

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبية — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Electrique

Projet de fin d'Etudes

*pour l'obtention du diplôme
d'Ingénieur d'état en Electrotechnique*

THEME

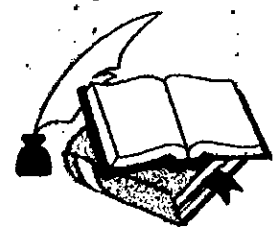
*Approche discrète de la commande par mode de
glissement d'une machine asynchrone alimentée
en tension avec orientation du champ.*

Etudié par :

M. KASMI *Abderezak*
M. LAOUADI *Djamel*

Proposé et dirigé par :

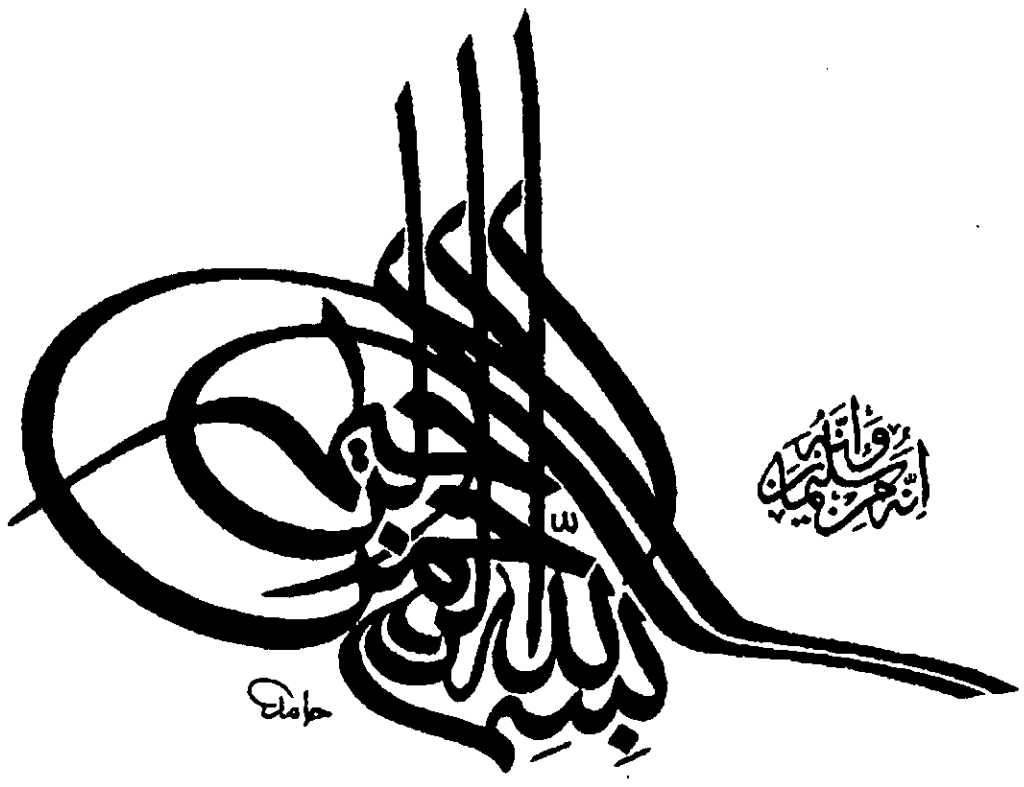
M. MO. MAHMOUDI
M. L. NEZLI



E.N.P. 10, Avenue Hassen-Badi, El Harrach, ALGER

Promotion : Juin 2000

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique



بسم الله الرحمن الرحيم

REMERCIEMENTS

Nous remercions Dieu de nous avoir donné la force physique et morale pour accomplir ce travail.

Nous remercions nos encadreurs M^r : M. O. MAHMOUDI, Maître de conférences à l'ENP et L. NEZLI, Chargé de cours à l'ENP pour leurs aides, leurs encouragements, et leur patience avec laquelle ils ont bien voulu travaillé avec nous en nous guidant et nous corrigeant durant toute l'année.

Nous remercions également tous les membres du jury, pour avoir bien voulu évalué notre travail.

Nous remercions aussi tous les travailleurs de la bibliothèque et du périodique de l'Ecole pour leurs aides et leur soutien.

Et finalement, nous adressons nos remerciements les plus profonds et les plus distingués à tous ceux qui ont contribué de proche ou de loin à ce modeste travail.

DEDICACES

- *A mes très chers parents pour les sacrifices et les encouragements qu'ils n'ont cessé de me conférer. Que Dieu les garder éternellement heureux.*
- *A mes grands-mères pour leurs prières.*
- *A mes frères, mes sœurs, mes neveux et mes nièces.*
- *A mes oncles et tantes.*
- *A mes cousins et cousines.*
- *A tous mes amis (es) en particulier El-hadj, Yacine, Isam, Smail, Brahim, Cherif, El-houari, Hakim, Chabane, Toufik, Adel et a toute la promo d'Electrotechnique 2000 ainsi qu'à la clique Sciences Exactes 1995.*
- *A tous mes voisins en particulier Rafik, Khalil, Ramzi, Farouk, Lyas, Soufiane, Djamel, Chemseddine, Mabrouk, Azzedinne, Djalal, Faycel, Merouane et Anis.*
- *A tous mes professeurs de l'Ecole Nationale Polytechnique et de l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumedienne qui ont contribué à ma formation d'ingénieur.*
- *A toute la famille LAOUADI, en particulier Djamel que je remercie pour avoir partagé avec moi ces moments pour la réalisation de ce modeste travail et j'espère en garder de très bons souvenirs.*
- *A toute ma grande famille.*
- *A tous ceux qui me sont chers.*

Je dédie ce mémoire

Abderezak

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail :

A la mémoire de mon père, que dieu l'accueille dans son vaste paradis ;

A ma mère, que dieu la récompense pour sa patience et sa soutenance ;

*A mes chers frères et sœurs, tous par leurs noms ; Ouardia, Mohamed,
Nacéra, Messaouda, Malika, Kamel ;*

A toute ma grande famille ;

*A tous mes amis(es), surtout aux KAMEL de Réghaïa, ainsi que la clique
des maths-techniques (Samir le p'tit, Samir staïfi, Redouane), sans
oublier El Badji, ouled el-houma et l'équipe du football de Réghaïa
(N.A.R.B.R.) ;*

*A tous mes professeurs de l'Ecole Nationale Polytechnique, (E.N.P) et de
l'Université des Sciences et de la Technologie de Houari Boumediène
(U.S.T.H.B) qui ont contribué à ma formation d'ingénieur ;*

*A toute la promotion (99 Electrotechnique) qui m'a encouragée et
aidée, Yacine, El-Hadj, Issame, et sans oublier El Houari, Hakim et tous
mes amis de la cité BOURAOUI Amar.*

*A toute la famille KASMI, en particulier Abderrezak que je remercie pour
avoir partagé avec moi ces moments pour la réalisation de ce modeste
travail et j'espère en garder de très bons souvenirs.*

Djamel

SOMMAIRE

Notations	
Introduction générale	1

Chapitre I : Modélisation de l'association convertisseur-machine asynchrone

I. 1. Introduction	3
I. 2. Mise en équation de la machine asynchrone	4
I. 2. 1. Description	4
I. 2. 2. Hypothèses simplificatrices	4
I. 2. 3. Equations aux tensions	5
I. 3. Modèle de <i>PARK</i> de la machine asynchrone	6
I. 3. 1. Transformation de <i>PARK</i>	6
I. 3. 2. Application de la transformation de <i>PARK</i> à la machine asynchrone	7
I. 3. 2. 1. Equations des tensions	7
I. 3. 2. 2. Equations des flux	8
I. 4. Choix du référentiel	8
I. 4. 1. Référentiel lié au champ tournant	8
I. 5. Calcul du couple électromagnétique	9
I. 5. 1. Equation mécanique	9
I. 6. Mise sous forme d'équation d'état	9
I. 7. Modélisation de l'alimentation de la machine	10
I. 7. 1. Modélisation du redresseur	11
I. 7. 2. Modélisation du filtre	12
I. 7. 3. Modélisation de l'onduleur de tension	13
I. 8. Modulation de largeur d'impulsion (<i>MLI</i>)	14
I. 9. Modèle de l'association convertisseur-machine	15
I. 10. Simulation et interprétation	16
I. 11. Conclusion	18

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine asynchrone

II. 1. Introduction	19
II. 1. 1. Choix du référentiel	19
II. 2. Généralités	19
II. 2. 1. Principe de la commande vectorielle	19
II. 2. 2. Orientation du flux rotorique	21
II. 2. 3. Interprétation	22

II. 3. Méthodes de commande par flux orienté	23
II. 3. 1. Description.....	23
II. 3. 2. Commande directe par flux orienté.....	23
II. 3. 2. 1. Principe.....	23
II. 3. 2. 2. Commande vectorielle utilisant un capteur du flux.....	24
II. 3. 2. 3. Commande vectorielle utilisant un estimateur du flux.....	24
II. 4. Découplage des équations.....	25
II. 5. Simulation numérique.....	27
II. 6. Interprétation.....	27
II. 7. Influence de la constante du temps du rotor.....	28
II. 7. 1. Modèle mathématique du couple et du flux.....	29
II. 7. 2. Discussion.....	31
II. 7. 3. Interprétation.....	32
II. 8. Influence de la variation de T_r sur le découplage et le réglage en boucle fermée.....	32
II. 9. Simulation et interprétation.....	32
II. 10. Conclusion.....	33

Chapitre III : Commande non linéaire par mode de glissement

III. 1. Introduction.....	34
III. 2. Systèmes à structure variable.....	34
III. 2. 1. Définition.....	35
III. 2. 2. Exemple.....	35
III. 3. Théories des modes glissants.....	36
III. 3. 1. Les modes de la trajectoire dans le plan de phase.....	38
III. 4. Conception de la commande par mode de glissement.....	39
III. 4. 1. Choix de la surface de glissement.....	39
III. 4. 2. Condition de convergence.....	41
III. 4. 2. a. Fonction directe de commutation.....	41
III. 4. 2. b. Fonction de <i>LYAPUNOV</i>	41
III. 4. 3. Calcul de la commande.....	42
III. 4. 3. a. Définition des grandeurs de commande.....	42
III. 4. 3. b. Expression analytique de la commande.....	44
III. 4. 4. Elimination du phénomène du <i>CHATTERING</i>	45
III. 5. Application de la commande par mode de glissement à la machine asynchrone	46
III. 5. 1. Approche discrète.....	47
III. 5. 2. Application de la commande U_n en relais avec un degré relatif $r = 1$	48
III. 5. 3. Application de la commande U_n adoucie avec un degré relatif $r = 1$	53
III. 6. Simulation et interprétation.....	55
III. 7. Application de la commande U_n en relais avec un degré relatif $r = 2$	57
III. 8. Application de la commande U_n adoucie à un seuil avec un degré relatif $r = 2$	61
III. 9. Simulation et interprétation.....	62
III. 10. Conclusion.....	63

Chapitre IV : Test de robustesse

IV. 1. Introduction.....	64
IV. 2. Test de robustesse.....	64
IV. 2. 1. Test de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres statoriques.....	64
IV. 2. 2. Test de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques.....	66
IV. 2. 3. Test de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres mécaniques....	68
IV. 2. 4. Interprétation.....	69
IV. 3. Conclusion.....	70
Conclusion générale.....	71
Annexe	
Bibliographie	

NOTATIONS

Liste des principaux symboles et variables.

U_f	Tension continue à l'entrée de l'onduleur
i_s	Courant à l'entrée de l'onduleur
f	Fréquence du réseau $f = 50 \text{ Hz}$
a, b, c	Indices correspondants au trois phases du stator
A, B, C	Indices correspondants au trois phases du rotor
s, r	Indices des grandeurs statoriques et rotoriques
α, β	Axes du référentiel fixe par rapport au stator
d, q	Axes longitudinal et transversal du repère de <i>PARK</i>
R_s, R_r	Résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase
L_{aa}	Inductance propre d'une phase statorique
L_{AA}	Inductance propre d'une phase rotorique
L_{ab}	Inductance mutuelle entre phases statoriques
L_{AB}	Inductance mutuelle entre phases rotoriques
L_{aA}	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques
L_s, L_r	Inductances cycliques statorique et rotorique par phase
L_m	Inductance mutuelle propre
σ	Coefficient de fuite total $\sigma = 1 - \left(\frac{L_m^2}{L_s L_r} \right)$
T_s, T_r	Constante de temps statorique et rotorique $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
C_f	Couple de frottement
J	Moment d'inertie de la partie tournante
f_l	Coefficient de frottement visqueux
s	Opérateur de <i>LAPLACE</i>
p	Nombre de paires de pôles
Ω	Vitesse mécanique de la machine.
$\omega_e, \omega_s, \omega_m$	Vitesse électrique, statorique et mécanique

ω_{gl}	Vitesse de glissement
$\theta_e, \theta_s, \theta_m$	Angle électrique, statorique et mécanique
ϕ_s, ϕ_r, ϕ_g	Flux statorique, rotorique, d'entrefer respectivement
i_{ds}, i_{qs}	Courants statoriques dans un système d'axes (d, q)
V_{ds}, V_{qs}	Tension statoriques dans un système d'axes (d, q)
i_a, i_b, i_c	Courants statoriques
i_{dr}, i_{qr}	Courants rotoriques dans un système d'axes (d, q)
ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	Flux rotoriques dans un système d'axes (d, q)
ϕ_{ds}, ϕ_{qs}	Flux statoriques dans un système d'axes (d, q)
Ω_{ref}	Vitesse mécanique de référence
$\phi_{rréf}$	Flux rotorique de référence
$C_{emréf}$	Couple électromagnétique de référence
K_p	Paramètre de l'action proportionnelle
K_i	Paramètre de l'action intégrale
$S(X)$	Surface de glissement pour la variable X
m	Dimension du vecteur de commande
$e(X)$	Ecart entre la valeur de consigne d'une variable et celle mesurée
U_{eq}	Commande équivalente
U_n	Commande en « relais »
K	Gain de la commande U_n
$e^{(r-1)}(X)$	$(r-1)$ ième dérivée de $e(X)$
λ, λ_x	Pentes de la surface de glissement

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie car il est robuste et peu coûteux. Il équipe la quasi-totalité des machines-outils classiques (scies, raboteuse, bobineuses, tapis roulants, etc). C'est le moteur industriel qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur mécanique, et n'ayant pas de contacts glissants comme ceux d'un moteur synchrone à rotor bobiné. Les courants statoriques sont l'unique source externe du champ magnétique : *le rotor n'étant pas relié à une source d'énergie électrique*, mais il en existe des courants rotoriques qui sont induits.

Avec tous ses avantages, le moteur asynchrone n'a été utilisé comme variateur de vitesse que depuis une trentaine d'années, et ceci, à cause de son modèle très complexe et fortement couplé. Mais avec l'apparition des convertisseurs statiques (onduleurs, cycloconvertisseurs, et récemment les convertisseurs matriciels) utilisant les semi-conducteurs et la technologie des microprocesseurs, la commande de ce type de moteur est rendue possible en lui appliquant les algorithmes de découplage qui permettent d'obtenir des modèles semblables à ceux d'une machine à courant continu.

La commande de la machine asynchrone a connu une évolution importante depuis l'apparition de la commande vectorielle, introduite pour la première fois par *BLASHKE* en 1972, cette technique consiste à ramener le comportement de la machine à celui de la machine à courant continu.

L'évolution de la théorie des systèmes de commande a donné naissance à une multitude de techniques qui assurent la commande de la machine asynchrone à savoir la commande adaptative, la commande par les réseaux de neurones, la commande par mode de glissement et la commande basée sur la passivité, etc...

La technique des modes glissants consiste à ramener la trajectoire d'état vers une 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. Ce dernier rend le système bouclé presque insensible aux variations des paramètres physiques de la machine et aux perturbations qui lui sont appliquées.

Partant de cette idée et en combinant deux techniques différentes, à savoir la commande vectorielle et le réglage par mode de glissement, nous proposons dans ce projet la conception d'une commande robuste d'une machine asynchrone.

Dans le premier chapitre, nous élaborons le modèle de l'association onduleur-machine, l'onduleur est alimenté par redresseur à diodes et contrôlé par modulation de largeur d'impulsions.

Dans le second chapitre et en vue de découpler ce modèle, une commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique est appliquée. De plus, une étude de l'influence de la constante de temps rotorique sur le découplage est proposée. Ainsi, des conclusions intéressantes sur la sensibilité de cette commande aux variations paramétriques sont étayées.

Au troisième chapitre, afin de concevoir une commande robuste vis-à-vis des variations des paramètres de la machine et du couple résistant, la commande en cascade par mode de glissement de la machine asynchrone alimentée en tension avec orientation du champ est proposée.

Finalement, dans le dernier chapitre, un test de robustesse de la commande par mode de glissement est prévu afin de choisir la commande la plus performante.

Tout au long de ce projet, des simulations sont effectuées afin de montrer les performances des commandes proposées. Ces simulations sont réalisées avec le logiciel *SIMNON* qui en fait, utilise la méthode de *RUNG-KUTTA* d'ordre 4 pour la résolution numérique des équations du modèle ce qui offre une rapidité d'exécution.

CHAPITRE -I-

MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE ASYNCHRONE

Résumé

Dans ce chapitre nous avons étudié le modèle de l'association convertisseur statique-machine asynchrone en vue de l'étude de ces performances.

Les résultats de simulation montrent que la machine est frottement couplée, d'où la nécessité d'un circuit de découplage.

CHAPITRE -I-

MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE ASYNCHRONE

I. 1. INTRODUCTION

Le contrôle et la sûreté de fonctionnement d'une machine asynchrone, requièrent une approche pluridisciplinaire associant la physique, l'automatique et l'informatique industrielle de manière à appréhender la globalité des phénomènes.

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation, afin de dimensionner et de valider les stratégies de commande appliquées. Dans ce qui suit, nous proposons la modélisation de l'association convertisseur statique-machine asynchrone qui comporte :

- ◆ La modélisation du redresseur et du filtre ;
- ◆ La modélisation de l'onduleur de tension et de sa commande.

Les machines électriques alimentées par les convertisseurs statiques sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur dépendent à la fois, de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble (*Figure-I-1*) [Bara-93].

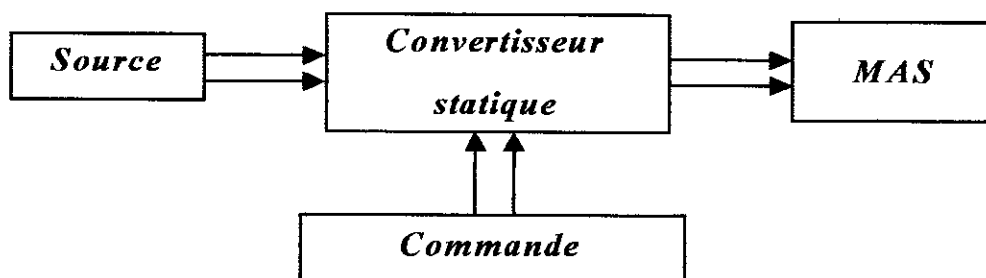


Figure-I-1- : Ensemble actionneur

Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulations possible, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent ;
- Une large plage de variation de vitesse ;
- Des constantes de temps électriques et mécaniques faibles [Bara-93].

I. 2. MISE EN EQUATIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I. 2. 1. Description

La machine asynchrone représentée sur la figure (Figure-I-2-) est constituée :

- D'un stator, qui comporte trois phases identiques décalées dans l'espace d'un angle de $2\pi/3$. Ce bobinage est relié à une source de tensions alternatives d'alimentation triphasée.
- D'un rotor, (à bagues où à cage d'écureuil), comportant trois phases identiques qui sont également décalées dans l'espace d'un angle de $2\pi/3$, mais qui sont court-circuitées.

