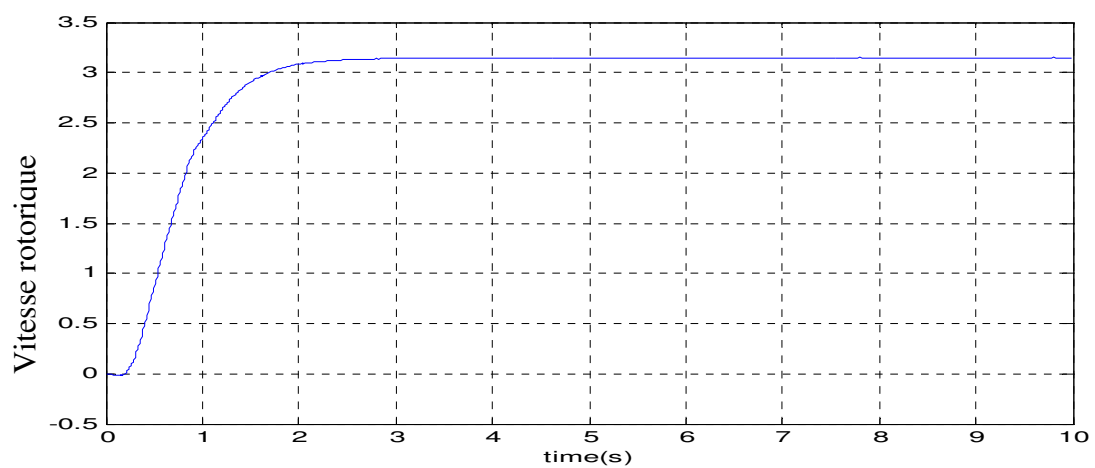


Fig. III.2 (e, f, g): évolution à vide des S_1 et S_2 et la vitesse Ω .

III.6.1.2 Essai en charge après un démarrage à vide :

Dans cette partie on applique une charge de $Cr=0.015 \text{ n.m}$ à partir de l'instant $t=30s$, avec les courants de références (i_{sdref}, i_{sqref}), les même qui sont utilisés à vide.

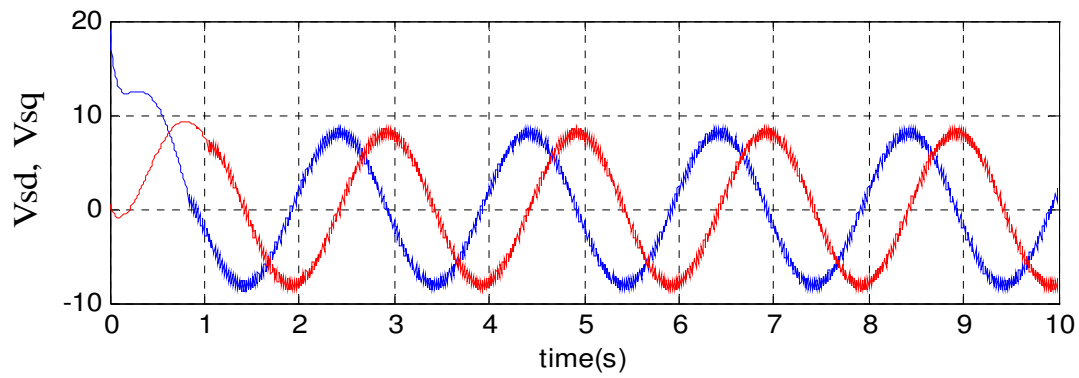
Les tensions v_{sd} et v_{sq} atteignent des établissements sinusoïdaux d'amplitudes constantes voir figure (III.3 a), et les flux rotoriques sont donnés en figure (III.3 b).

La figure (III.3 c) représente les courants statoriques, on voit bien que le courant statorique i_{sd} suit bien le courant de référence i_{sdref} et ceci avant et après l'application de la charge, même remarque pour le courant i_{sq} figure (III.3 d).

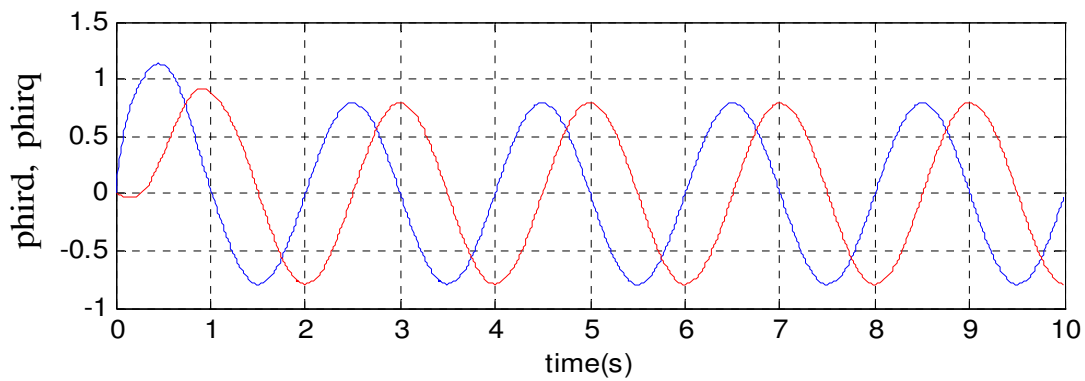
On voit aussi que les deux surface de glissements atteignent les valeurs zéro après 2s, ça veut dire que l'erreur entre les courants des références et les courants i_{sd} du système est nulle, voir figures (III.3 e, f).

La figure (III.3 g) montre qu'après l'application de la charge, on constate une diminution sur l'allure de vitesse de la valeur 3,15 à 2,7.

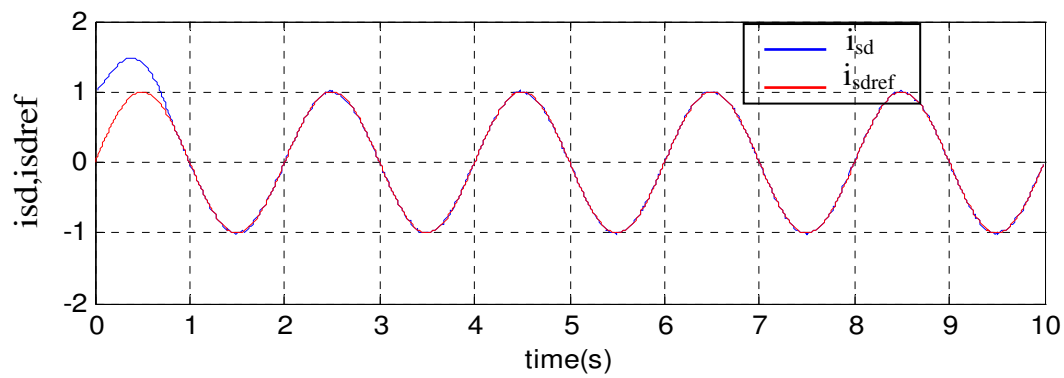
a)