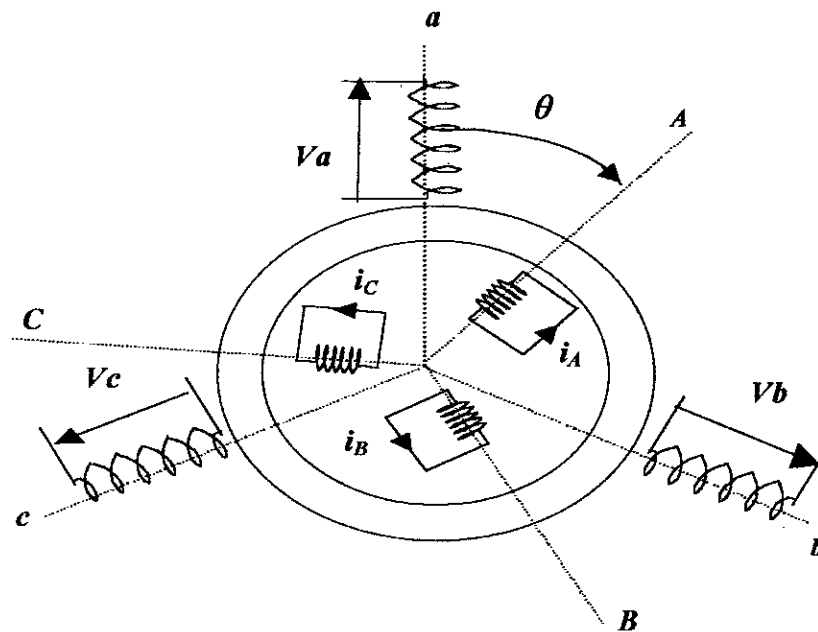


Figure-I-2- : Représentation de la machine asynchrone

I. 2. 2. Hypothèses simplificatrices

Afin de développer un modèle permettant une bonne description de la dynamique de la machine asynchrone qui est employée dans les étapes de conception et de la mise en œuvre des différentes stratégies de commande présentées dans ce projet, il faut admettre comme approximation les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les circuits magnétiques ne sont pas saturés et sont parfaitement feuilletés ;
- Seuls les enroulements sont parcourus par des courants, dont la densité est supposée uniforme dans la section des conducteurs, (on néglige l'effet pelliculaire) ;
- La répartition des forces magnétomotrices dans l'espace est sinusoïdale (on ne tiendra compte que du fondamental) [Chat-83].

I. 2. 3. Equations aux tensions

Dans les conditions citées ci-dessus, les tensions statoriques et rotoriques, représentées sur la figure (*Figure-I-2-*) seront données comme suite :

Au stator :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (I-1)$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_A \\ \phi_B \\ \phi_C \end{bmatrix} \quad (I-2)$$

Les équations de fonctionnement de la machine seront données par les deux relations matricielles suivantes :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + \frac{d}{dt} ([L_{sr}] [i_{ABC}]) \\ [0] = R_r [i_{ABC}] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} ([L_{sr}]^T [i_{abc}]) \end{cases} \quad (I-3)$$

avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix}; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix} \quad (I-4)$$

$$[L_{sr}] = L_{\sigma} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I-5)$$

On voit bien que le système d'équations (*I-3*) est à coefficients variables de θ . Sa résolution analytique dans ce repère reste très complexe. D'où la nécessité d'introduire la notion de transformation trigonométrique, ceci pour aboutir à un système à coefficients constants.

I. 3. MODELE DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Afin d'aboutir à un modèle mathématique plus simple que le modèle réel du système, nous utiliserons des transformations orthogonales. Nous obtenons donc, des équations plus simples par des changements de variables appropriés. Parmi ces transformations, nous utiliserons celle de *PARK* [Chat-83]. La figure (Figure-I-3-) représente clairement cette transformation des axes réels « *a, b, c* » aux axes « *d et q* ».

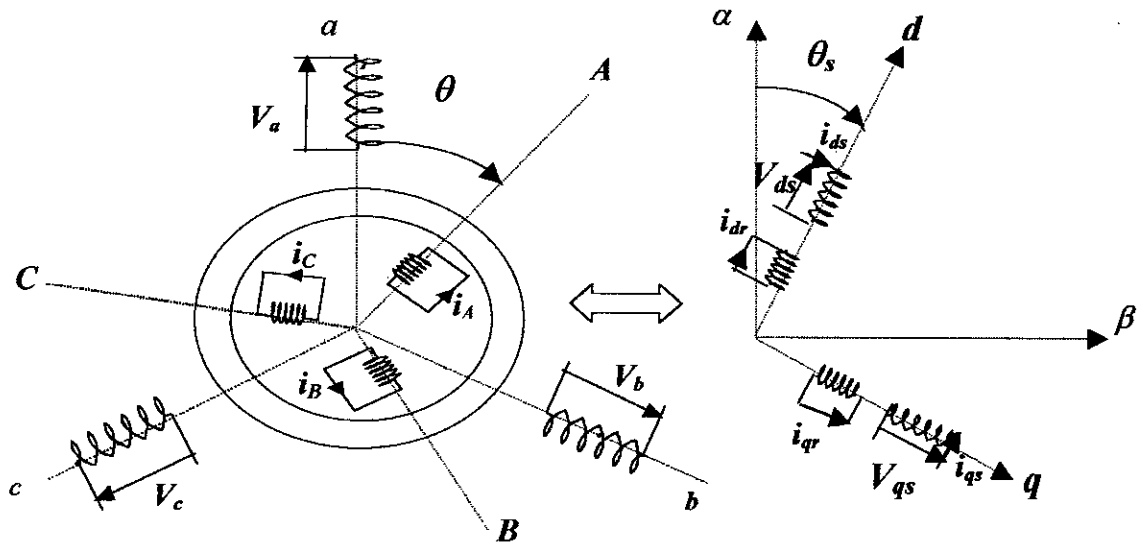


Figure-I-3- : Passage du triphasé au biphasé

I. 3. 1. Transformation de PARK

Cette transformation est définie par sa matrice $[A(\theta)]$ telle que :

$$[A(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

Les courants, les tensions et les flux se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} [i_{dq}] = [A] [i_{abc}] \\ [V_{dq}] = [A] [V_{abc}] \\ [\phi_{dq}] = [A] [\phi_{abc}] \end{cases} \quad (I-7)$$

Les vecteurs $[i_{dq}]$, $[V_{dq}]$ et $[\phi_{dq}]$ sont les vecteurs obtenus par la transformation de *PARK* de ceux des vecteurs réels $[i_{abc}]$, $[V_{abc}]$ et $[\phi_{abc}]$.

La matrice de *PARK* écrite sous cette forme est orthogonale, ce qui conduit à l'égalité des valeurs efficaces des grandeurs physiques dans les deux repères. De ce fait, la conservation de la puissance pour ce changement de repère est vérifiée.

L'orthogonalité nous permet d'écrire :

$$[A(\theta)]^{-1} = [A(\theta)]^T \quad (I-8)$$

Donc :

$$[A(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-9)$$

I. 3. 2. Application de la transformation de *PARK* à la machine asynchrone

I. 3. 2. 1. Equations des tensions

En appliquant la transformation de *PARK* aux équations (I-1) à (I-7), nous obtenons le système d'équations suivant [Barr-82] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_e \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_e \phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_m) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_m) \phi_{dr} \end{cases} \quad (I-10)$$

$$\text{avec :} \quad \omega_e = \frac{d\theta_e}{dt}; \quad \omega_m = \frac{d\theta_m}{dt}$$

Notons que, l'angle « θ » prend la valeur « θ_s » pour les grandeurs statoriques et la valeur « $\theta_s - \theta_f$ » pour les grandeurs rotoriques.

I. 3. 2. 2. Equations des flux

Les relations entre les flux et les courants sont données par [Barr-82] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{array} \right. \quad (I-11)$$

I. 4. CHOIX DU REFERENTIEL

On distingue trois types de référentiels, à savoir :

- Référentiel lié au stator ;
- Référentiel lié au rotor ;
- Référentiel lié au champ tournant.

Dans notre étude, nous allons travailler avec le référentiel lié au champ tournant.

I. 4. 1. Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est caractérisé par « $\omega_e = \omega_s$ », dans ce cas les grandeurs rotoriques et statoriques en régime permanent, sont continues. Il est donc préférable d'utiliser ce référentiel lors de l'étude de la commande de la machine asynchrone.

Les équations de la machine dans ce repère s'écrivent de la manière suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (I-12)$$

avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$$

I. 5. CALCUL DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Le couple électromagnétique est défini par la relation suivante :

$$C_{em} = p \left[[i_{abc}]^T \frac{dL_{sr}}{d\theta} [i_{ABC}] \right] \quad (I-13)$$

D'où :

$$\begin{aligned} C_{em} &= p L_m (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) \\ C_{em} &= p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \end{aligned} \quad (I-14)$$

I. 5. 1. Equation mécanique

En appliquant les lois fondamentales de la dynamique à la machine, l'équation mécanique sera donnée par la relation suivante :

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (I-15)$$

Ainsi l'équation mécanique peut être formulée de la façon suivante :

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - C_r - \frac{f_l}{p} \omega_m \quad (I-16)$$

I. 6. MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT

Nous choisissons dans tout ce qui suit, le vecteur $[i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, \omega_m]^T$ comme vecteur d'état et les grandeurs V_{ds}, V_{qs} comme variables de commande. Ainsi, nous exprimons $\{i_{dr}, i_{qr}, \phi_{ds}, \phi_{qs}\}$ en fonction du vecteur choisi, d'où :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r} \phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r} \phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \\ \phi_{ds} = L_s \sigma i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \sigma i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \end{cases} \quad (I-17)$$

En remplaçant ϕ_{qs} , ϕ_{ds} , en fonction de ϕ_{qr} , ϕ_{dr} , dans le système (I-12), nous aboutissons aux équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \sigma \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_s \left[L_s \sigma i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \right] \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \sigma \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_s \left[L_s \sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \right] \end{cases} \quad (I-18)$$

D'après (I-12) nous aurons :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \phi_{dr} = -R_r i_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = -R_r i_{qr} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} \end{cases} \quad (I-19)$$

Le modèle mathématique de la machine asynchrone sous les hypothèses citées et avec une alimentation en tension, en fonction des variables d'état est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_{sm} i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega_m \phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\omega_s \sigma L_s i_{ds} - R_{sm} i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \omega_m \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p^2 L_m}{J L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_l}{J} \omega_m \end{cases} \quad (I-20)$$

avec
$$R_{sm} = R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} ; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} ; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

I. 7. MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE

Nous présentons la modélisation de l'étage d'alimentation de la machine asynchrone qui est composé d'un onduleur de tension, contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), et d'un redresseur à diodes alimentant cet onduleur. Un filtre passe-bas a été introduit afin de filtrer la tension redressée et de réduire les ondulations du courant d'entrée (Figure-I-4).

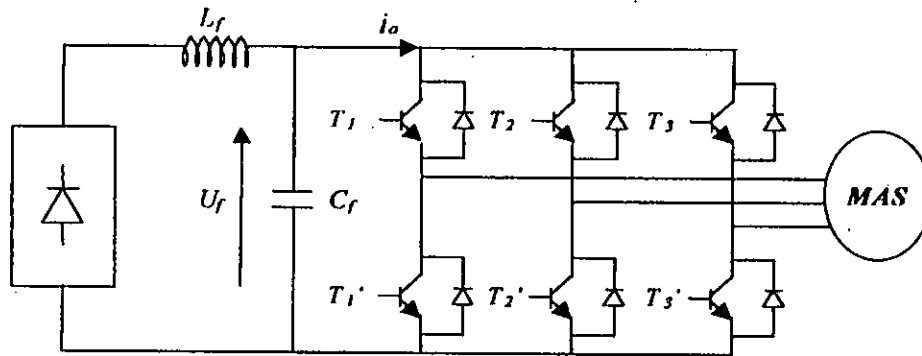


Figure-I-4- : Association redresseur - filtre - onduleur de tension - MAS

I. 7. 1. Modélisation du redresseur

Le redresseur peut être schématisé par la figure (Figure-I-5-).

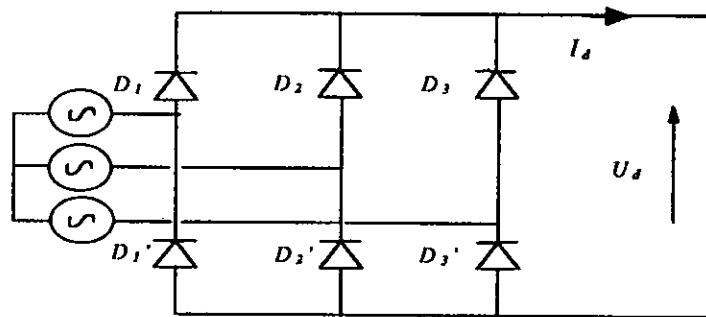


Figure-I-5- : Redresseur à diodes.

$$\begin{cases} D_i \text{ conduit si } V_i = \max(V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3 \\ D_i' \text{ conduit si } V_i = \min(V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3 \end{cases} \quad (I-21)$$

Pendant chaque instant la tension de sortie du redresseur U_d est :

$$U_d = V_i - V_k \quad (I-22)$$

avec :

$$V_i = \max(V_1, \max(V_2, V_3)) \quad (I-23)$$

$$V_k = \min(V_1, \min(V_2, V_3)) \quad (I-24)$$

Par conséquent :

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j); \quad j = 1,2,3 \quad (I-25)$$

I. 7. 2. Modélisation du filtre

Le filtre (LC) est schématisé par la figure suivante (Figure-I-6-):

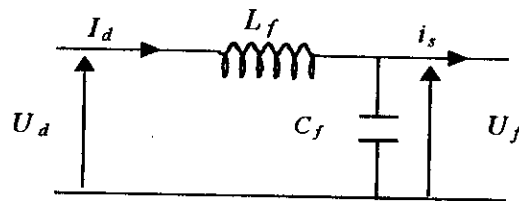


Figure-I-6- : Filtre (LC)

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_a = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_f \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - i_s) \end{cases} \quad (I-26)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante :

$$F = \frac{U_f}{U_a} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (I-27)$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (I-28)$$

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur à deux, ceci étant vérifié par le fait qu'elles ont une fréquence égale ou supérieur à deux fois celle du fondamental, ce qui conduit à la condition suivante :

$$f_c < 2f \quad \text{donc} \quad L_f C_f > 2.77 \cdot 10^{-6}$$

nous choisissons $L_f C_f = 25 \cdot 10^{-6}$ et nous optons pour les valeurs suivantes [Bens-95] :

$$L_f = 100 \text{ mH}; \quad C_f = 250 \mu\text{F}$$

I. 7. 3. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur utilisé est un onduleur à trois bras, dont chaque bras est constitué par deux interrupteurs bidirectionnels. Un interrupteur est composé par un transistor T_i et d'une diode D_i . La commande des transistors est complémentaire, d'où nous pouvons remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur à deux positions (K_i) comme indiqué sur la figure (Figure-I-7-).

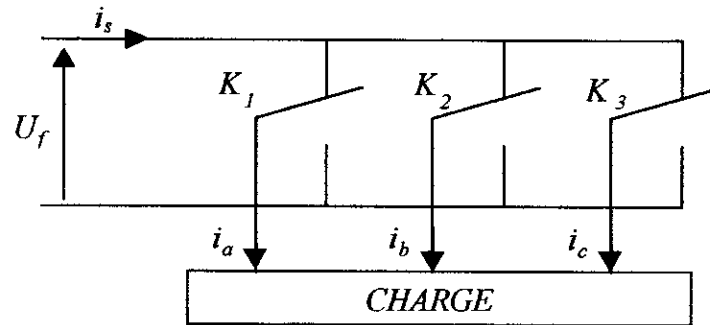


Figure-I-7- : Représentation des transistors par des interrupteurs

On définit les fonctions logiques de connexion par ($i = 1, 2, 3$) :

$$F_i = \begin{cases} 0 & \text{si } T_i \text{ est fermé et } T_i' \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } T_i \text{ est ouvert et } T_i' \text{ est fermé} \end{cases} \quad (I-29)$$

Les tensions de sortie de l'onduleur sont données par :

$$\begin{cases} V_{ab} = U_f(F_1 - F_2) \\ V_{bc} = U_f(F_2 - F_3) \\ V_{ca} = U_f(F_3 - F_1) \end{cases} \quad (I-30)$$

Par conséquent, les tensions simples sont exprimées de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_f}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b = \frac{U_f}{3}(-F_1 + 2F_2 - F_3) \\ V_c = \frac{U_f}{3}(-F_1 - F_2 + 2F_3) \end{cases} \quad (I-31)$$

Le courant i_s à l'entrée de l'onduleur sera donné par la relation suivante

$$i_s = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c \quad (I-32)$$

I. 8. MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS (M.L.I)

La stratégie triangulo-sinusoïdale :

La (M.L.I), permet l'obtention des alternances de la tension de sortie qui est formée de plusieurs créneaux. Ceci peut être fait en adoptant des techniques de commande des interrupteurs, il en existe plusieurs, à savoir la stratégie triangulo- sinusoïdale, la stratégie hystérésis [Abde-99]. Dans ce travail, nous nous intéressons à la première technique.

Cette stratégie dont le principe est basé, sur la variation de l'amplitude de la référence « v_{r1} », et la fixation de celle de la porteuse « up_1 », qui est représentée par un signal triangulaire.

L'onde de sortie, est alors obtenue par une simple comparaison des deux ondes, donnant ainsi l'ordre d'allumage où d'extinction aux composants constituant l'onduleur.

Dans cette technique (Figure-I-8-), il faut définir deux paramètres qui sont :

- L'indice de modulation « m » qui représente le rapport entre la fréquence de la porteuse « f_p » à la fréquence de la référence « f » désirée.
- Le coefficient de réglage en tension « r » qui représente le rapport entre l'amplitude de l'onde de référence à la valeur de crête de l'onde porteuse.