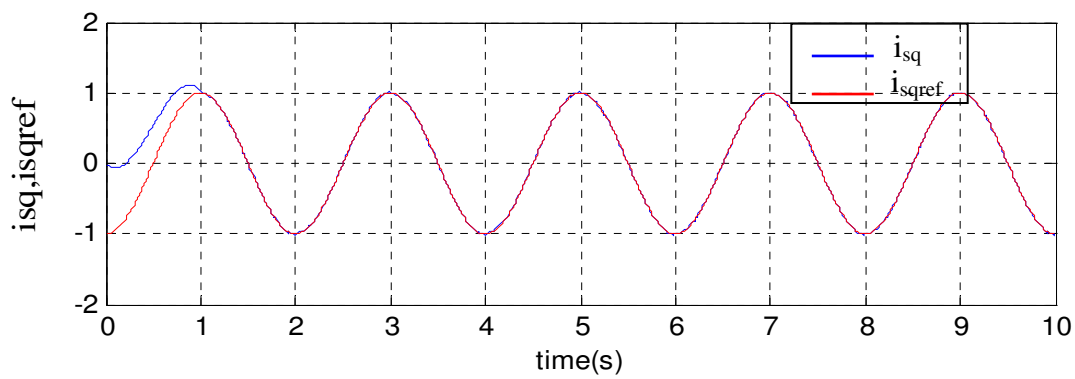
b)



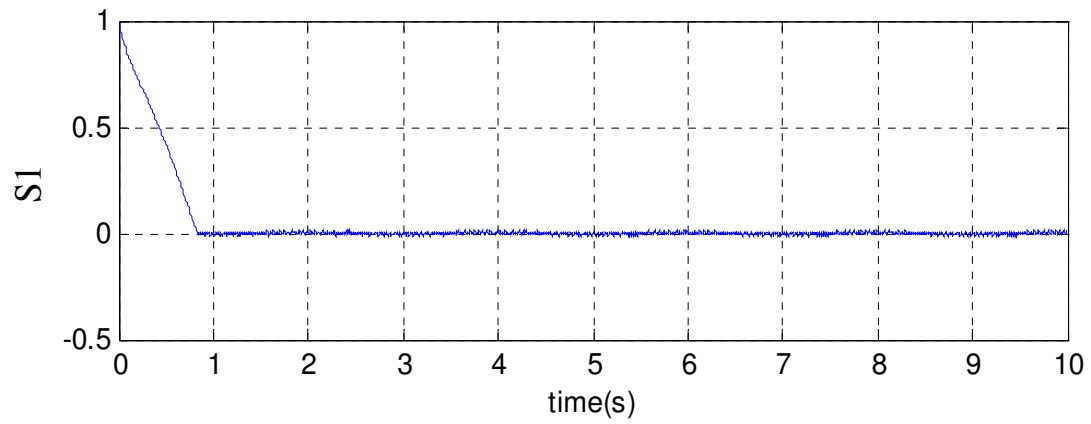
c)



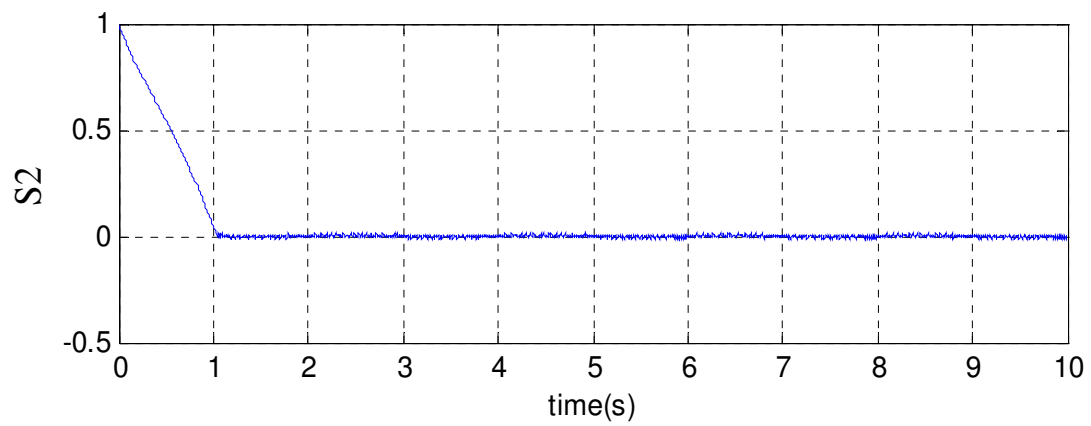
d)

**Fig. III.3 (a, b, c, d): évolution en charge des paramètres électriques.**

e)



f)



g)

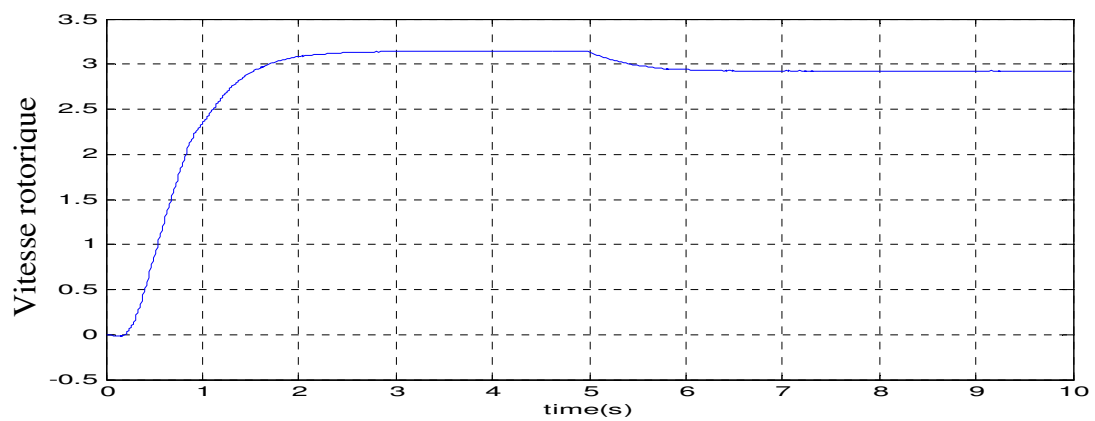


Fig. III.3 (e, f, g): évolution en charge des surface S_1 , S_2 et la vitesse Ω .