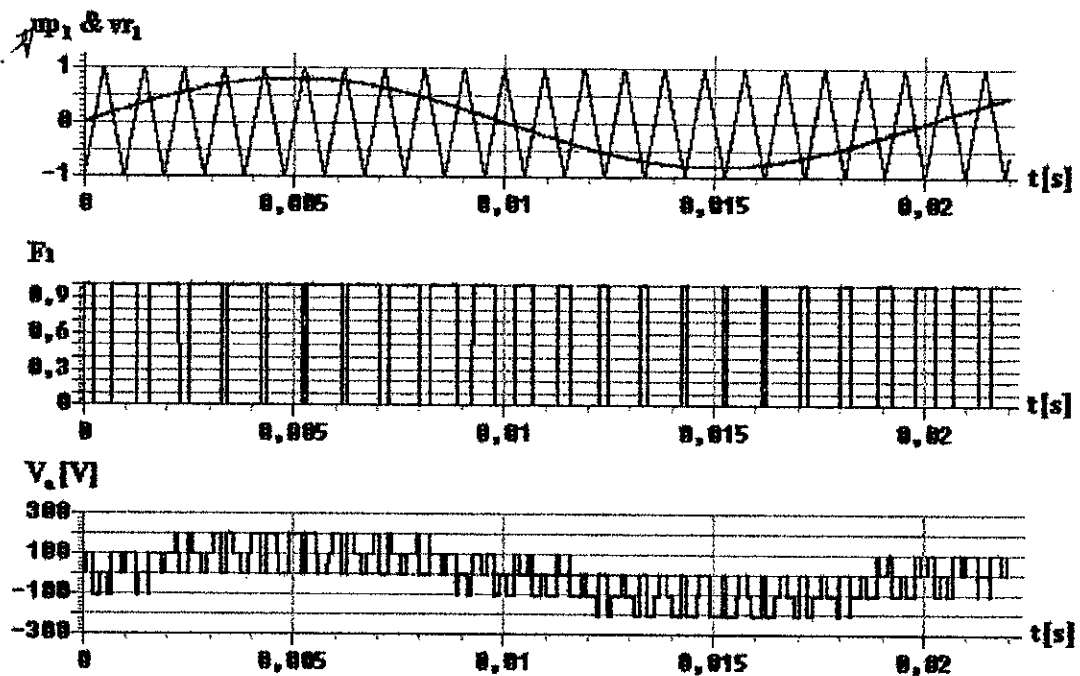


Figure-I-8- : Principe de la technique triangulo – sinusoïdale
($m = 21, r = 0.8$)

I. 9. MODELE DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE

Cette association, peut être schématisée par la figure (Figure-I-9-)

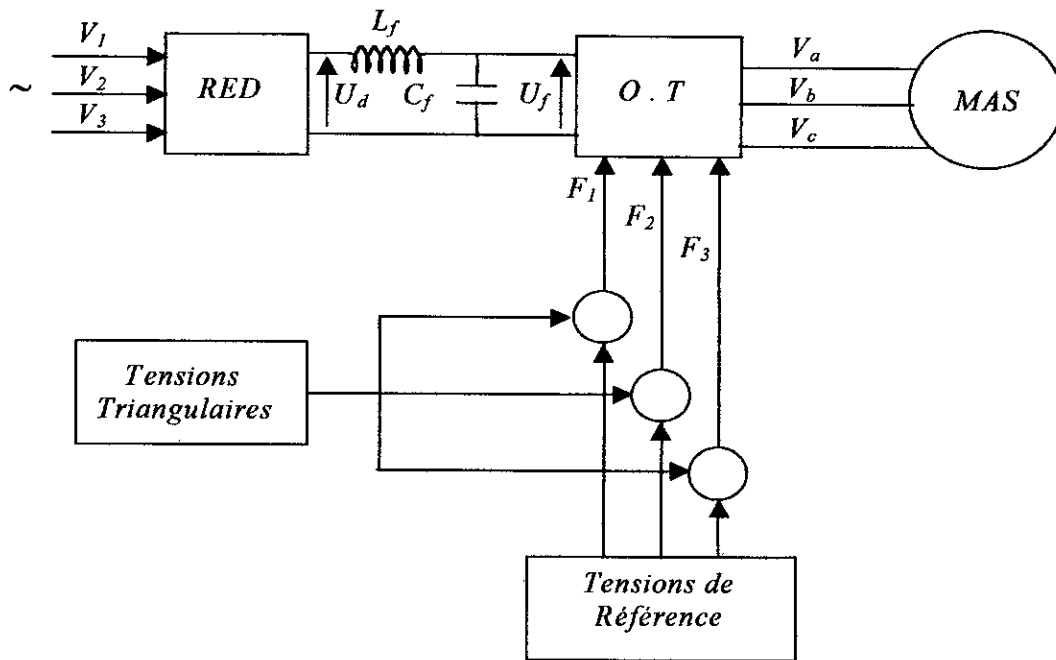


Figure-I-9- : L'association convertisseur- machine

Ainsi, nous présentons le modèle de cette association sous forme d'équation d'état telle que :

$$\dot{X} = AX + BU$$

$$\dot{X} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} R_{sm} & \omega_s & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_m \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} R_{sm} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_m & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & +(\omega_s - \omega_m) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_m) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

I. 10. SIMULATION ET INTERPRETATION

Les figures (Figure-I-10-a-) et (Figure-I-10-b-), représentent les résultats de simulation de l'association convertisseur-machine asynchrone respectivement à vide et lors d'une application d'un couple résistant de 10 N.m entre $t = 0.5\text{s}$ et $t = 1\text{s}$.

Ainsi, nous remarquons que :

- Le couple électromagnétique varie en premier lieu d'une façon très oscillatoire, il atteint une valeur de crête d'environ 60 N.m au démarrage, ceci pour vaincre l'inertie du moteur, ensuite, il revient à une valeur qui compense les pertes par frottement une fois le régime permanent est atteint, ceci d'une façon peu oscillatoire.
- La vitesse de rotation atteint presque, la vitesse du synchronisme (1498.5 tr/mn) après le régime transitoire qui dure environs 0.38s .
- Les flux rotoriques (respectivement, direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}) atteignent les valeurs de (-0.96 Wb respectivement -0.05 Wb) en régime établi.
- La forme du courant statorique i_a est proche d'une sinusoïde, ceci au régime établi et avec une même fréquence que celle du réseau. Sa valeur de crête est de 3.60A or pour le régime transitoire, il a une valeur de crête d'environ 20A .
- Enfin, pour une perturbation de 10 N.m , nous constatons une diminution de la vitesse. Les flux rotoriques direct et en quadrature sont également affectés par cette perturbation, ce qui explique le fort couplage existant entre les enroulements de la machine.

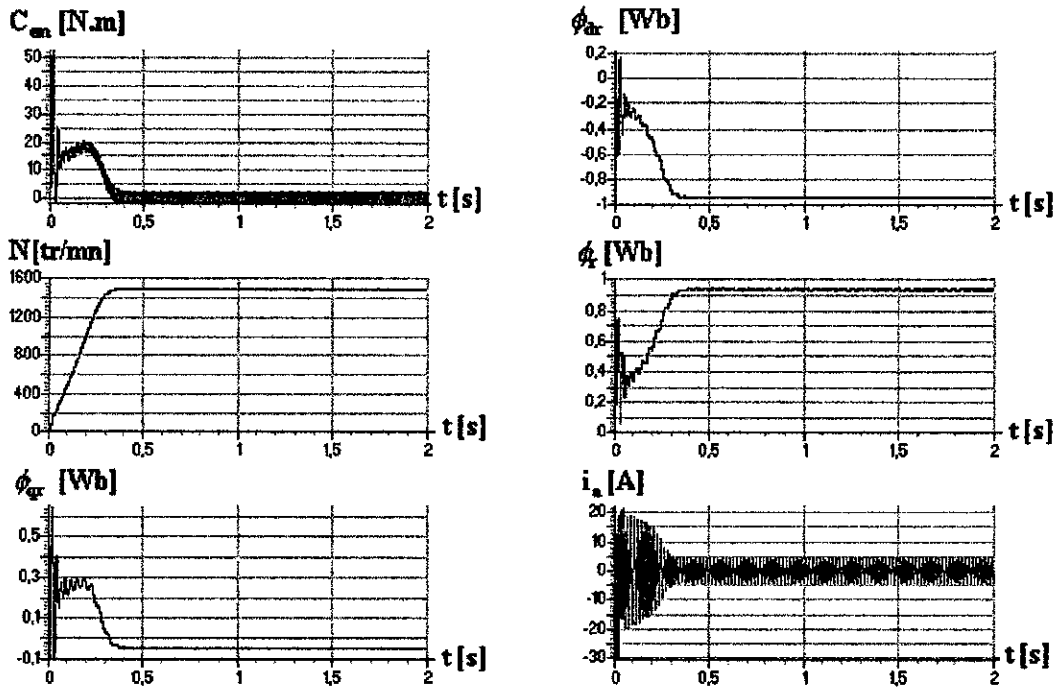


Figure-I-10-a- : Conduite du moteur asynchrone alimenté par un onduleur commandé par la technique triangulo – sinusoïdale ($m=21, r=0.8$) à vide.

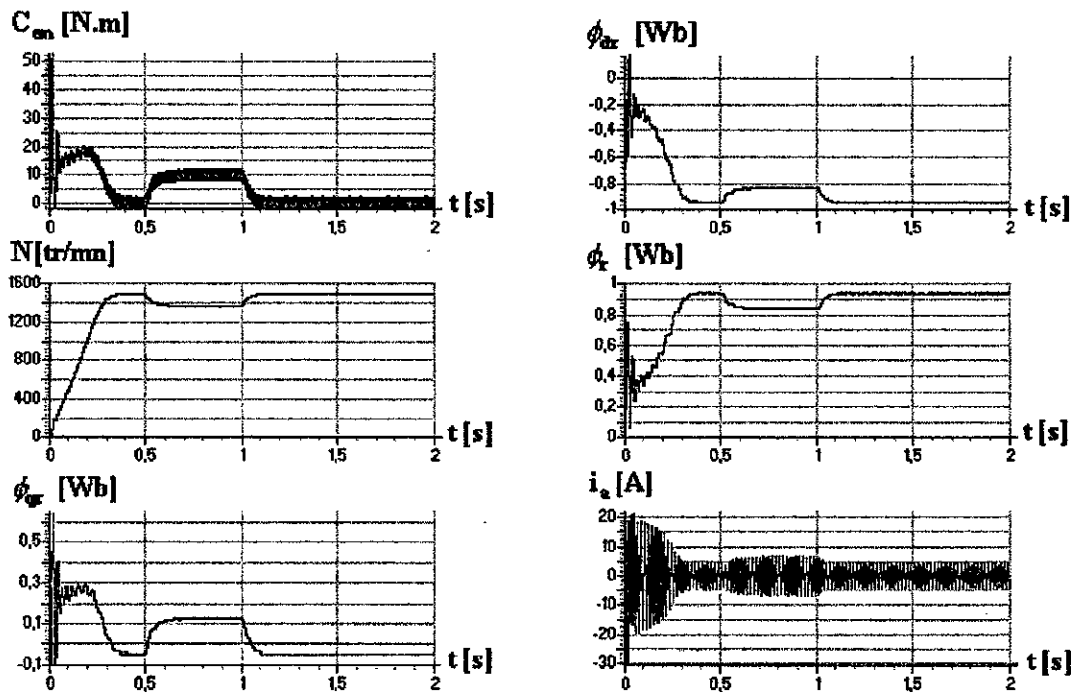


Figure-I-10-b- : Conduite du moteur asynchrone alimenté par un onduleur commandé par la technique triangulo – sinusoïdale ($m = 21, r = 0.8$) avec introduction d'une charge de 10 N.m entre $t = 0.5s$ et $t = 1s$

I. 11. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons modélisé l'association convertisseur-moteur asynchrone en vue de l'étude de ses performances, l'onduleur étant contrôlé par la stratégie triangulo-sinusoidale.

Dans la plupart des entraînements utilisant ce genre de moteur, une perturbation influe considérablement sur la vitesse d'entraînement, donc sur la grandeur à commander. Ceci rend le fonctionnement en boucle ouverte très fragile, ne répondant pas aux exigences d'un entraînement à vitesse constante. Ceci est dû au fort couplage entre les enroulements du moteur.

Pour remédier à cette difficulté et rendre le modèle de la machine simple et découplé, nous appliquons à cette dernière une commande à flux orienté.

CHAPITRE -II-

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Résumé

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle afin d'arriver à un modèle découplé de la machine asynchrone.

Il en existe plusieurs méthodes de commande vectorielle, nous nous intéressons à la commande directe par orientation du flux rotorique avec estimateur du flux et du couple.

CHAPITRE -II-

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II. 1. INTRODUCTION

Des travaux récents sur l'électronique de puissance et la commande des machines, ont apportés des améliorations importantes aux dispositifs d'entraînement à vitesse variable. C'est ainsi que le développement de l'industrie mondiale, fait appel aux machines asynchrones. Ces machines détrônent de plus en plus les machines à courant continu et ceci pour leurs nombreux avantages à savoir une simple et robuste construction avec un prix de revient moins onéreux.

Le positionnement des machines asynchrones est rendu aujourd'hui possible en lui appliquant des techniques *d'orientation du champ*. Ces techniques permettent d'obtenir un modèle dynamique découplé semblable à celui de la machine à courant continu.

Le modèle de *PARK* permet certaines simplifications. En effet, un choix convenable du repère permet d'obtenir un modèle simple de la machine asynchrone. Ce repère particulier peut être lié au flux statorique, au flux rotorique ou bien au flux d'entrefer.

II. 1. 1. Choix du référentiel

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il faut que le repère (d, q) et le flux aient la même vitesse de rotation. Il apparaît donc judicieux de choisir un référentiel lié au champ tournant.

II. 2. GENERALITES

II. 2. 1. Principe de la commande vectorielle

Les principes de base de la commande vectorielle ont été réalisés dans les années 70 par *HASS* et *BLASCHKE*. Ces bases consistent à assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu (à excitation séparée) (*Figure -II-1-*).

Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de telle manière, que l'axe de la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelle que soit la vitesse de rotation de la machine. De ce fait, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et de courant d'induit (*relation -II-1*).

Dans une machine asynchrone, par contre, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec le temps, ce qui donne des interactions complexes.

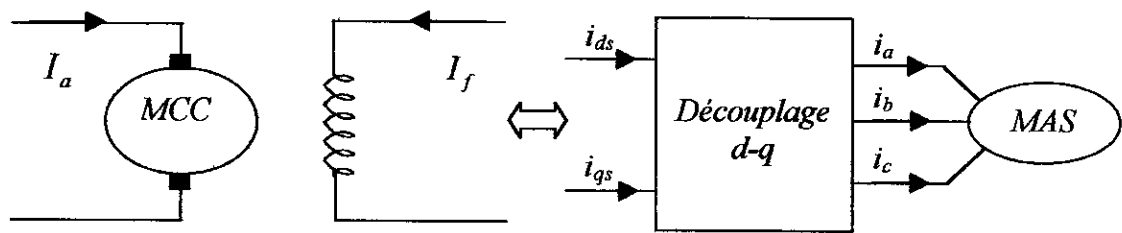


Figure -II-1 - : Principe de la commande vectorielle

Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une machine à courant continu, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant stator se décompose en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple (*relation -II-2-b*).

Grâce à cette nouvelle technique de commande, on arrive à obtenir des commandes de vitesse, de position, et de couple de la machine asynchrone avec de bonnes performances. Ce type de commande est actuellement le plus adéquat pour le contrôle des machines alternatives. Cette technique est basée sur l'orientation du flux ou du courant.

Couple électromagnétique de la machine à courant continu :

$$\begin{aligned} C_{em} &= k\phi_a I_a \\ \phi_a &= k_f I_f \end{aligned} \quad (II-1)$$

Couple électromagnétique de la machine asynchrone :

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (II-2)$$

Découplage :

Aligner le vecteur du flux sur l'axe « d » :

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad ; \quad \phi_{qr} = 0 \quad (II-2-a)$$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} \phi_r i_{qs} = k\phi_r i_{qs} \quad (II-2-b)$$

Nous pouvons donc orienter le flux de trois façons :

- ◆ Soit le flux rotorique avec les conditions :

$$\phi_{\alpha r} = \phi_r \quad ; \quad \phi_{\beta r} = 0 \quad (II-3)$$

- ◆ Le flux statorique telle que :

$$\phi_{\alpha s} = \phi_s \quad ; \quad \phi_{\beta s} = 0 \quad (II-4)$$

- ◆ Ou le flux d'entrefer avec :

$$\phi_{\alpha g} = \phi_g \quad ; \quad \phi_{\beta g} = 0 \quad (II-5)$$

II. 2. 2. Orientation du flux rotorique

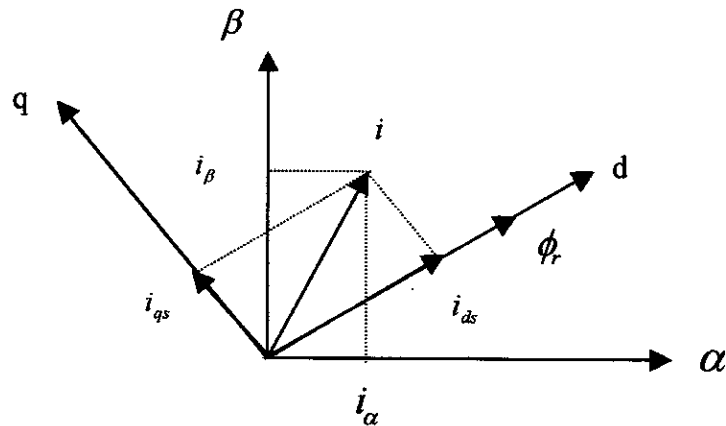


Figure -II-2- : Référentiel lié au flux rotorique

Considérons les deux tensions (V_{ds} , V_{qs}) comme variables de commande, les deux courants (i_{ds} , i_{qs}), le flux ϕ_r et la vitesse mécanique Ω comme variables d'état. En imposant la condition (II-3), aux équations du modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, on aboutit au système réduit suivant :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m T_r} \phi_r + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r} \right) i_{qs} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m} \omega_m \phi_r + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} \\ \frac{d\phi_r}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ J \frac{d\Omega}{dt} &= C_{em} - C_r - f_1 \Omega \\ C_{em} &= p \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_{qs} \\ \omega_{gl} &= \omega_s - \omega_m = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\phi_r} \\ \omega_m &= p \Omega \end{aligned} \right. \tag{II-6}$$

II. 2. 3. Interprétation

D'après le système (II-6), on remarque que seule la composante directe du courant statorique i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique ϕ_r . Alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique i_{qs} , dans le cas où le flux rotorique soit maintenu constant. Ainsi est réalisé une décomposition du courant en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple.

Le schéma bloc définissant ce modèle est donné à la figure (Figure-II-3-).

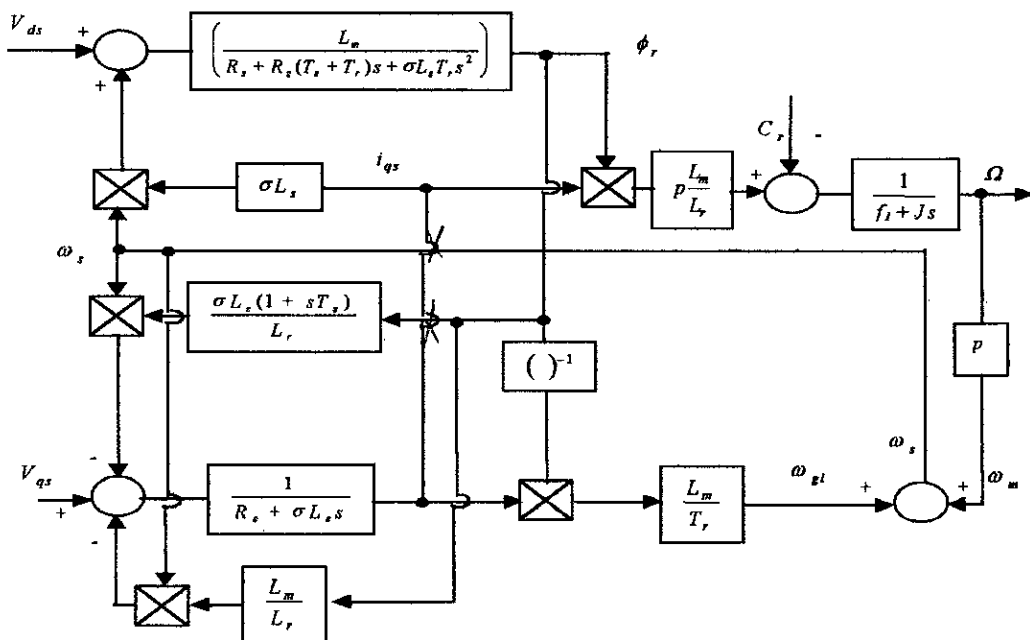


Figure-II-3- : Modèle en tension par orientation du flux rotorique

II. 3. METHODES DE COMMANDE PAR FLUX ORIENTE

II. 3. 1. Description

La commande par flux orienté est une technique associée au système d'entraînement formée par une machine asynchrone chargée et alimentée par un convertisseur statique. La commande de la machine asynchrone nécessite une connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et la faire coïncider avec l'axe direct « d » tournant à la vitesse du champ tournant.

Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux :

- Une *commande indirecte* : La phase du flux est estimée à partir d'une relation donnant la vitesse du glissement dans la technique du flux orienté [Adid-99], [Gher-99], [Dahm-99], [Bens-95], [Yazi-96], [Bena-96], [Baha-99].
- Une *commande directe* : La phase du flux est mesurée électriquement, en utilisant un modèle dynamique ou un capteur physique du flux.

Dans notre travail nous nous intéresserons à la commande directe.

II. 3. 2. Commande directe par flux orienté

II. 3. 2. 1. Principe

Cette méthode de commande nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celles-ci doivent être vérifiées quel que soit le régime de fonctionnement. Il faut donc procéder à une série de mesures disponibles au sein du processus.

La difficulté majeure dans la réalisation de cette méthode de commande en utilisant le flux rotorique provient de la détermination de son module et de sa phase, car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables a priori. En outre cette méthode de commande permet d'assurer de manière dynamique et dans un repère choisi les fonctions suivantes :

- Le maintien du flux à une valeur de consigne ;
- Le découplage des actions suivant les axes (d, q) ;
- Le suivi de la consigne de vitesse.

Deux solutions sont possibles suivant qu'on dispose ou non d'un capteur du flux.

II. 3. 2. 2. Commande vectorielle utilisant un capteur du flux

Afin d'accéder au flux rotorique, la première idée est d'utiliser des capteurs placés convenablement dans l'entrefer de la machine [Yazi-96], [Dahm-99], [Bens-95], [Gher-95].

II. 3. 2. 3. Commande vectorielle utilisant un estimateur du flux

La difficulté liée à l'utilisation des capteurs de flux a donc conduit les chercheurs à développer les modèles dynamiques du flux.

Ces modèles permettant d'obtenir la position et le module du flux à partir de la mesure des courants statoriques comme le montre la figure (Figure-II-4).

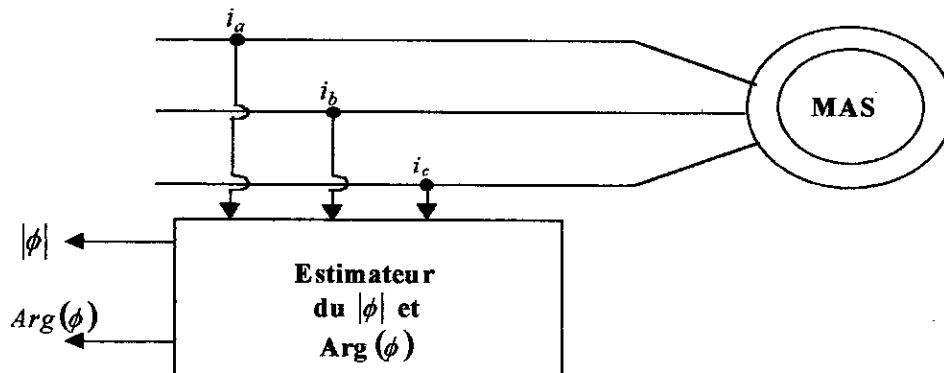


Figure-II-4- : Méthode d'estimation du module et l'argument du flux

La reconstitution du flux à partir des courants statoriques dans un référentiel stationnaire est déduite des équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_r^e + T_r \frac{d\phi_r^e}{dt} = L_m i_{ds} \\ C_{em}^e = p \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \phi_r^e \\ \omega_{gl}^e = \omega_s - \omega_m = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \phi_r^e} \\ \theta_s = \int \omega_s dt \end{array} \right. \quad (II-7)$$

Le schéma bloc de l'estimateur du flux et du couple est donné par la figure ci-après :

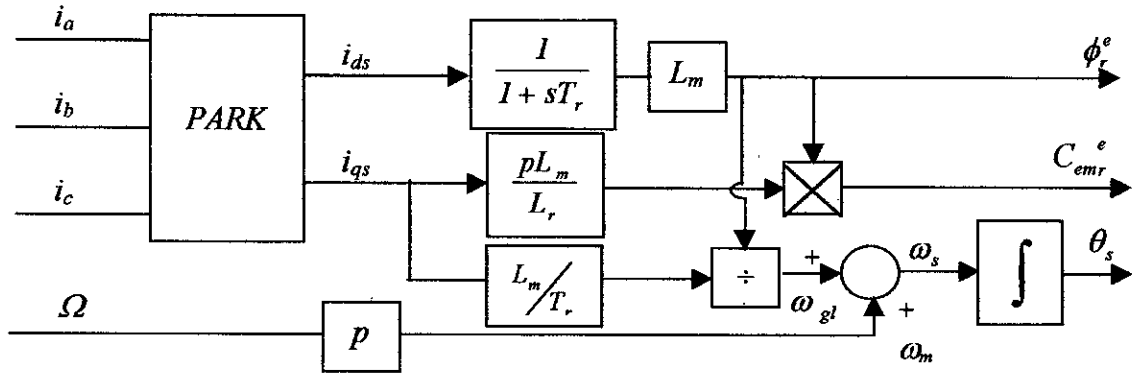


Figure-II-5- : Estimateur du flux et du couple

II. 4. DECOUPLAGE DES EQUATIONS

L'étude suivante consiste à rechercher la loi de découplage entre V_{ds} et V_{qs} permettant de contrôler de manière indépendante le couple par la composante i_{qs} et le flux par la composante i_{ds} . En effet la 3^{ème} équation du système (II-6) montre que l'action sur ϕ_r à travers i_{ds} se fait avec la constante de temps T_r , par conséquent, il est plus commode de contrôler le couple électromagnétique en maintenant le flux ϕ_r constant et en agissant sur le courant i_{qs} dont l'action est directe (5^{ème} équation du système (II-6)). Compte tenu des interactions entre ϕ_r et i_{qs} il devient nécessaire d'effectuer le découplage des équations (II-6).

D'après le système (II-6), nous avons les deux équations statoriques suivantes :

$$\begin{cases} \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} = V_{ds} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} - \frac{L_s(1-\sigma)}{L_m} \frac{d\phi_r}{dt} \\ \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} = V_{qs} - \omega_s \left[\sigma L_s i_{ds} + \frac{L_s(1-\sigma)}{L_m} \phi_r \right] \end{cases} \quad (II-8)$$

Pour découpler le système d'équations ci-dessus on ajoute à V_{ds} la quantité $(\sigma L_s \omega_s i_{qs})$, et on retranche de V_{qs} les quantités $(\sigma_s L_s \omega_s i_{ds})$ et $\left\{ \omega_s L_s (1 - \sigma) i_{ds} / (T_r s + 1) \right\}$

Le système précédent devient :

$$\begin{cases} V_{ds1} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} + \frac{L_s(1-\sigma)}{L_m} \frac{d\phi_r}{dt} \\ V_{qs1} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (II-9)$$

Ces équations peuvent être schématisées par la figure suivante :

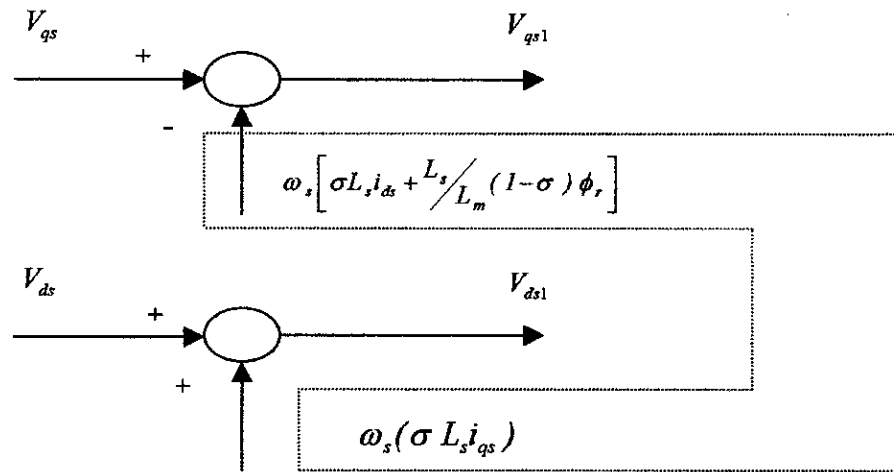


Figure -II-6 - : Schéma de découplage

Le schéma global de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique en utilisant un estimateur du flux et du position est donné par la figure (Figure-II-7-).

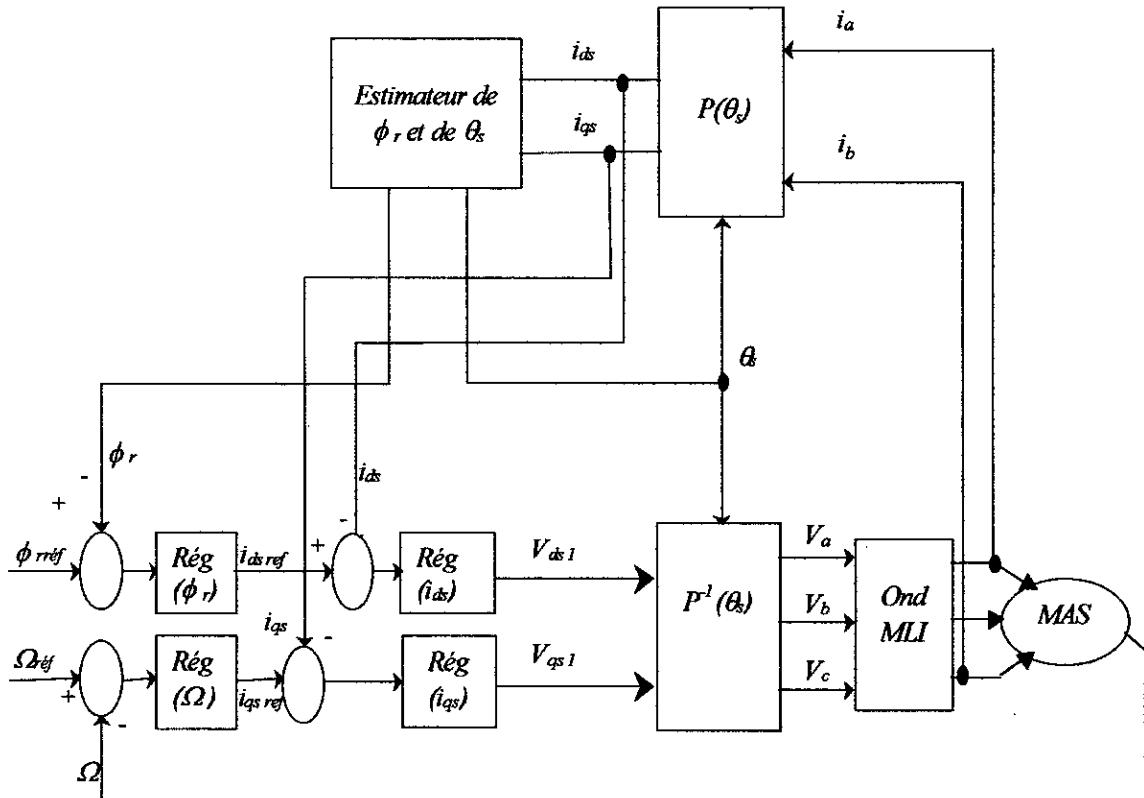


Figure -II-7- : Schéma synoptique de la commande directe par orientation du flux rotorique utilisant un estimateur du flux et du couple

II. 5. SIMULATION NUMERIQUE

Le schéma de contrôle simulé est celui présenté à la figure (Figure-II-7-). La machine étant alimentée par un onduleur de tension à stratégie de modulation sinusoïdale dont l'indice de modulation est $m = 2I$.

Le flux de référence est donné par un bloc de défluxage. Ce bloc de défluxage est nécessaire car il sert à diminuer le flux et donc le couple lors du fonctionnement en survitesse.

Les équations qui traduisent le bloc de défluxage s'écrivent comme suite :

$$\phi_{r\text{réf}} = \begin{cases} \phi_n & \text{si } \Omega < \Omega_n \\ \frac{\phi_n \Omega_n}{\Omega} & \text{si } \Omega > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

Le couple de référence est assuré au moyen d'un régulateur *PI* qui ajuste l'erreur entre la vitesse de référence et celle donnée par la machine telle que :

$$C_{em\text{réf}} = K_p (\Omega_{\text{réf}} - \Omega) + (K_i / s) (\Omega_{\text{réf}} - \Omega) \quad (\text{II-11})$$

II. 6. INTERPRETATION

La figure (Figure-II-8-) représente les réponses du couple électromagnétique C_{em} , de la vitesse de rotation Ω , des flux direct ϕ_{dr} , en quadrature ϕ_{qr} , du module du flux ϕ_r , et du courant statorique i_a , respectivement à vide et pour une application d'un couple résistant entre 1 et 1.5 s suivie d'une inversion de vitesse à $t = 2s$.

Les résultats de simulation permettent de s'apercevoir que lors de démarrage à vide :

- Le couple électromagnétique suit bien sa référence, il atteint au démarrage pendant le régime transitoire qui dure environs 0.5s, une valeur de 17 N.m, puis tend à s'annuler.
- Le flux rotorique en quadrature est nul ($\phi_{qr} = 0$) et le flux rotorique direct est égal au flux rotorique ($\phi_{dr} = \phi_r$), qui est maintenu à 1 Wb après 0.3s et qui suit bien sa référence (orientation du flux rotorique).
- La vitesse de rotation de la machine suit bien sa consigne initiale à savoir, 100 rd/sec.

Lors d'une application d'un couple résistant entre 1 et 1.5s et de l'inversion de vitesse à $t = 2s$ on constate que :

- Le couple électromagnétique répond à cette application, il augmente à la valeur de 10 N.m entre 1 et 1.5 s et diminue jusqu'à -17 N.m lors de l'inversion de vitesse puis redevient nul.
- Le flux rotorique n'est pas affecté par cette application, ce qui prouve le découplage réalisé par la commande vectorielle entre le flux et le couple.
- L'application d'un couple de charge n'affecte pas la vitesse de rotation souhaitée.

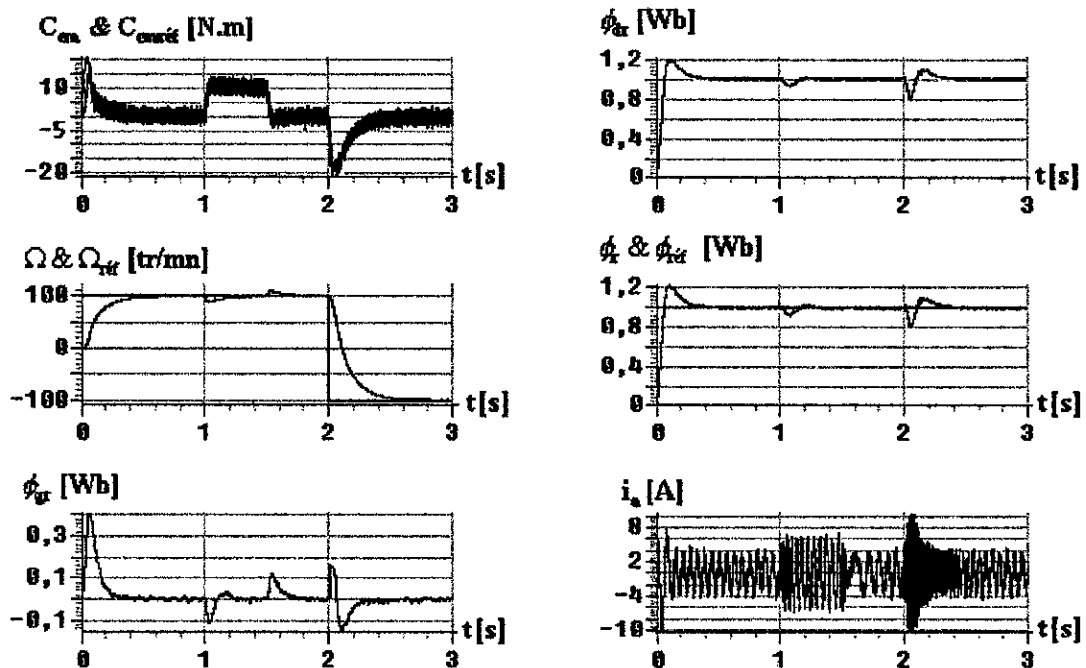


Figure -II-8- : Commande directe par orientation du flux rotorique avec application d'un couple résistant ($C_r = 10 \text{ N.m}$), entre 1 et 1.5 s , suivi d'une inversion de vitesse à $t=2 \text{ s}$

II. 7. INFLUENCE DE LA CONSTANTE DU TEMPS DU ROTOR

La constante du temps du rotor T_r est un paramètre fondamental dans les méthodes de contrôle du flux, tant pour la méthode directe que pour la méthode indirecte. Le module et la phase du flux du rotor sont calculées en utilisant T_r . Avec la méthode directe, T_r intervient dans le modèle dynamique du flux.

Cette constante est difficilement mesurable et dépend des conditions de fonctionnement de la machine.

La température agit sur la résistance rotorique R_r [Brah-95] et la saturation agit sur l'inductance L_r [Alli-97]. Le découplage entre le couple et le flux sera très difficile à réaliser, par conséquent la dynamique sera très fortement affectée quand T_r varie [Yazi-96].

II. 7. 1. Modèle mathématique du couple et du flux

Dans ce qui suit, et en vue de développer un modèle mathématique de la commande du moteur qui prend en considération les variations des paramètres rotoriques, à savoir la résistance, l'inductance et la mutuelle inductance nous posons [Mahm-99-a], [Mahm-99-b].

$$\begin{cases} L_m = k_1 \dot{L}_m \\ L_r = k_1 \dot{L}_m + l_r \approx k_1 \dot{L}_r \\ R_r = k_2 \dot{R}_r \end{cases} \quad (II-12)$$

avec : L_m et R_r : Paramètres réels de la machine ;

\dot{L}_m et \dot{R}_r : Valeurs utilisées dans la commande.

La valeur effective de la constante du temps T_r est donnée par :

$$T_r = \frac{k_1 \dot{T}_r}{k_2} = \rho \dot{T}_r \quad (II-13)$$

Le bloc de découplage impose à la commande de l'onduleur les grandeurs V_{ds} , V_{qs} et ω_{gl} . En faisant abstraction des termes différentiels dans le système d'équation (II-9), nous obtenons les grandeurs estimées suivantes en régime permanent :

$$\begin{cases} C_{em}^* = p \frac{\dot{L}_m}{\dot{L}_r} \dot{\phi}_r i_{qs}^* = p \frac{\dot{L}_m^2}{\dot{L}_r} i_{ds}^* i_{qs}^* \\ \omega_{gl}^* = \frac{I i_{qs}^*}{\dot{T}_r i_{ds}^*} \\ \dot{\phi}_r^* = \dot{L}_m i_{ds}^* \end{cases} \quad (II-14)$$

A partir des équations du modèle de Park développées au chapitre I, nous tirons les composantes directes et en quadrature du flux et du couple réel de la machine en régime permanent :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_m \frac{i_{ds} + \omega_{gl} T_r i_{qs}}{1 + (\omega_{gl} T_r)^2} \\ \phi_{qr} = L_m \frac{i_{qs} - \omega_{gl} T_r i_{ds}}{1 + (\omega_{gl} T_r)^2} \\ C_{em} = \frac{p L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \end{cases} \quad (II-15)$$

Sachant que la valeur T_r imposée dans la commande est fixe et en tenant compte de (II-11) et de (II-12) nous écrivons :

$$\omega_{gl} T_r = \frac{k_1 i_{qs}}{k_2 i_{ds}} = \rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (II-16)$$

D'où, nous tirons les valeurs du couple et le module du flux rotorique telle que :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = p \frac{k_1^2}{k_2} \left(\frac{\dot{L}_m}{L_r} \right)^2 i_{ds} i_{qs} \frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} \\ \phi_r = k_1 \dot{L}_m i_{ds} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}} \end{array} \right. \quad (II-17)$$

Les rapports du flux rotorique réel et du couple sur les valeurs estimées respectives sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\phi_r}{\dot{\phi}_r} = k_1 \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}} \\ \frac{C_{em}}{\dot{C}_{em}} = \frac{k_1^2}{k_2} \frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} = \frac{1}{k_2} \left(\frac{\phi_r}{\dot{\phi}_r} \right)^2 \end{array} \right. \quad (II-18)$$

Les expressions de l'erreur sur la composante directe et la valeur de la composante en quadrature du flux rotorique en fonction de ρ sont données par [Mahm-99-a] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta \phi_{dr} = \phi_{dr} - \dot{\phi}_r = k_1 \dot{\phi}_r \left[\frac{1 + \rho \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} - 1 \right] \\ \phi_{qr} = L_m \frac{(1 - \rho) i_{qs}}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} \end{array} \right. \quad (II-19)$$

II. 7. 2. Discussion

- si $\rho = 1$: $\begin{cases} \Delta\phi_{dr} = 0 \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \Rightarrow \phi_r$ garde son module et sa phase et reste en phase avec l'axe d

(figure-II-10-a-).