III.6.1.3 Essai de variation de la résistance statorique :

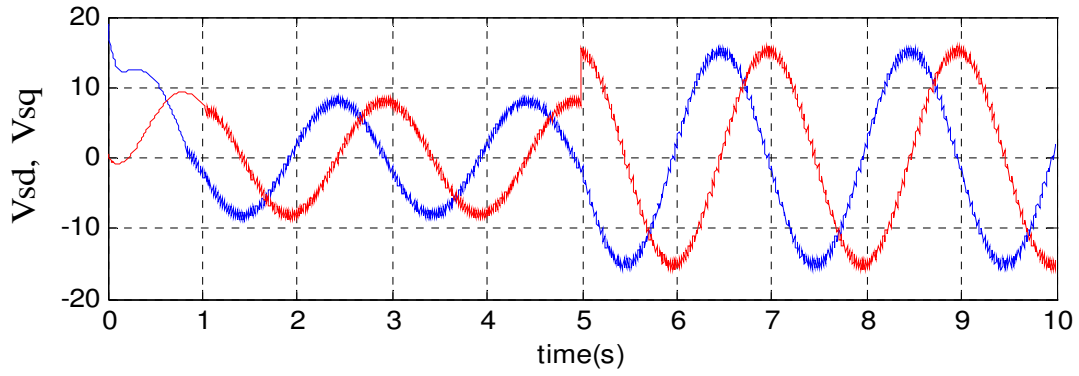
On a augmenté dans cette partie La résistance statorique de 20% de 7,8 à 9,36. La robustesse de la technique par mode glissant aux dérives paramétriques est mise en relief par la variation de la résistance statorique.

A l'instant du changement de la résistance statorique, les tensions v_{sd} et v_{sq} augmentent puis se stabilisent à une valeur supérieur de 9, alors qu'elles étaient de 7.2 avant la variation de la résistance statorique.

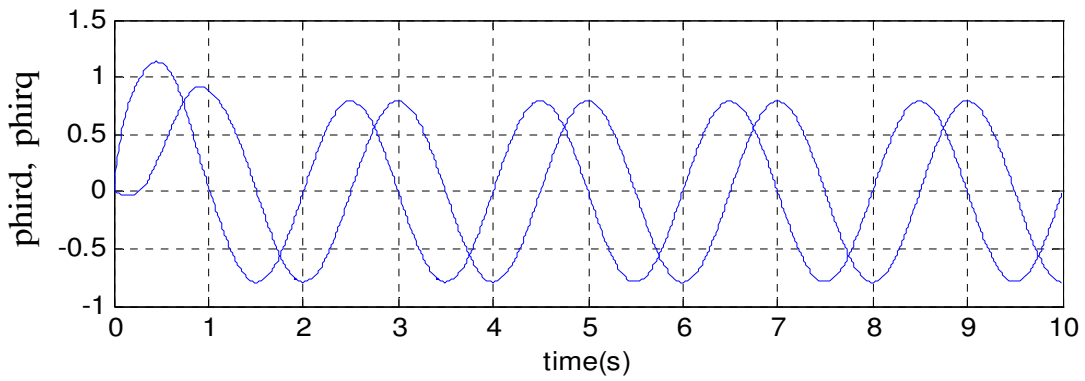
Sur la figure (III.4 b, c, d, e, f, g) on remarque que les flux rotoriques (ϕ_{rd}, ϕ_{rq}) , les courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}) et la vitesse ne changent pas et il n'y a aucune influence sur le comportement de la machine.

On constate aussi l'importance de cette commande sur le maintien de la constante du flux ce qui confirme la robustesse de la commande par mode glissant en présence des variations paramétriques.

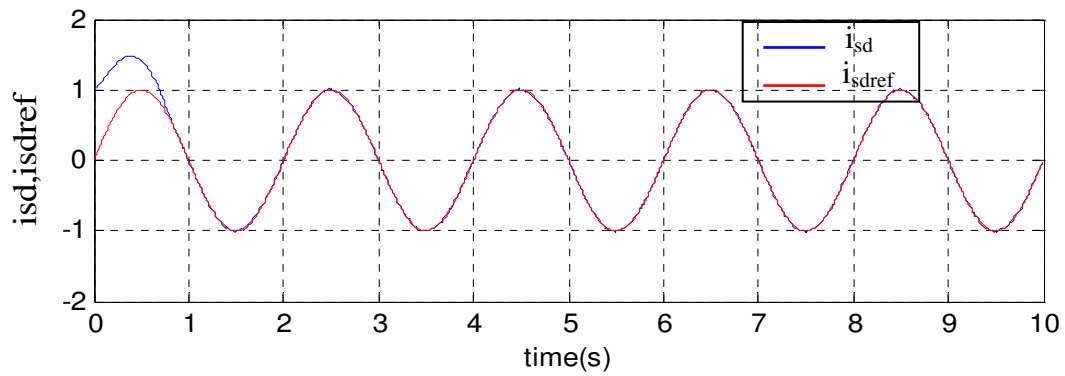
a)



b)



c)



d)

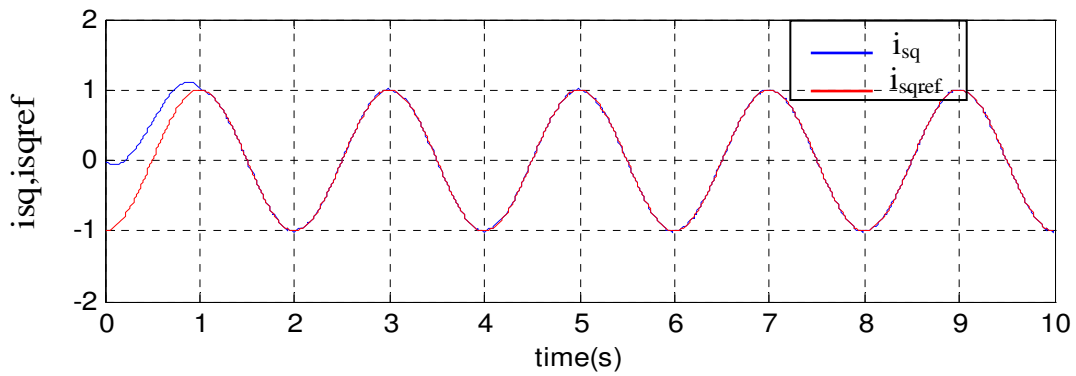
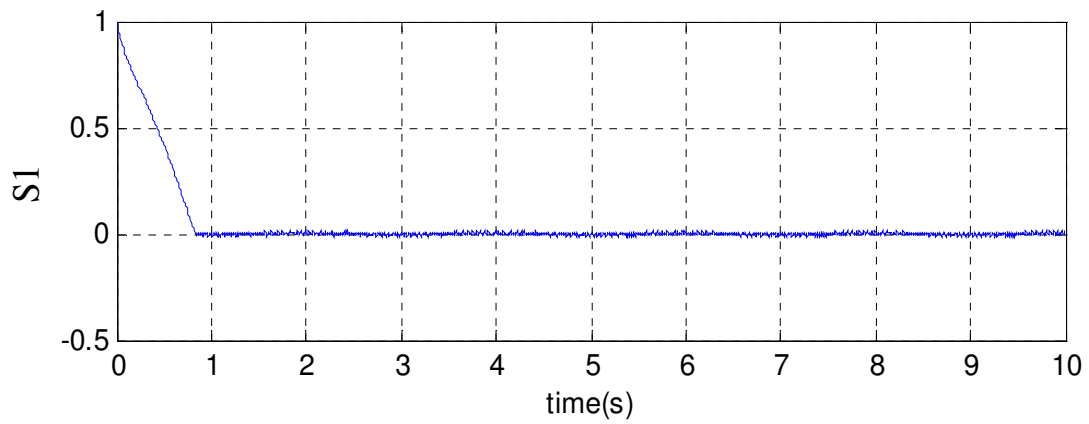
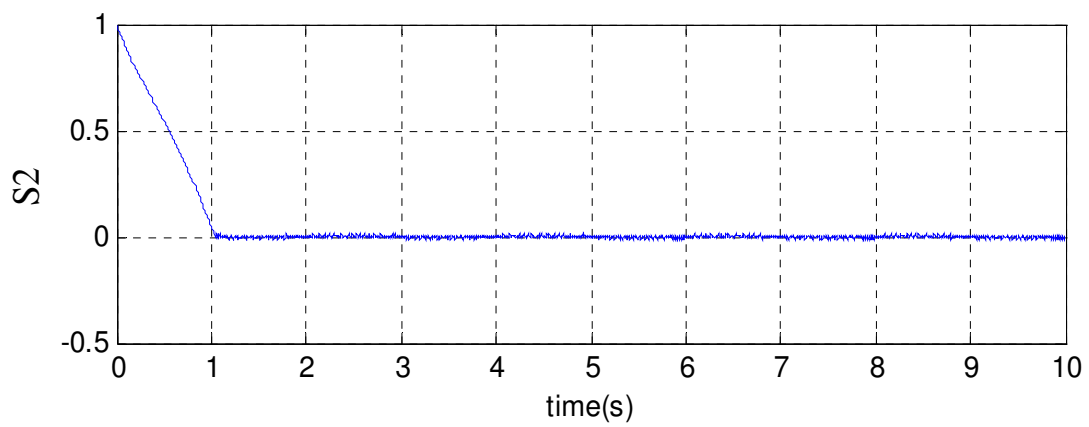


Fig. III.4 (a, b, c, d): évolution des paramètres électriques avec changement de R_s .

e)



f)



g)

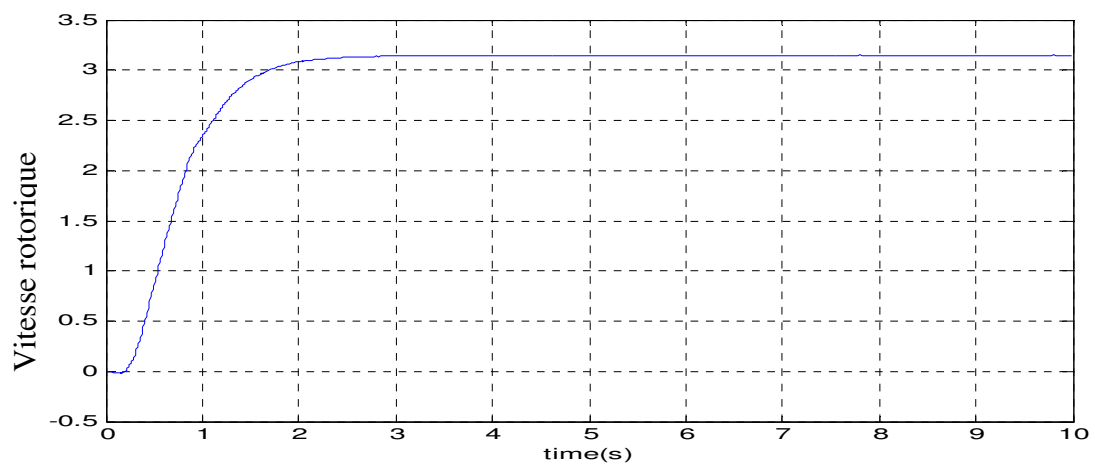


Fig. III.4 (e, f, g): évolution des surface S_1 , S_2 et la vitesse Ω avec changement de R_s .

III.6.1.4 Essai de variation de la résistance rotorique :

La résistance rotorique a augmenté de 6.96 à 8.2, on remarque qu'il n'y a aucune influence sur le comportement de la machine. Figure (III.5 a, b, c, d, e, f, g).