- Si $\rho < 1$: $\begin{cases} \Delta\phi_{dr} > 0 \\ \phi_{qr} > 0 \end{cases} \Rightarrow \phi_r$ augmente et s'oriente en avance par rapport à l'axe d

(figure-II-10-b-).

- Si $\rho > 1$: $\begin{cases} \Delta\phi_{dr} < 0 \\ \phi_{qr} < 0 \end{cases} \Rightarrow \phi_r$ diminue et s'oriente en arrière par rapport à l'axe d

(figure-II-10-c-).

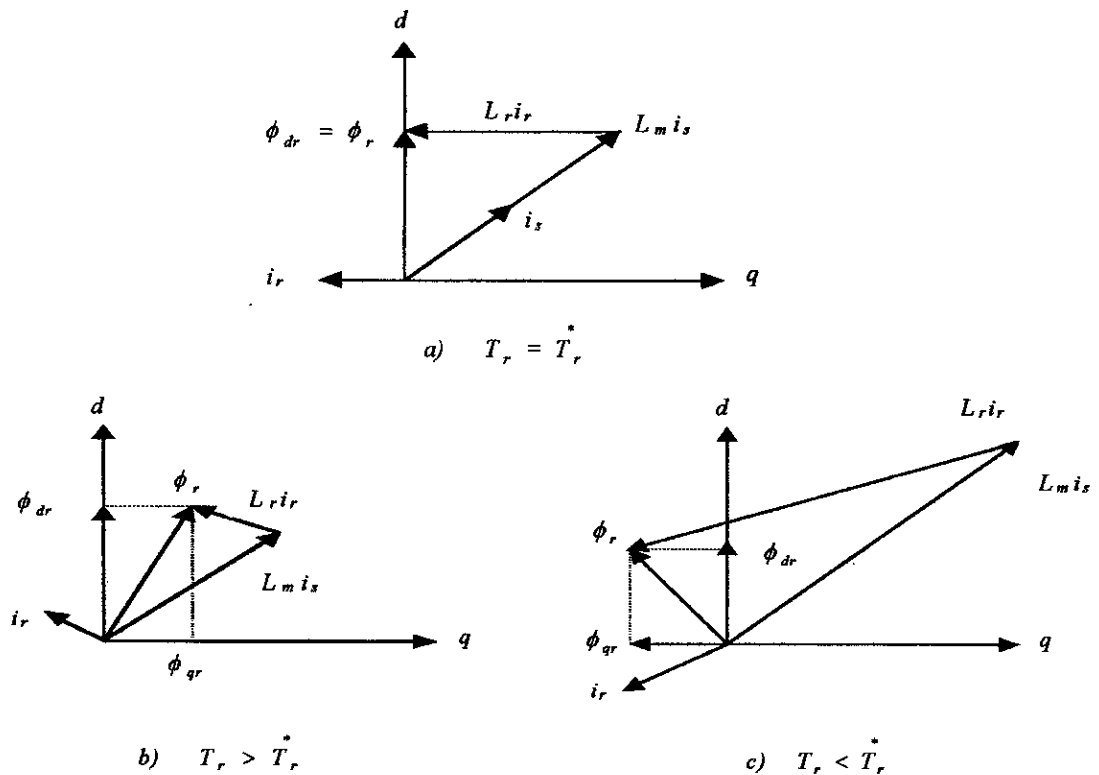


Figure-II-10- : Diagramme vectoriel d'orientation du flux avec variation de T_r

II. 7. 3. Interprétation

La déviation de T_r de sa valeur prédite conduit à la création d'une composante en quadrature du vecteur flux rotorique. Ce vecteur perd donc son orientation suivant l'axe d . Nous pouvons s'attendre alors à une dégradation des performances de la commande vectorielle qui peut conduire à une instabilité du système quand l'erreur est importante.

II. 8. Influence de la variation de T_r sur le découplage et le réglage en boucle fermée

Nous allons aborder dans ce paragraphe, la structure de la commande vectorielle du moteur asynchrone qui fait apparaître les paramètres physiques de la machine. En pratique, il est montré que l'influence de la variation des paramètres physiques de la machine asynchrone sur la constante de temps rotorique, se traduit par une variation de cette dernière de $\pm 50 \%$ de sa valeur à température normale de fonctionnement [Mahm-99-a].

Pour montrer l'influence de la constante de temps rotorique, nous avons étudié, par simulation, la sensibilité de la commande vectorielle en boucle fermée à une variation de $+ 50 \%$ de la constante de temps rotorique par rapport à sa valeur nominale.

Les résultats de simulation sont donnés à la figure (Figure-II-11-).

II. 9. Simulation et interprétation

La figure (Figure-II-11-) montre l'influence de la déviation de T_r de sa valeur prédite sur la réponse dynamique du réglage en boucle fermée par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension. Cette figure représente les réponses dynamiques de couple C_{em} , de vitesse Ω , de courant statorique i_a et de flux rotorique ϕ_r lors de démarrage de la machine avec un couple de 10 N.m .

A partir de l'instant $t = 2\text{s}$ nous provoquons une augmentation brusque de 50% de T_r ($\rho = 2$). Nous constatons alors une déviation des grandeurs réelles de leurs valeurs de référence, c'est-à-dire le flux rotorique diminue et le couple augmente, ce qui est parfaitement en accord avec l'étude précédente (cas ou $\rho > 1$).

La vitesse de rotation subit également une petite perturbation, mais comme nous avons prévu un régulateur de vitesse, ce dernier l'oblige à suivre sa valeur de consigne (100 rad/s). Le courant de phase i_a subit une augmentation.

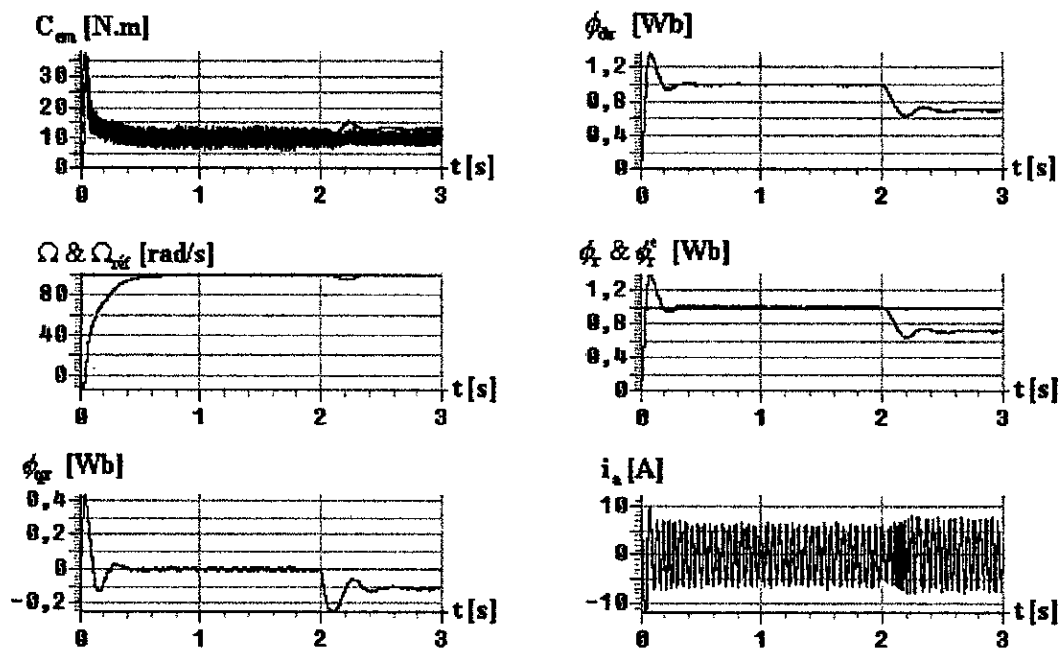


Figure-II-11- : sensibilité du découplage à une variation brusque de 50 % de T_r

II. 10. CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis de présenter le mode d'orientation du flux à savoir le flux rotorique, ainsi qu'une des principales méthodes employées dans la commande vectorielle qui est la commande directe, une orientation du flux statorique ou celle de l'entrefer est possible et proposer par d'autres auteurs.

Une meilleure orientation du flux est obtenue en utilisant le flux rotorique.

Grâce à cette technique, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone, qui est limité en fonctionnement à des conditions bien précises, cause due à l'utilisation des régulateurs *PI*.

L'étude de l'influence de la constante de temps rotorique nous a permis de justifier la non robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

Afin d'améliorer encore les performances de la machine asynchrone, la commande par mode de glissement avec orientation du flux rotorique est proposée dans le chapitre qui suit.

CHAPITRE -III-

COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Résumé

Dans cette partie, la commande des systèmes non linéaires en présence d'incertitudes sur les paramètres du modèle est traitée. On est donc conduit vers d'autres commandes plus compétitives, plus aptes à surmonter les non-linéarités et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse.

Les commandes à structures variables offrent ces propriétés. Elles ont été à l'issue des travaux élaborés par le mathématicien soviétique A.F.

FILIPPOV.

La commande par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structures variables

CHAPITRE -III-

COMMANDE NON-LINEAIRE PAR MODE DE GLISSEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III. 1. INTRODUCTION

La décomposition d'état de la machine asynchrone fait apparaître notamment une non-linéarité vis-à-vis de la vitesse et un couplage entre les deux grandeurs de la tension. Dans l'approche classique, on opère à un découplage du système par des termes de compensation issus d'une analyse des équations différentielles régissant la dynamique du système. Durant la dernière décennie, des avancées significatives ont été faites dans le domaine de l'automatique non linéaire et des techniques de linéarisation amenant au découplage du système considéré.

Nous avons ici adopté la technique des modes glissants, celle-ci repose sur la théorie des systèmes à structure variable. Le but de l'approche consiste à contraindre par des fonctions les dynamiques à l'intérieur d'un domaine de stabilité délimité par des surfaces dites de glissement. La décomposition d'état de la machine asynchrone conduit à la définition d'un observateur remplissant la condition de stabilité requise par le biais d'une fonction non linéaire à laquelle on associe une condition qui facilite la convergence de l'observateur et prend en compte les perturbations bornées.

De nouvelles commandes sont mises en œuvre pour réduire les oscillations de couple et améliorer le rendement dans les entraînements dédiés à la traction électrique. Pour accroître la fiabilité des systèmes, la commande sera utilisée pour générer des signatures représentatives des défauts dans les entraînements électriques de manière à suivre leurs comportements et assurer une plus grande sûreté de fonctionnement. Une recherche des signatures les plus représentatives et des observateurs associés sera effectuée.

III. 2. SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE

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 donc la définition suivante :

III. 2. 1. Définition

Un système est dit à structure variable, s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{X} = \begin{cases} f_1(X) & \text{si condition "1" vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(X) & \text{si condition "n" vérifiée} \end{cases} \quad f_j \in C^k, k \geq 1 \quad (III-1)$$

Lorsque la condition j est vérifiée, le système commute vers la structure j associée. En conséquence, les systèmes à structures variables sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation [Bach-99], [Lara-97], [Dahm-99-~~98~~].

III. 2. 2. Exemple

A titre d'exemple, [Lara-97] prenons le cas d'un système du second ordre défini par :

$$\ddot{X} = -X. \quad u \quad (III-2)$$

Où $X, u \in R$, X est l'état et u la commande du système.

Le problème posé est le suivant : Comment ramener le système à l'origine $(X, \dot{X}) = (0, 0)$ à partir d'un état initial : $(X, \dot{X}) = (X_0, \dot{X}_0)$.

La solution proposée est la suivante : Si on pose $u = \alpha^2$, (α une constante), alors la solution de l'équation (III-2) est :

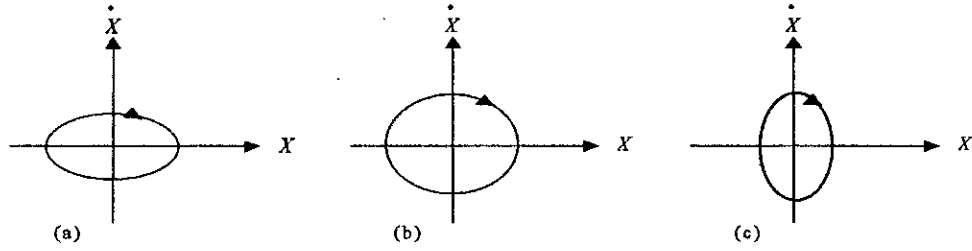
$$\begin{cases} X = c_1 e^{j\alpha t} + c_2 e^{-j\alpha t} \\ \dot{X} = j\alpha c_1 e^{j\alpha t} - j\alpha c_2 e^{-j\alpha t} \end{cases} \quad (III-3)$$

Où c_1 et c_2 sont des constantes qui dépendent des conditions initiales du système.

A partir de l'expression (III-3) on tire la relation liant X et \dot{X} telle que :

$$\frac{\dot{X}^2}{\alpha^2} + X^2 = 4c_1 c_2 > 0 \quad (III-4)$$

Cette solution représente l'équation d'une ellipse dans le plan de phase (Figure III-1) suivant que α soit supérieure, inférieure ou égale à 1.



**Figure-III-1- : Représentation dans le plan d'état du comportement du système
 $a : \alpha < 1 ; b : \alpha = 1 ; c : \alpha > 1$**

Etant donné que la variation se fait selon la direction des aiguilles d'une montre (Figure-III-1-), la loi de commutation de la commande est choisie suivant le signe de $X \dot{X}$, de la manière suivante :

$$u = \begin{cases} \alpha^2 = \alpha_1^2 < 1 & \text{si } X \dot{X} < 0 \\ \alpha^2 = \alpha_2^2 > 1 & \text{si } X \dot{X} > 0 \end{cases} \quad (III-5)$$

Il en résulte un comportement convergent et stable vers l'origine (Figure-III-2-).

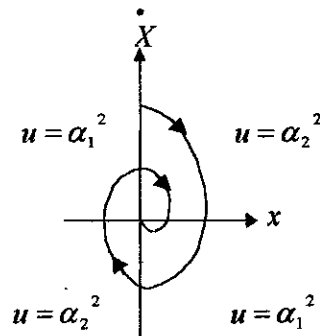


Figure-III-2- : Convergence et stabilisation par logique de commutation

III. 3. THEORIES DES MODES GLISSANTS

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures. La combinaison des propriétés de chacune de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global.

La théorie des modes glissants trouve ses origines ou ses justifications dans la théorie de la commande des systèmes à relais et dans les circuits d'électronique de puissance.

En effet, comme il a été présenté précédemment, la commande par le mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas $n = 2$) :

$$\dot{X} = f = \begin{cases} f^+(X, u^+) & \text{si } S(X, t) > 0 \\ f^-(X, u^-) & \text{si } S(X, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

Les champs de vecteurs u^+ et u^- sont définis par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(X, t) > 0 \\ u^- & \text{si } S(X, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

Où $S(X, t)$ est la fonction de commutation.

La surface de commutation S_0 est définie comme suite :

$$S_0 = \{X(t) \ / \ S(X, t) = 0\} \quad (\text{III-8})$$

Ici, on a choisi une surface de glissement (variété invariante sur laquelle le système commute) ; c'est la surface sur laquelle le système suit l'évolution désirée. En général, la variété de commutation est de dimension égale à n moins le nombre de fonction de commutation disponible (i.e. dans le cas de la commande, c'est le nombre de sorties à stabiliser).

Les trajectoires associées à la fonction f se résument en trois configurations où sont décrites les évolutions temporelles :

- La première configuration représente des trajectoires de f^+ et f^- qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation S_0 .
- La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour f^+ (respectivement pour f^-) et de répulsion pour f^- (respectivement pour f^+).
- La troisième configuration (*Figure-III-3*) représente des trajectoires de f^+ et f^- qui convergent vers la surface de commutation, et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé « *mode de glissement* »

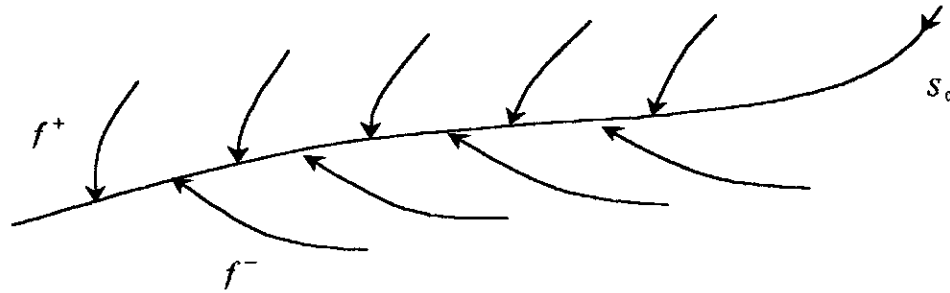


Figure-III-3- : Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants, bien connus et appréciés depuis le début des années quatre-vingt [Bühl-86], [Slot-91], etc. Ce type de commande est de conception simple, permet une bonne précision, une bonne stabilité, un excellent temps de réponse et notamment la robustesse. Ce type de commande est particulièrement adapté aux systèmes ayant des modèles imprécis. Cette imprécision peut être due à deux raisons :

- Imprécision et variation de paramètres : Problème d'identification.
- Simplification du modèle dynamique du système : Problème de modélisation.

Il faut signaler aussi la simplicité de la mise en œuvre, l'adaptation, aussi bien aux processus linéaires qu'à ceux non linéaires. Ce type de commande peut être également utilisé d'une manière tout à fait analogue ; non seulement en régulation, mais aussi dans les problèmes de poursuite du modèle [Foss-93].

III. 3. 1. Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener 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 approprié jusqu'au point d'équilibre [Boud-91].

Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes (Figure-III-4-) :

♦ **Le mode de convergence (MC)** : Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.

♦ **Mode de glissement (MG)** : C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état x sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.

♦ **Le mode de régime permanent (MRP)** : Il est nécessaire pour l'étude du comportement d'un système autour du point d'équilibre.