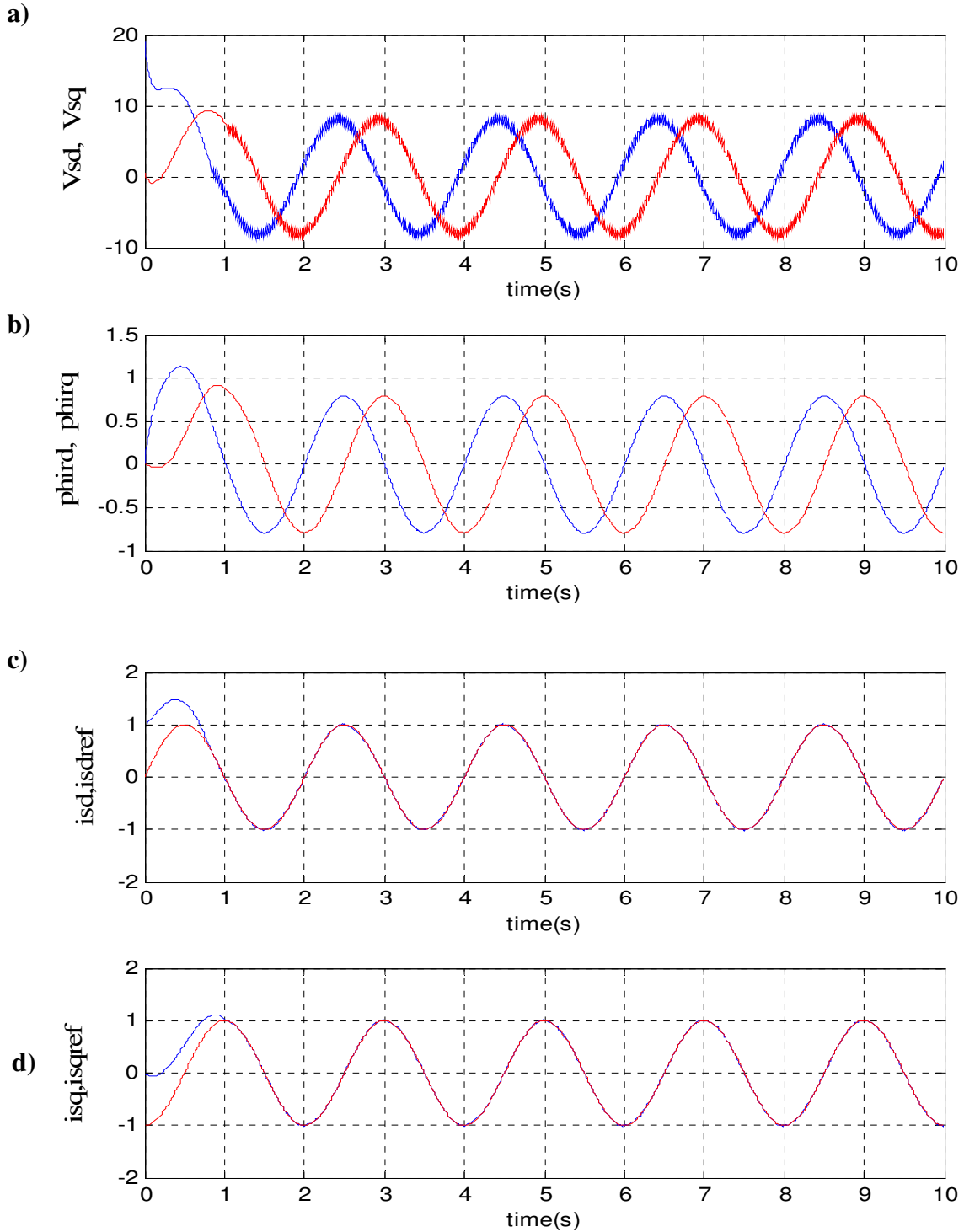
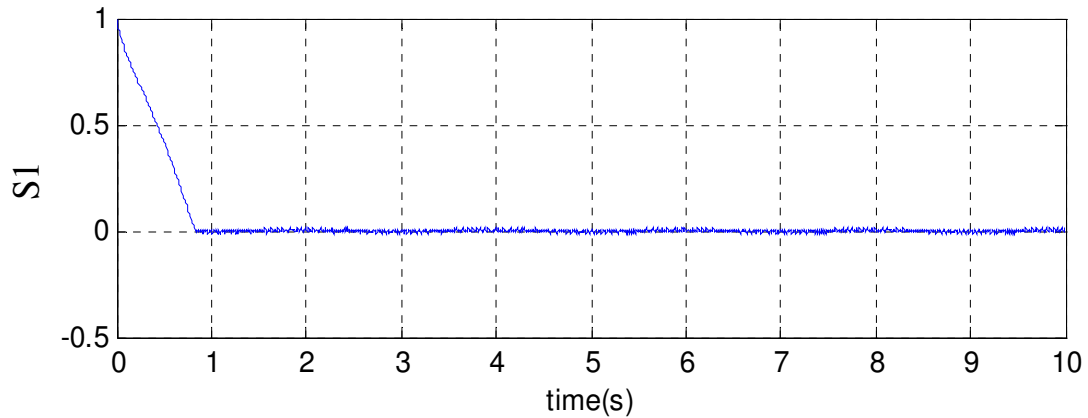
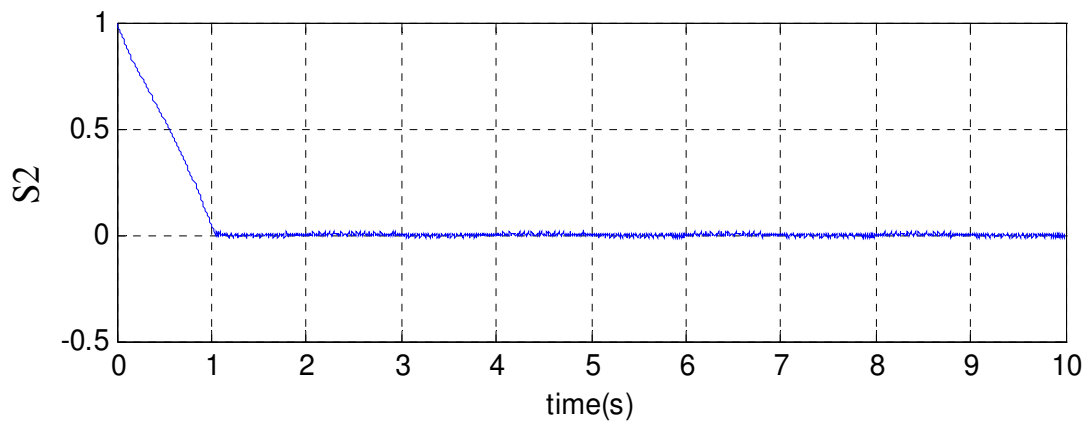


Fig. III.5 (a, b, c, d): évolution des paramètres électriques avec changement de R_r .

e)



f)



g)

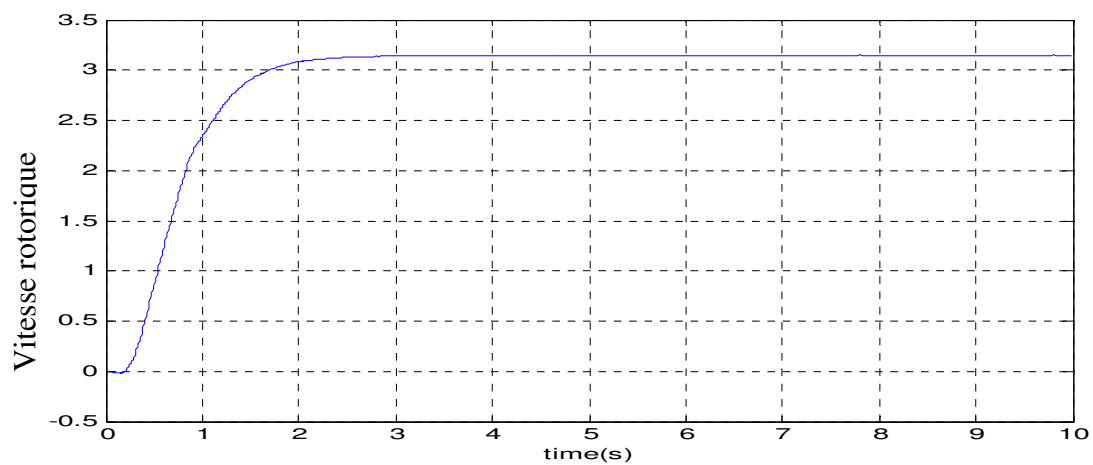


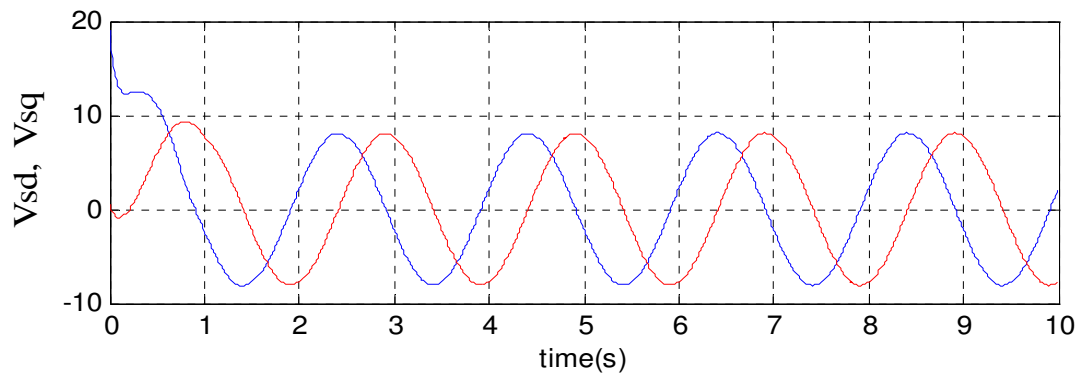
Fig. III.5 (e, f, g): évolution des surfaces S_1 , S_2 et la vitesse Ω avec changement de Rr .

III.6.2 Essai avec la fonction Sat :

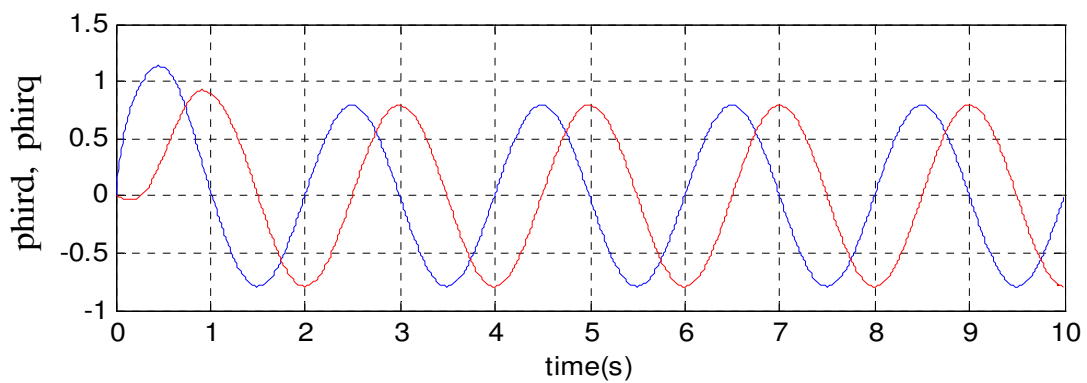
Dans cette partie de simulation, on constate que les sortis du système se stabilisent plus rapidement que dans la technique précédente, avec une variation plus petite, figure (III.6)

Les deux surfaces de glissements S_1 et S_2 sont nulles à partir de quelques secondes avec un temps d'établissement plus petit pour la fonction «Sat» que la fonction «Signe», figure (III.6 e, f). La vitesse chute après la variation de la résistance rotorique.

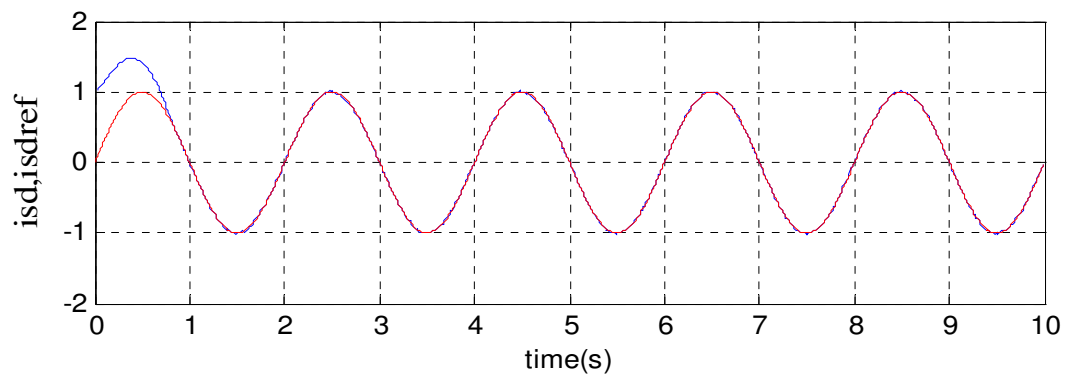
a)



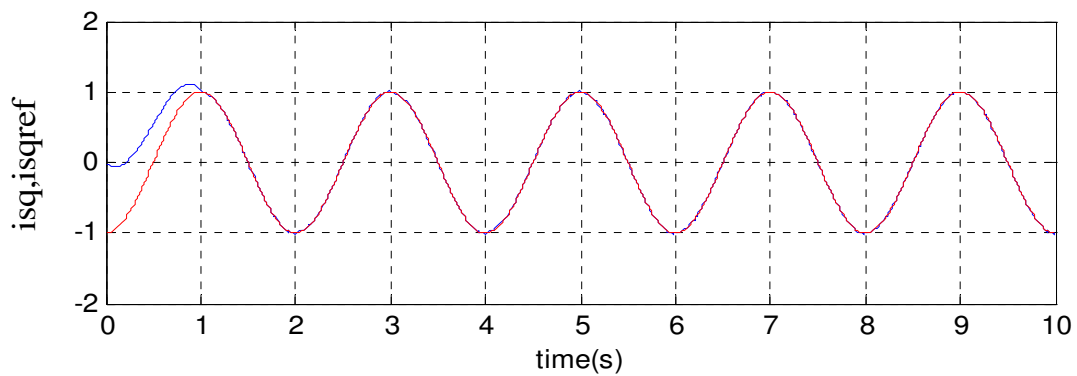
b)



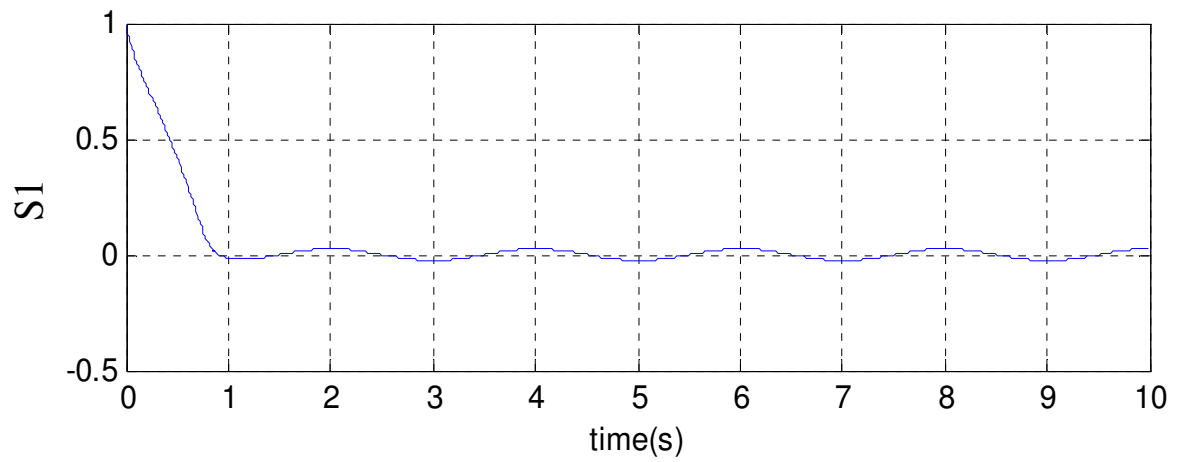
c)