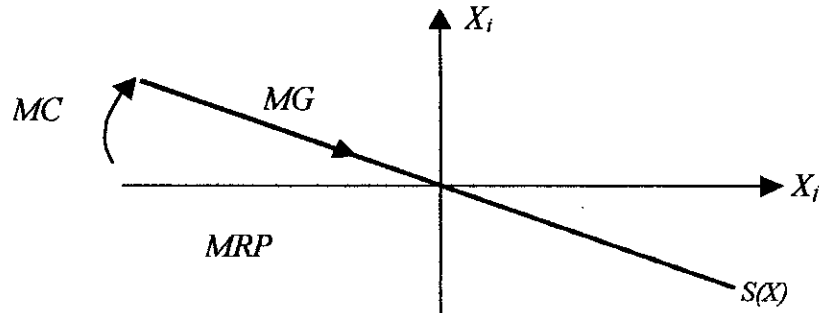


Figure-III-4- : Les modes de trajectoire dans le plan de phase

III. 4. CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODES 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.

III. 4. 1. Choix de la surface de glissement

Le choix des surfaces de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(X,t) + g(X,t)u(t) \\ y = C^t X, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (III-9)$$

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 » [Bühl-86]. 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 [Bach-99].

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 [Slot-84, 86, 91], [Gaye-95, 96] (i.e. convergence de la variable d'état vers sa valeur désirée). Ainsi, la surface $S(X)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J. J. SLOTTINE [Slot-91] propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée telle que :

$$S(X) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(X) \quad (III-10)$$

avec :

$e(X)$: L'écart de la variable à régler ; $e(X) = X_{réf} - X$;

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

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

Pour $r = 1$; $S(X) = e(X)$;

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

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

En d'autres termes, 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 (Figure-III-5-) a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r ».

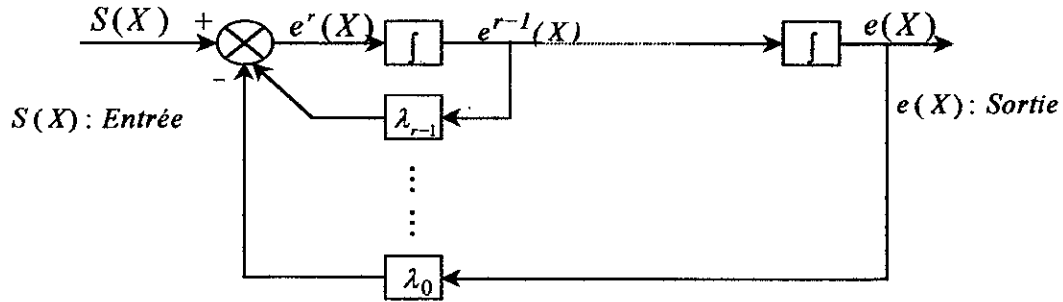


Figure-III-5- : Linéarisation exacte de l'écart

III. 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.

III. 4. 2. a. Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par *UTKIN [Utki-77]*. Elle s'exprime sous la forme :

$$S(X)\dot{S}(X) < 0 \quad (III-11)$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(X)$ et sa dérivée, les valeurs justes à gauches et à droite de la droite de commutation.

III. 4. 2. b. 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 (i.e. $\dot{V}(X) < 0$). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de *LYAPUNOV* par :

$$V(X) = \frac{1}{2} S^2(X) \quad (III-12)$$

et sa dérivée par :

$$\dot{V}(X) = S(X)\dot{S}(X)$$

Pour que la fonction de *LYAPUNOV* décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si : $S(X)\dot{S}(X) < 0$

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-III-6-*). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

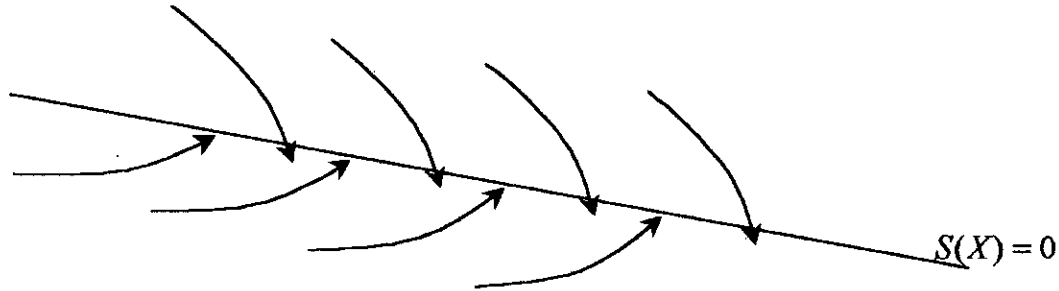


Figure-III-6- : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

III. 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 u_{\max} et u_{\min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (*Figure-III-7-*). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « *broutement* » ou « *Chattering* » apparaissent dans le mode de glissement.

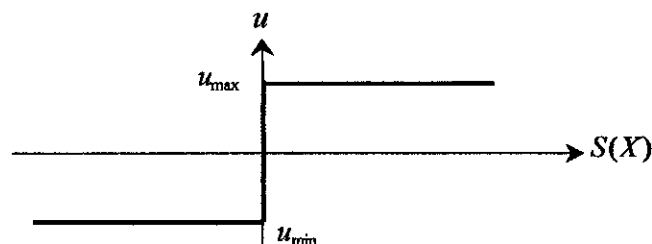


Figure-III-7- : Commande appliquée aux systèmes à structure variable

III. 4. 3. a. 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 éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (III-13)$$

$u_{eq}(t)$ Correspond à la commande équivalente proposée par *FILIPPOV [Fili-79]* et *UTKIN*. 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 : $\dot{S}(X) = 0$

u_n est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $S(X)\dot{S}(X) < 0$. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par : $\dot{S}(X) = u_n$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée de grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre u_{max} et u_{min} (Figure-III-8-).

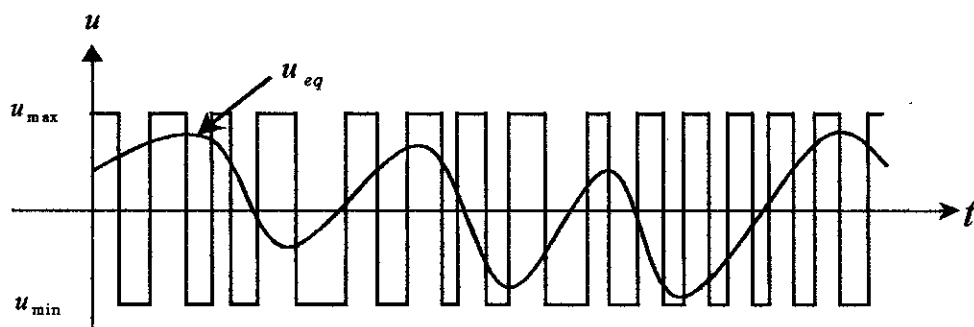


Figure-III-8- : la valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min}

III. 4. 3. b. 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 (III-14).

$$\dot{X}(t) = f(X, t) + g(X, t)u(t) \quad (III-14)$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs : u_{eq} et u_n , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (III-15)$$

Nous avons :

$$\dot{S}(X) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \{f(X, t) + g(X, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial X} \{g(X, t)u_n\} \quad (III-16)$$

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 :

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} f(X, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} f(X, t) \right\}, \quad u_n = 0 \quad (III-17)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur (III-17) dans l'équation (III-16). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial X} \{g(X, t)u_n\}$$

Le problème revient à trouver u_n tel quel :

$$S(X)\dot{S}(X) = S(X) \frac{\partial S}{\partial X} \{g(X, t)u_n\} < 0 \quad (III-18)$$

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

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(X)) \quad (III-19)$$

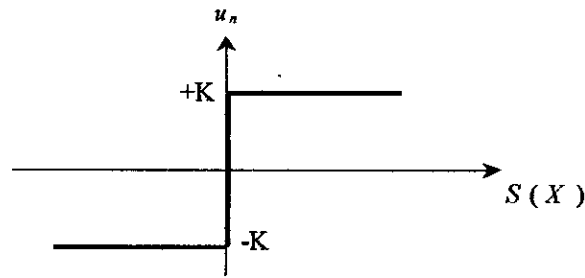


Figure-III-9- : Représentation de la fonction “SIGN”

En remplaçant l'expression (III-19) dans (III-18), on obtient :

$$S(X)\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial X} g(X,t)K|S(X)| < 0 \quad (III-20)$$

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

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III-20). 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 des 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.

III. 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. Ces composantes peuvent détériorer le système en excitant les modes élevés dont on n'a pas tenu compte lors de la modélisation ou encore endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes.

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « sign » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences [Gaye-96], [Khal-96], [Slot-91], [Push-99] [Dahm-99]. On donne ci-dessous des exemples de fonction de saturation :

- Fonction SAT :

Représenté dans la figure (Figure-III-10-), est définie comme suite :

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ Sat(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| < \mu \end{cases} \quad (III-21)$$

Avec μ un paramètre petit et positif.

- Fonction de lissage (SMOOTH) :

On peut aussi remplacer la fonction « sign » par une fonction de classe C^1 . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (Figure-III-11) ; soit :

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (III-22)$$

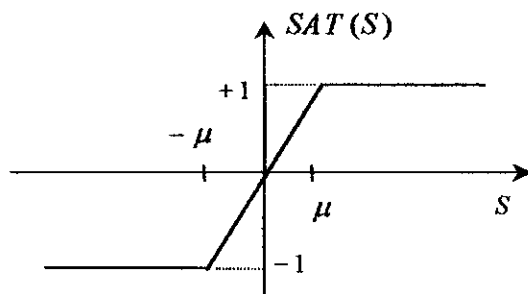


Figure-III-10- : Fonction «SAT »

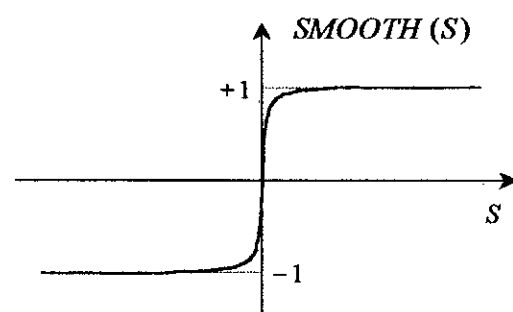


Figure-III-11 : Fonction de lissage (SMOOTH)

III. 5. APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT A LA MAS

Dans un souci de protection de la machine et du convertisseur, le courant absorbé est limité à une valeur maximale admissible, trois méthodes de limitation, basées sur le choix du nombre de surfaces nécessaires, sont possibles [Mahm-97].

La première méthode consiste à limiter, d'une manière indirecte le courant, elle nécessite deux surfaces (une pour la vitesse et une pour le flux). La deuxième méthode consiste à limiter le courant d'une manière directe, nous retrouvons alors la structure cascade classique.

Finalement, la troisième méthode utilise une surface de glissement non linéaire exprimée en fonction des variables d'état [Bühl-86].

Dans cette étude, nous nous contenterons d'appliquer les deux premières méthodes à la machine asynchrone et nous établirons les expressions des valeurs de commande en s'appuyant sur le modèle établi au chapitre II. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique. Ceci a permis 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 chaque axe. La boucle interne permet de contrôler les courants « i_{ds} et i_{qs} » et la boucle externe la vitesse et le flux « Ω , Φ_r », (Figure-III-12-).

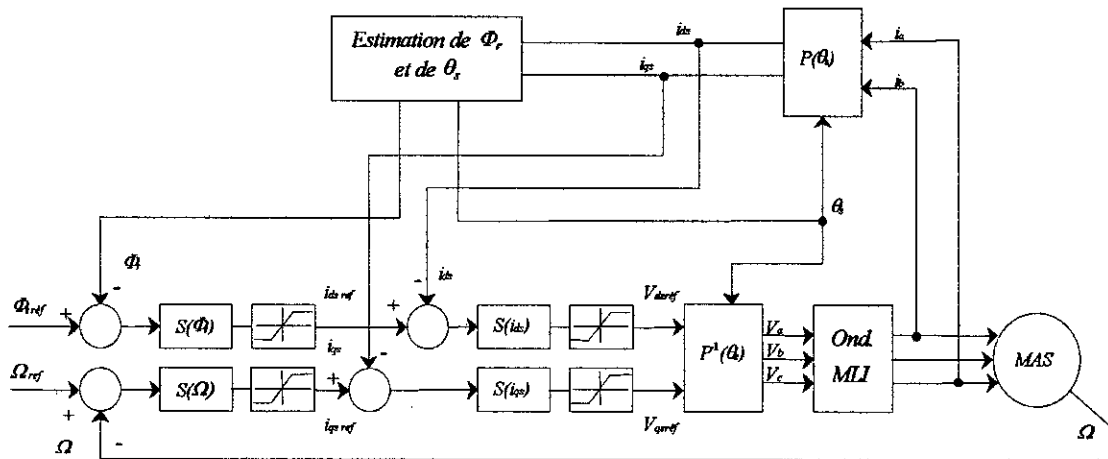


Figure -III-12- : Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement

La figure (Figure-III-12-) représente la structure cascade de régulation de vitesse de 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 flux et le courant direct pour l'axe d et la vitesse et le courant en quadrature pour l'axe q .

La grandeur de sortie des boucles externes représentent les références de courant des boucles internes. Les sorties de ces dernières représentent les tensions de commande direct et en quadrature à appliquer à la machine [Mahm-97].

III. 5. 1. Approche discrète

Dans le but d'une étude plus proche de la pratique, et vue la large utilisation des calculateurs numériques, une étude préliminaire des systèmes à structures variables en discret en tenant compte de convertisseur et de sa commande rapprochée par MLI, est nécessaire.

En général, la régulation de la vitesse doit assurer, en plus des performances classiques (temps de réponse minimal, erreur statique nulle, robustesse), la limitation de courant à une valeur maximale admissible par la machine [Mahm-97].

La structure globale de cette commande est représentée dans la figure (Figure-III-12-). Le sous système de l'axe q permet le contrôle de la vitesse à travers la tension $V_{qs\text{réf}}$, tandis que celui de l'axe d permet le contrôle du flux à travers la tension $V_{ds\text{réf}}$.

Afin de tenir compte des retards de mesure ainsi que de la présence du convertisseur, les grandeurs mesurées à l'instant $t(k)$ ne seront exploitées qu'à l'instant $t(k+1)$. Les grandeurs échantillonnées et mesurées sont maintenues constantes pendant toute la période d'échantillonnage à l'aide d'un bloque d'ordre zéro.

Nous procédons alors au réglage de la vitesse et du flux pour le degré relatif $r = 1$ et $r = 2$, en appliquant plusieurs commande.

III. 5. 2. Application de la commande U_n en relais avec un degré relatif $r = 1$

Les surfaces choisies pour chacun des axes (Figure III-12) sont :

$$\text{Axes } d : \begin{cases} S(\phi_r(k)) = \phi_{r\text{réf}}(k) - \phi_r(k-1) \\ S(i_{ds}(k)) = i_{ds\text{réf}}(k) - i_{ds}(k-1) \end{cases} \quad (\text{III-23})$$

$$\text{Axes } q : \begin{cases} S(\Omega(k)) = \Omega_{\text{réf}}(k) - \Omega(k-1) \\ S(i_{qs}(k)) = i_{qs\text{réf}}(k) - i_{qs}(k-1) \end{cases} \quad (\text{III-24})$$

Le calcul des valeurs de commande se fera à partir des équations électriques et mécanique (II-6) du système, et de la définition de commande équivalente (III-13), nous obtiendrons :

Suivant l'axe d :

La surface du flux est donnée par :

$$S(\phi_r(k)) = \phi_{r\text{réf}}(k) - \phi_r(k-1) \quad (\text{III-25})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\phi_r(k)) = \dot{\phi}_{r\text{réf}}(k) - \dot{\phi}_r(k-1) \quad (\text{III-26})$$

En substituant l'expression de $\dot{\phi}_r(k-1)$ décrite dans l'équation (II-6) dans (III-26), la dérivée de la surface devient alors :

$$\dot{S}(\phi_r(k)) = \dot{\phi}_{rref}(k) - \left(\frac{L_m}{T_r} i_{ds}(k) - \frac{1}{T_r} \phi_r(k-1) \right) \quad (III-27)$$

Le courant i_{ds} se décompose en deux entités $i_{ds eq}$ et $i_{ds n}$:

$$i_{ds}(k) = i_{ds eq}(k) + i_{ds n}(k) \quad (III-28)$$

En substituant (III-28) dans (III-27), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\phi_r(k)) = \dot{\phi}_{rref}(k) - \left(\frac{L_m}{T_r} i_{ds eq}(k) + \frac{L_m}{T_r} i_{ds n}(k) - \frac{\phi_r(k-1)}{T_r} \right) \quad (III-29)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\phi_r) = 0 \quad \text{ceci implique que :} \quad \dot{S}(\phi_r) = 0.$$

$$\dot{S}(\phi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{ds n}(k) = 0 \\ i_{ds eq}(k) = \frac{T_r}{L_m} \dot{\phi}_{rref}(k) + \frac{\phi_r(k-1)}{L_m} \end{cases} \quad (III-30)$$

Durant le mode de convergence, nous avons : $S(\phi_r) \cdot \dot{S}(\phi_r) \leq 0$.

En substituant l'expression de la commande équivalente (III-30) dans (III-29), la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\phi_r(k)) = -\frac{L_m}{T_r} i_{ds n}(k) \quad (III-31)$$

La forme la plus simple que peut prendre $i_{ds n}(k)$ est celle de relais :

$$i_{ds n}(k) = K_f \text{signe}(S(\phi_r(k))) \quad (III-32)$$

Le choix de K_f , se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur.

Finalement, la dérivée de la surface du flux est donnée comme suite :

$$\dot{S}(\phi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{ds n}(k) = K_f \text{signe}(S(\phi_r(k))) \\ i_{ds eq}(k) = \frac{T_r \dot{\phi}_{rref} + \phi_r(k-1)}{L_m} \end{cases} \quad (III-33)$$

La surface de la boucle interne concernant le contrôle du courant direct i_{ds} est représentée par :

$$S(i_{ds}(k)) = i_{ds\text{ref}}(k) - i_{ds}(k-1) \quad (\text{III-34})$$

Le réglage de i_{ds} permet de fournir la commande $V_{ds\text{réf}}$.

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_{ds}(k)) = \dot{i}_{ds\text{ref}}(k) - \dot{i}_{ds}(k-1) \quad (\text{III-35})$$

En substituant l'expression de $\dot{i}_{ds}(k-1)$ décrite dans l'équation d'état (II-6) dans (III-35), la dérivée de la surface devient alors :

$$\dot{S}(i_{ds}(k)) = \dot{i}_{ds\text{ref}}(k) - \left[\frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_{sm} i_{ds}(k-1) + \omega_s \sigma L_s i_{qs}(k-1) + \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_r(k-1) + V_{ds}(k) \right) \right] \quad (\text{III-36})$$

$$V_{qs}(k) = V_{ds\text{eq}}(k) + V_{dsn}(k) \quad (\text{III-37})$$

Et en remplaçant (III-37) dans (III-36), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(i_{ds}(k)) = \dot{i}_{ds\text{ref}}(k) - \left[\frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_{sm} i_{ds}(k-1) + \omega_s \sigma L_s i_{qs}(k-1) + \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_r(k-1) + V_{ds\text{eq}}(k) + V_{dsn}(k) \right) \right] \quad (\text{III-38})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(i_{ds}) = 0 \quad \text{ceci implique que :} \quad \dot{S}(i_{ds}) = 0.$$

$$\dot{S}(i_{ds}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{dsn}(k) = 0 \\ V_{ds\text{eq}}(k) = \sigma L_s \dot{i}_{ds\text{ref}}(k) + R_{sm} i_{ds}(k-1) - \sigma L_s \omega_s i_{qs}(k-1) - \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_r(k-1) \end{cases} \quad (\text{III-39})$$

Durant le mode de convergence, nous avons : $S(i_{ds}) \cdot \dot{S}(i_{ds}) \leq 0$.

$$V_{dsn}(k) = K_d \text{signe}(S(i_{ds}(k))) \quad (\text{III-40})$$

Le choix de K_d , doit être toujours positif pour respecter le critère du mode de convergence.

Nous obtiendrons :

$$\dot{S}(i_{ds}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{dsn}(k) = K_d \text{signe}(S(i_{ds}(k))) \\ V_{ds\text{eq}}(k) = \sigma L_s \dot{i}_{ds\text{ref}}(k) + R_{sm} i_{ds}(k-1) - \sigma L_s \omega_s i_{qs}(k-1) - \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_r(k-1) \end{cases} \quad (\text{III-41})$$

Suivant l'axe q :

La surface de la vitesse est donnée par :

$$S(\Omega(k)) = \Omega_{ref}(k) - \Omega(k-1) \quad (III-42)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega(k)) = \dot{\Omega}_{ref}(k) - \dot{\Omega}(k-1) \quad (III-43)$$

En substituant l'équation mécanique (II-6) dans (III-43), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\Omega(k)) = \dot{\Omega}_{ref}(k) - \left[\frac{P L_m}{J L_r} \phi_r(k-1) i_{qs}(k) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_t \Omega(k-1)}{J} \right] \quad (III-44)$$

Nous décomposons le courant i_{qs} en deux entités i_{qseq} et i_{qsn} :

$$i_{qs}(k) = i_{qseq}(k) + i_{qsn}(k) \quad (III-45)$$

En remplaçant (III-45) dans (III-44), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\Omega(k)) = \dot{\Omega}_{ref}(k) - \left[\frac{P L_m}{J L_r} \phi_r(k-1) i_{qseq}(k) + \frac{P L_m}{J L_r} \phi_r(k-1) i_{qsn}(k) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_t \Omega(k-1)}{J} \right] \quad (III-46)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\Omega) = 0 \quad \text{ceci implique que :} \quad \dot{S}(\Omega) = 0.$$

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{qsn}(k) = 0 \\ i_{qseq}(k) = \frac{J \dot{\Omega}_{ref}(k) + C_r + f_t \Omega(k-1)}{P \frac{L_m}{L_r} \phi_r(k-1)} \end{cases} \quad (III-47)$$

Durant le mode de convergence, nous avons : $S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) \leq 0$.

En substituant l'expression de la commande équivalente (III-47) dans (III-46), la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega(k)) = -\frac{P L_m}{J L_r} \phi_r(k-1) i_{qsn}(k) \quad (III-48)$$

La forme la plus simple que peut prendre $i_{qsn}(k)$ est celle de relais :

$$i_{qsn}(k) = K_w \text{signe}(S(\Omega(k))) \quad (III-49)$$

Le choix de K_w , se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur.

Donc, nous obtenons :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{qs\ n}(k) = K_w \text{ signe}(S(\Omega(k))) \\ i_{qs\ eq}(k) = \frac{J\dot{\Omega}_{ref}(k) + C_r + f_1\Omega(k-1)}{P \frac{L_m}{L_r} \phi_r(k-1)} \end{cases} \quad (III-50)$$

L'autre surface de la boucle interne concernant le contrôle du courant en quadrature i_{qs} est représentée par :

$$S(i_{qs}(k)) = i_{qs\ ref}(k) - i_{qs}(k-1) \quad (III-51)$$

Le réglage de i_{qs} permet de fournir la commande $V_{qs\ ref}$.

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_{qs}(k)) = \dot{i}_{qs\ ref}(k) - \dot{i}_{qs}(k-1) \quad (III-52)$$

En substituant l'expression de $\dot{i}_{qs}(k-1)$ décrite dans l'équation d'état (II-6) dans (III-52), la dérivée de la surface devient alors :

$$\dot{S}(i_{qs}(k)) = \dot{i}_{qs\ ref}(k) - \left[\frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_{sm} i_{qs}(k-1) - \omega_s \sigma L_s i_{ds}(k-1) - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r(k-1) + V_{qs}(k) \right) \right] \quad (III-53)$$

$$V_{qs}(k) = V_{qs\ eq}(k) + V_{qs\ n}(k) \quad (III-54)$$

En remplaçant (III-54) dans (III-53), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(i_{qs}(k)) = \dot{i}_{qs\ ref}(k) - \left[\frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_{sm} i_{qs}(k-1) - \omega_s \sigma L_s i_{ds}(k-1) - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r(k-1) + V_{qs\ eq}(k) + V_{qs\ n}(k) \right) \right] \quad (III-55)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(i_{qs}) = 0 \quad \text{ceci implique que :} \quad \dot{S}(i_{qs}) = 0.$$

$$\dot{S}(i_{qs}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qs\ n}(k) = 0 \\ V_{qs\ eq}(k) = \sigma L_s \dot{i}_{qs\ ref}(k) + R_{sm} i_{qs}(k-1) + \sigma L_s \omega_s i_{ds}(k-1) + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r(k-1) \end{cases} \quad (III-56)$$

Durant le mode de convergence, nous avons : $S(i_{qs}) \cdot \dot{S}(i_{qs}) \leq 0$.

$$V_{qs n}(k) = K_q \text{signe}(S(i_{qs}(k))) \quad (\text{III-57})$$

Le choix de K_q , doit être toujours positif pour respecter le critère du mode de convergence.

Finalement, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(i_{qs}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qs n}(k) = K_q \text{signe}(S(i_{qs}(k))) \\ V_{qs eq}(k) = \sigma L_s \dot{i}_{qs ref}(k) + R_{sm} i_{qs}(k-1) + \sigma L_s \omega_s i_{ds}(k-1) + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \phi_r(k-1) \end{cases} \quad (\text{III-58})$$

III. 5. 3. Application de la commande U_n adoucie à un seuil avec degré relatif $r=1$

On procède de la même façon que la première partie (U_n en relais), mais en choisissant la commande adoucie. Nous aurons donc les équations suivantes :

Suivant l'axe d :

$$\dot{S}(\phi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{ds n}(k) = \begin{cases} \frac{K_f}{\varepsilon_f} S(\phi_r(k)) & \text{si } |S(\phi_r(k))| < \varepsilon_f \\ K_f \text{signe}(S(\phi_r(k))) & \text{si } |S(\phi_r(k))| > \varepsilon_f \end{cases} \\ i_{ds eq}(k) = \frac{T_r \dot{\phi}_{r ref} + \phi_r(k-1)}{L_m} \end{cases} \quad (\text{III-59})$$

$$\dot{S}(i_{ds}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{ds n}(k) = \begin{cases} \frac{K_d}{\varepsilon_d} S(i_{ds}(k)) & \text{si } |S(i_{ds}(k))| < \varepsilon_d \\ K_d \text{signe}(S(i_{ds}(k))) & \text{si } |S(i_{ds}(k))| > \varepsilon_d \end{cases} \\ V_{ds eq}(k) = \sigma L_s \dot{i}_{ds ref}(k) + R_{sm} i_{ds}(k-1) - \sigma L_s \omega_s i_{qs}(k-1) - \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_r(k-1) \end{cases} \quad (\text{III-60})$$

Suivant l'axe q :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{qs\ n}(k) = \begin{cases} \frac{K_w}{\varepsilon_w} S(\Omega(k)) & \text{si } |S(\Omega(k))| < \varepsilon_w \\ K_w \text{ signe}(S(\Omega(k))) & \text{si } |S(\Omega(k))| > \varepsilon_w \end{cases} \\ i_{qs\ eq}(k) = \frac{J\dot{\Omega}_{ref}(k) + C_r + f_1 \Omega(k-1)}{P \frac{L_m}{L_r} \phi_r(k-1)} \end{cases} \quad (III-61)$$

$$\dot{S}(i_{qs}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qs\ n}(k) = \begin{cases} \frac{K_q}{\varepsilon_q} S(i_{qs}(k)) & \text{si } |S(i_{qs}(k))| < \varepsilon_q \\ K_q \text{ signe}(S(i_{qs}(k))) & \text{si } |S(i_{qs}(k))| > \varepsilon_q \end{cases} \\ V_{qs\ eq}(k) = \sigma L_s \dot{i}_{qs\ ref}(k) + R_{sm} i_{qs}(k-1) + \sigma L_s \omega_s i_{ds}(k-1) + \frac{L_m}{L_r} \omega \phi_r(k-1) \end{cases} \quad (III-62)$$

Pour satisfaire le critère de convergence, les gains (K_d , K_f , K_w , K_q) doivent toujours être positifs. Le choix de ces gains se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur. Ainsi, la valeur de K_w prendra deux fois la valeur du courant $i_{qs\ max}$, admissible par la machine, afin d'effectuer une inversion de vitesse avec le maximum d'énergie, et les autres gains prendront les valeurs maximales admissibles [Mahm-99-a], [Mahm-99-b], [Dahm-99].

$$\Rightarrow \begin{cases} K_w = 2 \cdot i_{qs\ max} \\ K_f = i_{ds\ max} \\ K_d = V_{ds\ max} \\ K_q = V_{qs\ max} \end{cases} \quad (III-63)$$

Nous avons : $\sqrt{i_{ds\ max}^2 + i_{qs\ max}^2} \leq i_{s\ max}$ tel que : $i_{ds\ max} = \frac{\phi_r\ ref}{L_m}$

Et nous avons aussi : $\sqrt{V_{ds\ max}^2 + V_{qs\ max}^2} \leq V_{s\ max}$

Remarque

Dans les équations de calcul du courant de commande i_{qs} (III-61), nous remarquons que la valeur du couple résistant est utilisée et celle-ci n'est pas toujours connue avec exactitude et à tout moment du fonctionnement du moteur. Dans les algorithmes de commande, celle-ci sera considérée comme connue et constante et ensuite estimée à partir des variables mesurées de vitesse et courant, à l'aide de l'équation mécanique suivante (Figure-III-13-) :

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

$$\Rightarrow C_r = p \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_{qs} - J \frac{d\Omega}{dt} - f_l \Omega \quad (III-64)$$

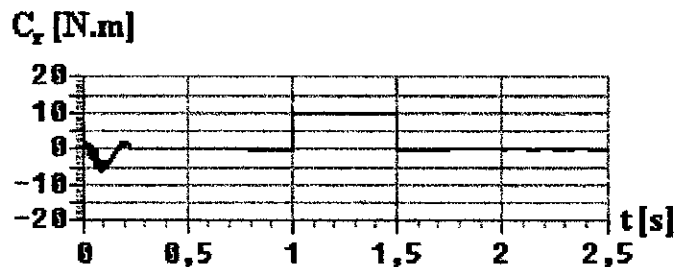


Figure-III-13- : Forme du couple résistant estimé

III. 6. SIMULATION ET INTERPRETATION

Les figures (Figure-III-14- et Figure-III-15-), illustrent les performances d'un moteur asynchrone vis-à-vis deux stratégies de commandes par la technique des modes glissants avec un degrés relatif $r = 1$. La première consiste à appliquer une commande en relais et la seconde, une commande adoucie, à un seuil. Les évolutions du couple C_{em} , de la vitesse Ω , du flux rotorique ϕ_r , ainsi que le courant réel i_a sont montrées afin de comparer les deux techniques.

Les graphes des figures (Figure-III-14- et Figure-III-15), montrent un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple résistant entre $t = 1$ et 1.5 s puis d'une inversion de sens de rotation à $t = 2$ s. Nous remarquons une réponse rapide (environs 0.2 s) et une très bonne poursuite des valeurs de consignes tant que pour la vitesse, que pour les flux (pour les deux types de commande). Nous constatons que ϕ_{qr} tend vers zéro, ϕ_{dr} tend vers $\phi_{r\text{rés}}$ et ceci indépendamment des variations du couple électromagnétique, ce qui montre de façon claire le découplage existant. De même, la vitesse est insensible aux variations du couple résistant.

La figure (Figure-III-14-), présente de fortes oscillations au niveau du couple électromagnétique et du courant statorique. Ces oscillations sont dues à la nature de la commande qui se fait avec une fréquence infiniment grande (Phénomène de Chattering). La figure (Figure-III-15-), présente de meilleurs résultats par rapport à la précédente, les oscillations du couple et du courant sont atténuées grâce à l'adoucissement de la commande appliquée.

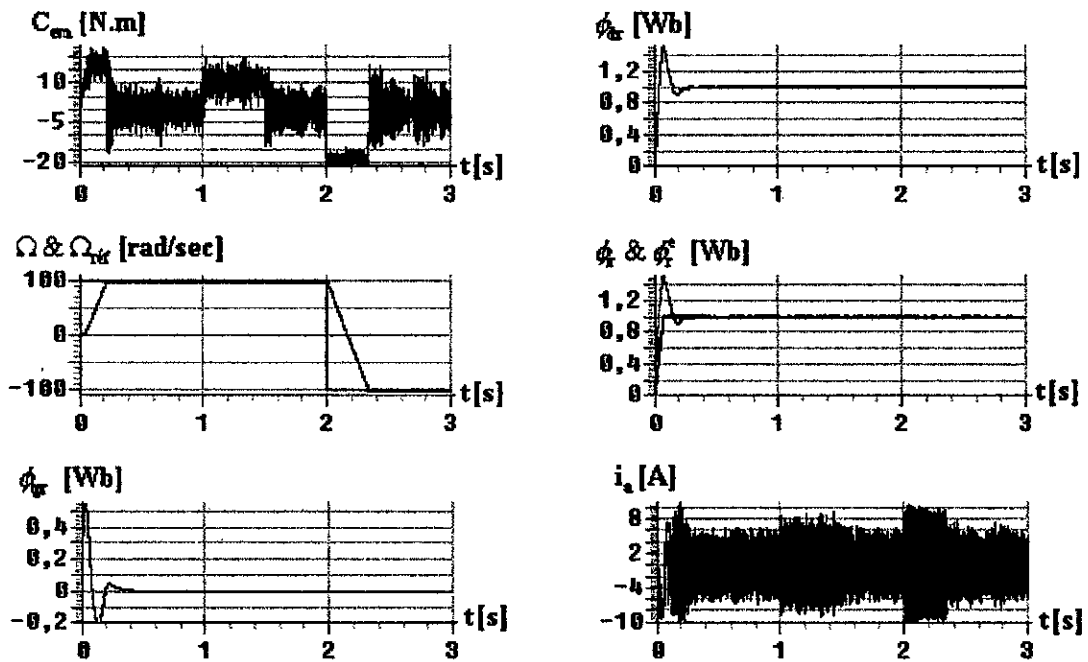


Figure-III-14- : Réponse d'un moteur asynchrone en utilisant la commande U_n en relais avec un degré relatif $r = 1$ ($C_r = 10 \text{ N.m}$ « 1 à 1.5 s », inversion de vitesse à 2s

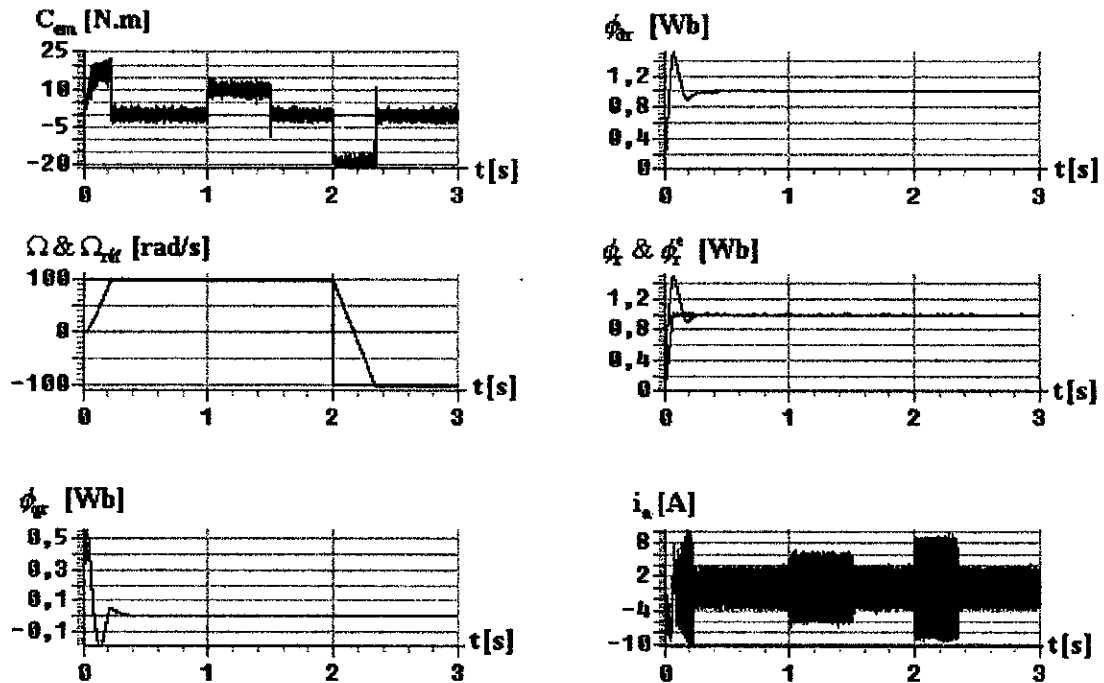


Figure-III-15- : Réponse d'un moteur asynchrone en utilisant la commande U_n adoucie à un seuil avec un degré relatif $r = 1$ ($C_r = 10 \text{ N.m}$ « 1 à 1.5 s », inversion de vitesse à 2s

III. 7. Application de la commande U_n en relais avec un degré relatif $r = 2$

Dans le but d'une étude plus proche de la pratique, nous élargirons notre étude à un degré relatif $r = 2$ pour les surfaces du flux rotorique (ϕ_r) et la vitesse (Ω). Tous ceci pour que les commandes V_{ds} et V_{qs} apparaissent explicitement dans leurs dérivées respectives.

- La surface du flux rotorique est donnée par :

$$S(\phi_r(k)) = \lambda_\phi e(\phi_r(k)) + \dot{e}(\phi_r(k)) \tag{III-65}$$

avec :

$$\begin{cases} e(\phi_r(k)) = \phi_{r,ref}(k) - \phi_r(k-1) \\ \dot{e}(\phi_r(k)) = \dot{\phi}_{r,ref}(k) - \dot{\phi}_r(k-1) \end{cases} \tag{III-66}$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\phi_r(k)) = \lambda_\phi \dot{e}(\phi_r(k)) + \ddot{e}(\phi_r(k)) \tag{III-67}$$

avec :

$$\ddot{e}(\phi_r(k)) = \ddot{\phi}_{r,ref}(k) - \frac{d}{dt} \dot{\phi}_r(k-1)$$

En substituant (III-66) dans (III-67) et en tenant compte de l'expression $\dot{\phi}_r(k-1)$ décrite dans l'équation (II-6), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\phi_r(k)) = \lambda_\phi (\dot{\phi}_{r,ref}(k) - \dot{\phi}_r(k-1)) + \ddot{\phi}_{r,ref}(k) - \frac{d}{dt} \left(\frac{L_m}{T_r} i_{ds}(k-1) - \frac{1}{T_r} \phi_r(k-1) \right) \quad (III-68)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}(\phi_r(k)) = & \ddot{\phi}_{r,ref}(k) + \lambda_\phi \dot{\phi}_{r,ref}(k) + \left(\frac{1}{T_r} - \lambda_\phi \right) \ddot{\phi}_r(k-1) \\ & - \frac{L_m}{T_r} \left[\frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_{sm} i_{ds}(k-1) + \omega_s \sigma L_s i_{qs}(k-1) + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_r(k-1) + V_{ds}(k) \right) \right] \end{aligned} \quad (III-69)$$

Nous constatons bien que la tension de commande V_{ds} apparaît explicitement dans la dérivée de la surface.