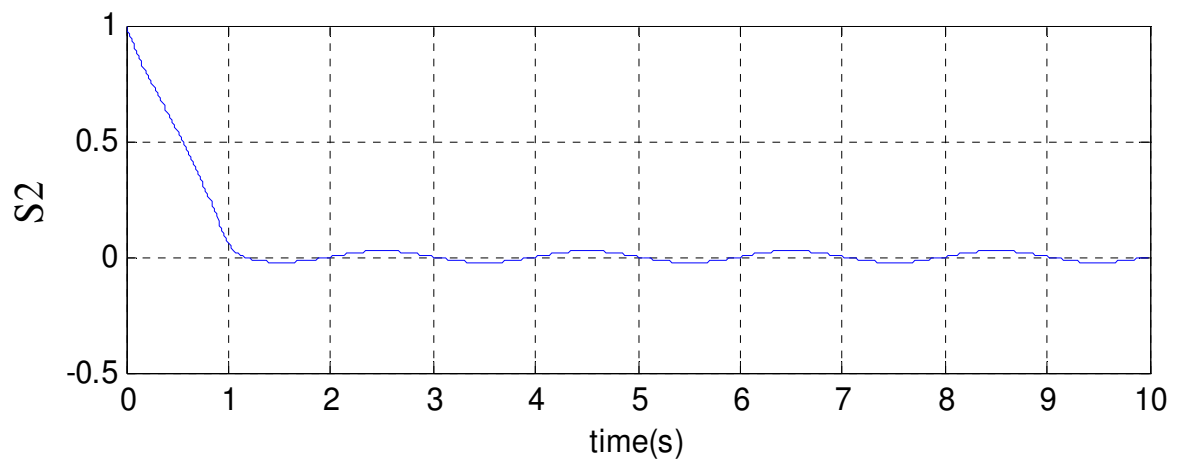
d)

**Fig. III.6 (a, b, c, d): évolution des paramètres électriques avec la fonction Sat.**

e)



f)



g)

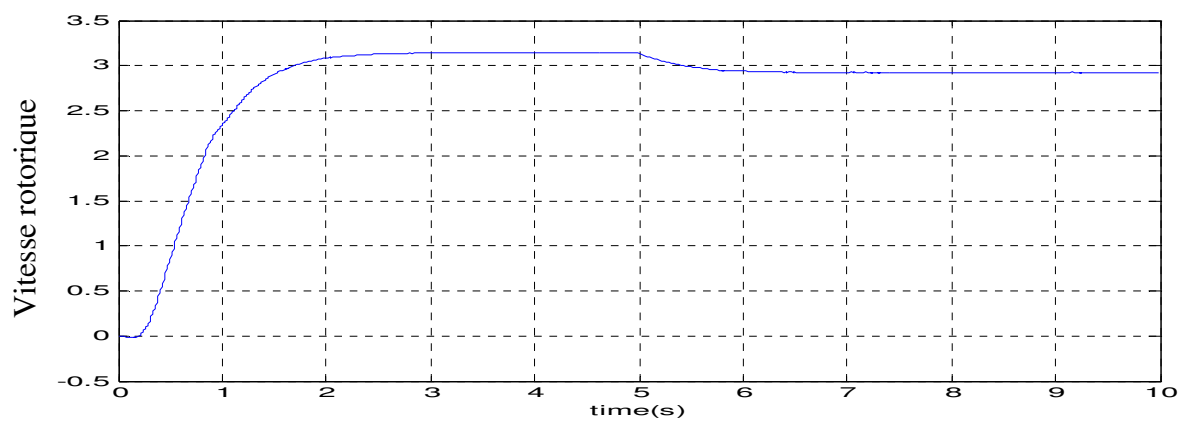


Fig. III.6 (e, f, g): évolution des surfaces S_1 , S_2 et la vitesse Ω avec la fonction Sat.

III.7 Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre l'application de la technique de commande par mode glissant pour la régulation des courants statoriques de la machine asynchrone.

La commande par mode glissant montre que les performances sont meilleures autour du point de fonctionnement, aussi bien par rapport à la variation de la charge que la variation de la technique appliquée. De plus, cette commande présente l'avantage d'être d'une implémentation pratique simple.

Finalement on peut conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est la robustesse, vis-à-vis des variations paramétriques.

Les résultats de simulations montrent que cette technique présente des avantages majeurs par rapport aux autres techniques modernes dans la mesure qu'elle compense l'influence des paramètres mécaniques aussi que la variation de la charge.

Cette technique trouve une place importante dans le contexte industrielle où les variations mécaniques sont fréquentes.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

La commande d'une MAS peut se faire suivant plusieurs techniques. Chacune d'elles offre des performances dynamiques et statiques bien définies avec des limites d'applications. Le problème se pose dans le choix de telle ou telle méthode. Le recours à une méthode ou à une autre se fait normalement en fonction des contraintes du cahier de charge, auxquelles s'ajoutent parfois les exigences nouvelles de l'économie d'énergie et de l'économie du matériel qui devraient être pris en compte.

Du point de vue de la modélisation, nous avons établi le modèle mathématique de la machine asynchrone qui est un modèle non linéaire. L'introduction de la transformation de Park, simplifie considérablement les équations de la machine asynchrone.

C'est dans ce contexte qu'a été réalisé ce travail. En effet, l'objectif principal de ce mémoire est la réalisation d'une nouvelle commande robuste par mode glissant. Cette commande a été utilisée pour la régulation des courants statoriques de la machine asynchrone.

Dans ce sens, notre contribution est de proposer une méthodologie de commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques, vu que la CMG est par nature une commande non linéaire et que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue, en l'occurrence, la commande par mode glissant. Ce contrôle est caractérisé par sa robustesse vis à vis des perturbations externes et internes. La surface de glissement est déterminée en fonction des performances désirées. Tandis que la loi de commande est choisie dans le but d'assurer les conditions de convergence et de glissement, c'est à dire, l'attractivité et l'invariance des surfaces de commutation.

Enfin l'étude du contrôle par mode glissant de la machine asynchrone, consiste à définir une surface de glissement sur laquelle le système converge. La fonction de commutation correspondante permet au système de tendre toujours vers la surface de glissement. On peut

donc conclure que la technique de commande par mode glissant utilisée pour la commande du moteur asynchrone a conduit à des bonnes performances, dans beaucoup de cas, cette dernière offre certains avantages :

- Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système.
- Une dynamique très performante (temps de réponse acceptable et erreur stationnaire pratiquement nulle).
- Une simplicité de la mise en œuvre de la loi de commutation.

Les performances de cette technique dépendent d'un choix convenable des coefficients de la surface du glissement.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [Ach 05] Achour « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone ». IEEE Trans. Indust. Applic. Vol.40, N°.1,pp45-55, 2005.
- [Aro 98] Mr.J.Aron, J.P.Hantier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone», Edition technique France 1998.
- [Bac 94] Bachir B.R « Synthèse commande équivalente par mode du glissement par orientation du champ ». Génie électrique, école national polytechnique d'Alger, 1994.
- [Ben 98] A.Benchaib, « Application de mode de glissement par la commande en temps réel de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, soutenue au laboratoire des systèmes automatiques d'Amiens, université de Picardie Jules Vernes 1998.
- [Ben 99] A.Benchaib, A.Rachid and E.Audrezet, « sliding mode input output linearization and field orientation for reel time control of induction motors», IEEE Transaction on Power Electronics. V14. N⁰ 1mpp. 3-13 January 1999.
- [Bos 85] B.K. Bose, « Sliding mode control of induction motor», in IEEE/IAS conf Rec, pp.479-486, 1985.
- [Can 00] C. Canudas, « Commande des moteurs asynchrones : Modélisation Contrôle vectoriel et DTC ». Vol. 1, Hermès Science publications, Paris, 2000.
- [Car 95] J. P. Caron et J.P. Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone ». Editions Technique, Paris, 1995.
- [Car 98] J.P. Caron, J.P. Hautier « modélisation et commande de la machine asynchrone» Edition technique France_1998.
- [Chen 01] H.Chennoufi «Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant ». IEEE Trans. Indust. Applic. Vol.40, N°.1,pp45-55,2001.

-
- [Dec 05] A. Dechoucha « Commande par Mode de Glissement par Imposition des Pôles d'une Machine à Induction Linéarisée par orientation du Flux » IEEE Trans. Indust. Applic. Vol.40, N°.1, pp45-55, 2005.
- [Djo 04] H. Djoudi «Elaboration d'un contrôleur de traction par mode glissant» proceedings de la conférence CEE'02, pp.164-252, 10-11 Décembre 2004.
- [Emi 67] S.V. Emilyanov, «Sliding mode control systems», Nauka, Moscow, 1967
- [Fad 04] L. Fadhila « Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'un machine asynchrone ». ICEEE'2004 Algeria, 2nd International Conference on Electrical April/2004
- [Fil 60] A.G. Fillipov, « application of the theory of differential equations with discontinuous right –hands sides to non-linear problems in automatic control », in Proc. Ist IFAC congress, p.923-927, 1960.
- [Gao 93] W.Gao, J. C. hung, « variable structure control system », IEEE Trans. Indust. Applic. Vol.40, N° .1, pp45-55, 1993.
- [Haj 97] Sonia Hajri « Commande dynamique par mode glissant application à la robustification des processus complexe». Thèse de doctorat en automatique et informatique industrielle UNIVde Lille, ENIM, 1997.
- [Ham 03] M. Hamata Omar et M. Louchen Nourdine « Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation » Mémoire d'ingénieur, université de Batna, 2003.
- [Lam 04] M. Lamine, A. Traoré, « Modélisation et simulation d'une machine Asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab / Simulink », pp038_45. 2004.
- [Les 81] J. Leslle, F. Notelet, G. Segulier, « Introduction à l'électrotechnique approfondie», Université des Sciences techniques de lille. Paris 1981.
- [Mic 98] Michel pinard «commande électronique des moteurs électriques».Dunod, Paris, 1998.
- [Mro 02] A.Mroufel, B.Belabbas, M.K.fellah, A.Benaissa, «commande par mode de glissement d'une machine synchrones à aimants permanents par une onduleur de tension à MLI» proceedings de la conférence CEE'02, Université de Batna, pp.136-141, 10-11 Décembre 2002.

- [Sab 81] A. Sabanovie et D.B.Izozimov, « Application to sliding mode to induction motor control », IEEE Transactions and Application, V.IA-17, N^o1, pp. 41-49 Jan/Feb 1981.
- [Slo 86] J.J.E. Slotine and J.A. Coetsee, « Adaptive sliding controller synthesis for non-linear systems », Int.J. Control, N^o6,p.1631-1651, 1986.
- [Sot 95] R Soto and K. Syeung, «Sliding mode control of an induction motor without flux measurement », IEEE Transaction On Industry Application, V.31, N^o4,pp. 744-751, July/ August 1995.
- [Tam 00] H.Tamrbed et T.Azarobr « Réglage par mode glissant d'un machine asynchrone » proceedings de la conférence CEE'00, pp.136-141, 2000.
- [Utk 77] V.I.Utkin, «Variable structure systems with sliding mode» , IEEE.TAC, Vol. AC-22, N^o2, p.212-222, 1977.
- [Urs 04] Ursula et Alain BOUTEVEILLE «commande électronique des moteurs lectriques » ouvrage, Dunod, paris, ISBN, 2004.

ملخص: التحكم في الأنظمة بشكل عام، هو مسألة معقدة وهذا راجع إلى لاختية هذه الأنظمة، الاضطرابات صعبة القياس والإرتيابات على المتغيرات الخاصة بالأنظمة، ولأن النظام المراد التحكم به خاضع لمتغيرات زمنية، يجب إيجاد خوارزميات للتحكم تضمن استقرار و صلابة سير الآلية، و التحكم بوضع الانزلاق هو واحد من هذه الطرق الخاصة بالتحكم الجيد بحيث أنه يمتلك ميزات وفوائد أكيدة من أجل الأنظمة الغير معرفة جيدا أو ذات متغيرات متقلبة.

هذه المذكرة كرسست للشرح الرياضي للتحكم بواسطة وضع الانزلاق المطبق على الآلة اللامتزامنة من أجل ضبط التيار الكهربائي في الجزء الساكن من المحرك، كذلك مادامت شروط الانزلاق مضمونة، فديناميكية النظام تبقى غير متأثرة بتغير خصائص الآلية أو إلى أخطاء ناتجة عن إعداد نموذج النظام أو بعض الاضطرابات،

الكلمات المفتاحية: وضع الانزلاق ، استقرار ، المحرك اللامتزامن، نظام لاختي.

Résumé : La commande des systèmes en général, est un problème compliqué à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer, et incertitudes sur les paramètres des systèmes. Lorsque le système à commander est soumis à des fortes non linéarités et à des variables temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commandes assurant la stabilité et la robustesse du comportement du processus. Le réglage par mode glissant fait partie de ces méthodes de commande robuste, il possède des avantages incontestables pour le système mal identifié ou à paramètres variables.

Ce mémoire est consacré à la description mathématique de la commande par mode glissant qui sera appliquée à la machine asynchrone pour la régulation des courants statoriques. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et certaines perturbations.

Mots clés : Mode glissant, Stabilité, Moteur asynchrone, Systèmes non linéaires.

Abstract: The control of systems is generally a sophisticated problem, because of the non linearities, perturbations difficult to measure, and system parameters uncertainties. When the controlled system is undergone strong nonlinearities, we must design control algorithm which guarantee the stability, and the process robustness. The sliding mode control is one of the methods of robustness control; it has uncountable advantages for system which are not well identified or variable parameters.

This thesis improve the mathematical description of sliding mode control applied to the asynchronous machine for the control of stator current. Thus, while the sliding conditions are satisfied, the dynamic of the system is insensitive to the parameters variations of the process, and to the modeling errors, and some perturbation.

Key words: sliding mode, stability, asynchronous motor, nonlinear systems.