Les conditions pour le choix de la surface de glissement sont alors vérifiées.

En substituant (III-37) dans (III-69), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{S}(\phi_r(k)) = & \ddot{\phi}_{r,ref}(k) + \lambda_\phi \dot{\phi}_{r,ref}(k) + \left(\frac{1}{T_r} - \lambda_\phi \right) \ddot{\phi}_r(k-1) \\ & - \frac{L_m}{T_r} \left[\frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_{sm} i_{ds}(k-1) + \omega_s \sigma L_s i_{qs}(k-1) + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_r(k-1) + V_{ds,eq}(k) + V_{ds,n}(k) \right) \right] \end{aligned} \quad (III-70)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\phi_r) = 0 \quad \text{ceci implique que :} \quad \dot{S}(\phi_r) = 0.$$

$$\dot{S}(\phi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{ds,n}(k) = 0 \\ V_{ds,eq}(k) = \frac{\sigma L_s T_r}{L_m} \left(\ddot{\phi}_{r,ref}(k) + \lambda_\phi \dot{\phi}_{r,ref}(k) + \left(\frac{1}{T_r} - \lambda_\phi \right) \ddot{\phi}_r(k-1) \right) \\ \quad + R_{sm} i_{ds}(k-1) - \omega_s \sigma L_s i_{qs}(k-1) - \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_r(k-1) \end{cases} \quad (III-71)$$

Durant le mode de convergence, nous avons : $S(\phi_r) \cdot \dot{S}(\phi_r) \leq 0$.

Donc, nous obtenons :

$$\dot{S}(\phi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{dsn}(k) = K_d \text{signe}(S(\phi_r(k))) \\ V_{dsq}(k) = \frac{\sigma L_s T_r}{L_m} \left(\ddot{\phi}_{rref}(k) + \lambda_\phi \dot{\phi}_{rref}(k) + \left(\frac{1}{T_r} - \lambda_\phi\right) \dot{\phi}_r(k-1) \right) \\ \quad + R_{sm} i_{ds}(k-1) - \omega_s \sigma L_s i_{qs}(k-1) - \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_r(k-1) \end{cases} \quad (III-72)$$

- La surface de la vitesse est donnée par :

$$S(\Omega(k)) = \lambda_\Omega e(\Omega(k)) + \dot{e}(\Omega(k)) \quad (III-73)$$

avec :

$$\begin{cases} e(\Omega(k)) = \Omega_{ref}(k) - \Omega(k-1) \\ \dot{e}(\Omega(k)) = \dot{\Omega}_{ref}(k) - \dot{\Omega}(k-1) \end{cases} \quad (III-74)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\Omega(k)) = \lambda_\Omega \dot{e}(\Omega(k)) + \ddot{e}(\Omega(k)) \quad (III-75)$$

avec :

$$\ddot{e}(\Omega(k)) = \ddot{\Omega}_{ref}(k) - \frac{d}{dt} \dot{\Omega}(k-1)$$

En substituant (III-74) dans (III-75) et en tenant compte de l'équation mécanique décrite dans (II-6), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\Omega(k)) = \lambda_\Omega (\dot{\Omega}_{ref}(k) - \dot{\Omega}(k-1)) + \ddot{\Omega}_{ref}(k) - \frac{d}{dt} \left(\frac{P L_m}{J T_r} \phi_r(k-1) i_{qs}(k-1) - \frac{C_r}{J} \frac{f_1 \Omega(k-1)}{J} \right) \quad (III-76)$$

Sachant que le couple de charge est constant, l'équation (III-76) se simplifie et devient :

$$\begin{aligned} \dot{S}(\Omega(k)) = & \ddot{\Omega}_{ref}(k) + \lambda_\Omega \dot{\Omega}_{ref}(k) + \left(\frac{f_1}{J} - \lambda_\Omega\right) \dot{\Omega}(k-1) \\ & - \frac{P L_m}{J L_r} \phi_r(k-1) \left[\frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_{sm} i_{qs}(k-1) - \omega_s \sigma L_s i_{ds}(k-1) - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r(k-1) + V_{qs}(k) \right) \right] \end{aligned} \quad (III-77)$$

Nous constatons aussi que la tension de commande V_{qs} apparaît explicitement dans la dérivée de la surface. Donc, les conditions pour le choix de la surface de glissement sont aussi vérifiées.

En substituant (III-54) dans (III-77), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{S}(\Omega(k)) = & \Omega_{ref}(k) + \lambda_{\Omega} \dot{\Omega}_{ref}(k) + \left(\frac{f_1}{J} - \lambda_{\Omega}\right) \dot{\Omega}(k-1) \\ & - \frac{PL_m}{JL_r} \phi_r(k-1) \left[\frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_{sm} i_{qs}(k-1) - \omega_s \sigma L_s i_{ds}(k-1) - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r(k-1) + V_{qseq}(k-1) + V_{qsn}(k-1) \right) \right] \end{aligned} \quad (III-78)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\Omega) = 0 \quad \text{ceci implique que :} \quad \dot{S}(\Omega) = 0.$$

$$\dot{S}(\Omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qsn}(k) = 0 \\ V_{qseq}(k) = R_{sm} i_{qs}(k-1) + \omega_s \sigma L_s i_{ds}(k-1) + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r(k-1) \\ + \frac{J L_r \sigma L_s}{P L_m \phi_r(k-1)} \left(\ddot{\Omega}_{ref}(k) + \lambda_{\Omega} \dot{\Omega}_{ref}(k) + \left(\frac{f_1}{J} - \lambda_{\Omega}\right) \dot{\Omega}(k-1) \right) \end{cases} \quad (III-79)$$

Durant le mode de convergence, nous avons : $S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) \leq 0$.

Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(\Omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qsn}(k) = K_q \text{ signe}(S(\Omega(k))) \\ V_{qseq}(k) = R_{sm} i_{qs}(k-1) + \omega_s \sigma L_s i_{ds}(k-1) + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r(k-1) \\ + \frac{J L_r \sigma L_s}{P L_m \phi_r(k-1)} \left(\ddot{\Omega}_{ref}(k) + \lambda_{\Omega} \dot{\Omega}_{ref}(k) + \left(\frac{f_1}{J} - \lambda_{\Omega}\right) \dot{\Omega}(k-1) \right) \end{cases} \quad (III-80)$$

III. 8. Application de la commande U_n adoucie à un seuil avec degré relatif $r=2$

On procède de la même façon que la première partie (U_n en relais).

Suivant l'axe d :

$$\dot{S}(\phi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{dsn}(k) = \begin{cases} \frac{K_f}{\varepsilon_f} S(\phi_r(k)) & \text{si } |S(\phi_r(k))| < \varepsilon_f \\ K_f \text{ signe}(S(\phi_r(k))) & \text{si } |S(\phi_r(k))| > \varepsilon_f \end{cases} \\ V_{ds eq}(k) = \frac{\sigma L_s T_r}{L_m} \left(\ddot{\phi}_{r ref}(k) + \lambda_\phi \dot{\phi}_{r ref}(k) + \left(\frac{1}{T_r} - \lambda_\phi\right) \dot{\phi}_r(k-1) \right) \\ + R_{sm} i_{ds}(k-1) - \omega_s \sigma L_s i_{qs}(k-1) - \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_r(k-1) \end{cases} \quad (III-81)$$

Suivant l'axe q :

$$\dot{S}(\Omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qsn}(k) = \begin{cases} \frac{K_w}{\varepsilon_w} S(\Omega(k)) & \text{si } |S(\Omega(k))| < \varepsilon_w \\ K_w \text{ signe}(S(\Omega(k))) & \text{si } |S(\Omega(k))| > \varepsilon_w \end{cases} \\ V_{qs eq}(k) = R_{sm} i_{qs}(k-1) + \omega_s \sigma L_s i_{ds}(k-1) + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r(k-1) \\ + \frac{J L_r \sigma L_s}{P L_m \phi_r(k-1)} \left(\ddot{\Omega}_{ref}(k) + \lambda_\Omega \dot{\Omega}_{ref}(k) + \left(\frac{f_1}{J} - \lambda_\Omega\right) \dot{\Omega}(k-1) \right) \end{cases} \quad (III-82)$$

Remarque

Les gains K_d , K_q , λ_ϕ et λ_Ω sont choisis de telle façon à :

- assurer la rapidité de la convergence.
- imposer la dynamique en mode de glissement et de convergence.
- limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal.

III. 9. SIMULATION ET INTERPRETATION

Les graphes des figures (Figure-III-16- et Figure-III-17-) illustrent les évolutions du couple électromagnétique C_{em} , de la vitesse de rotation Ω , des flux rotoriques, directe ϕ_{dr} , en quadrature ϕ_{qr} , du module de flux ϕ_r et du courant statorique i_a respectivement à vide, lors d'une application d'un couple résistant entre $t = 1s$ et $t = 1.5s$ suivi d'une inversion de la vitesse de rotation à $t = 2s$, en utilisant deux stratégies de commande par la technique des modes glissants avec un degré relatif $r = 2$.

Constatons que :

- Pour les deux cas de figure, l'effet Chattering est toujours atténué, donc la conception d'une commande par mode de glissement avec un degré relatif $r = 2$ peut être considérée comme solution pour l'élimination de ce phénomène.
- Une réponse du moteur plus rapide que dans le cas où le degré relatif est $r = 1$ (environ $0.15s$), avec une très bonne poursuite des valeurs de consignes tant que pour la vitesse, que pour les flux. Le flux ϕ_{qr} tend vers zéro et ϕ_{dr} tend vers $\phi_{r\text{réf}}$, ceci indépendamment des variations du couple électromagnétique.
- La vitesse atteint sa valeur de consigne en régime établi et se maintient à cette valeur quelle que soit la perturbation appliquée.

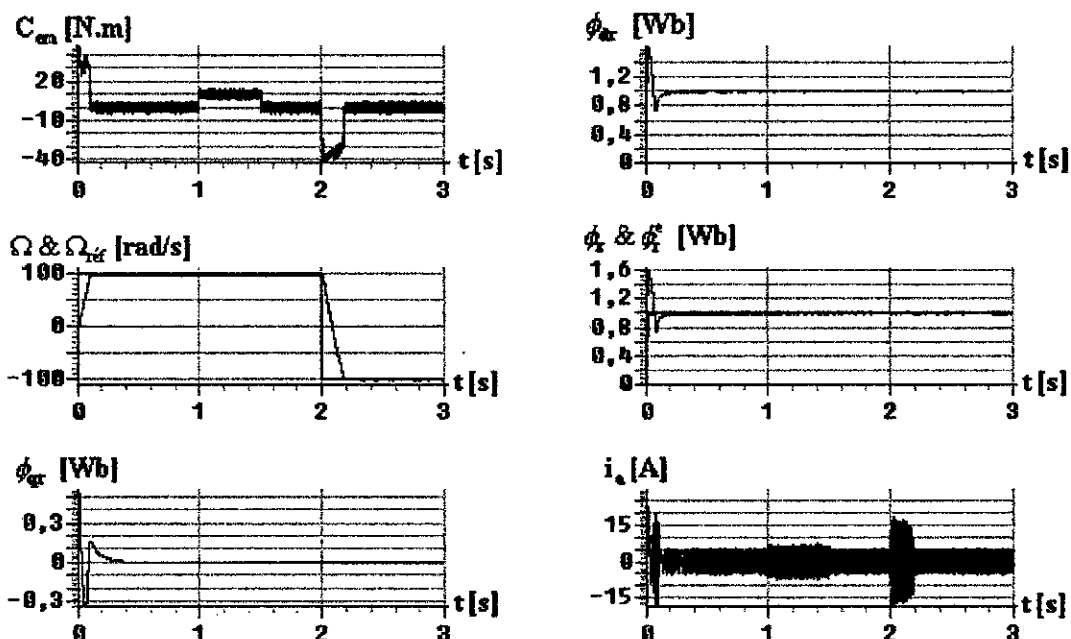


Figure-III-16- : Réponse d'un moteur asynchrone en utilisant la commande U_n en relais avec un degré relatif $r = 2$ ($C_r = 10 \text{ N.m}$ « 1 à 1.5 s », inversion de vitesse à 2s

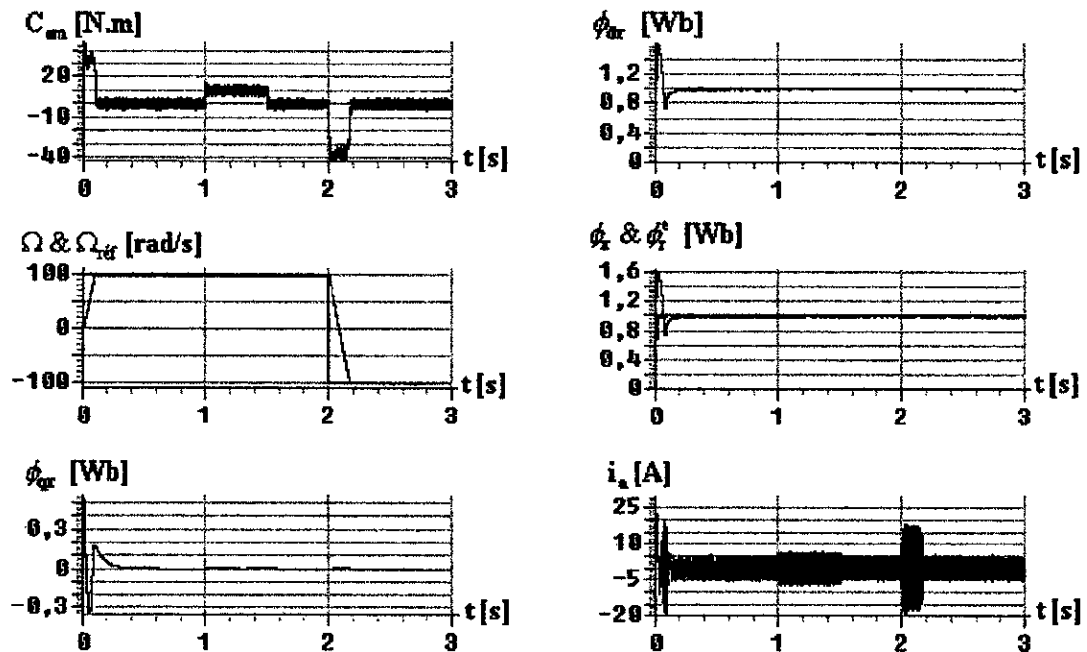


Figure-III-17- : Réponse d'un moteur asynchrone en utilisant la commande U_n adoucie à un seuil avec un degré relatif $r = 2$ ($C_r = 10$ N.m « 1 à 1.5 s », inversion de vitesse à 2s

III. 10. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons développé deux structures de commande par les modes glissants, à savoir celle en cascade avec ses deux boucles de régulation (interne et externe) qui limite directement le courant statorique, et la même structure dépourvue de sa boucle interne, et qui le limite d'une manière indirecte.

Les deux méthodes donnent des performances satisfaisantes ainsi qu'un découplage parfait en régimes dynamique et statique.

Afin d'appliquer les techniques des modes glissants en pratique, un test de robustesse vis-à-vis les différentes variations des paramètres électriques et mécaniques est nécessaire.

CHAPITRE -IV-

TEST DE ROBUSTESSE

Résumé

*Afin d'appliquer les techniques des modes glissants
en pratique, un test de robustesse vis-à-vis les
différentes variations des paramètres physiques est
proposé dans ce chapitre*

CHAPITRE -IV-

TEST DE ROBUSTESSE

IV. 1. INTRODUCTION

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. Ces incertitudes peuvent être dues soit à l'imprécision des paramètres physiques de la machine (problème d'identification), soit à la simplification de la dynamique du modèle (problème de modélisation).

Dans cette partie, l'étude portera sur les incertitudes de la constante de temps statorique, la constante de temps rotorique et sur les paramètres mécaniques, en variant les valeurs de R_s , L_s , T_s , R_r , L_r , T_r , C_r et J . Comme nous l'avons mentionné auparavant, lors de l'étude de variation de la constante de temps rotorique sur la commande vectorielle, qu'une variation des paramètres physiques de la machine se traduit par une augmentation ou une diminution de $\pm 50\%$ pour les résistances et de $\pm 20\%$ pour les inductances, de leurs valeurs initiales à température normale de fonctionnement [Kris-87]. Donc, afin de vérifier la robustesse des algorithmes de commande calculés, des simulations ont été faites, avec des différentes valeurs de résistances, d'inductances rotoriques (R_r , L_r) et statorique (R_s , L_s) ainsi que différentes valeurs du couple de charge (C_r) et du moment d'inertie (J). Si une variation de 50 % des résistances, de 20 % des inductances (cas réel limite) n'influe pas sur le comportement de la machine, nous pouvons donc dire que la commande utilisée est robuste, si non, elle sera considérée non robuste et une solution à ce problème doit être proposée.

IV. 2. TEST DE ROBUSTESSE

Nous proposons dans ce chapitre l'étude de la robustesse de la commande par mode de glissement. Nous procédons, aux tests de robustesse vis-à-vis des différents paramètres séparément, à savoir les paramètres statoriques, rotoriques et mécaniques.

IV. 2. 1. Test de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres statoriques

Les figures (Figure-IV-1-a, Figure-IV-1-b et Figure-IV-1-c), représentent respectivement des variations de 50 % de la résistance statorique (R_s), de 20 % de l'inductance (L_s) et de 50 % de la constante du temps statorique (T_s).

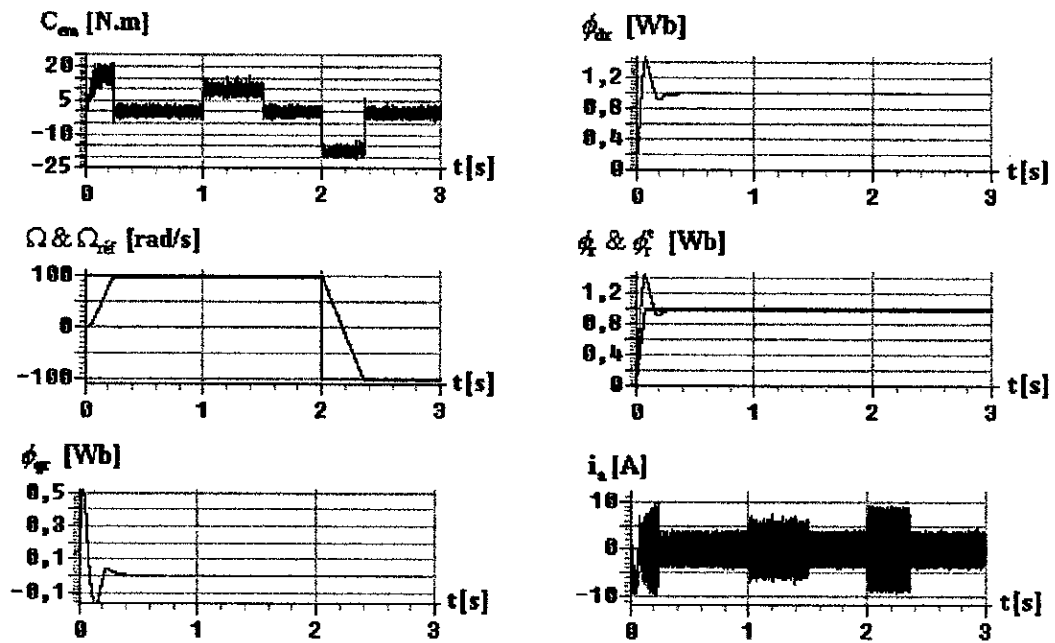


Figure-IV-1-a- : Performance du moteur asynchrone commandé par les modes glissants avec une variation de 50% de la résistance statorique

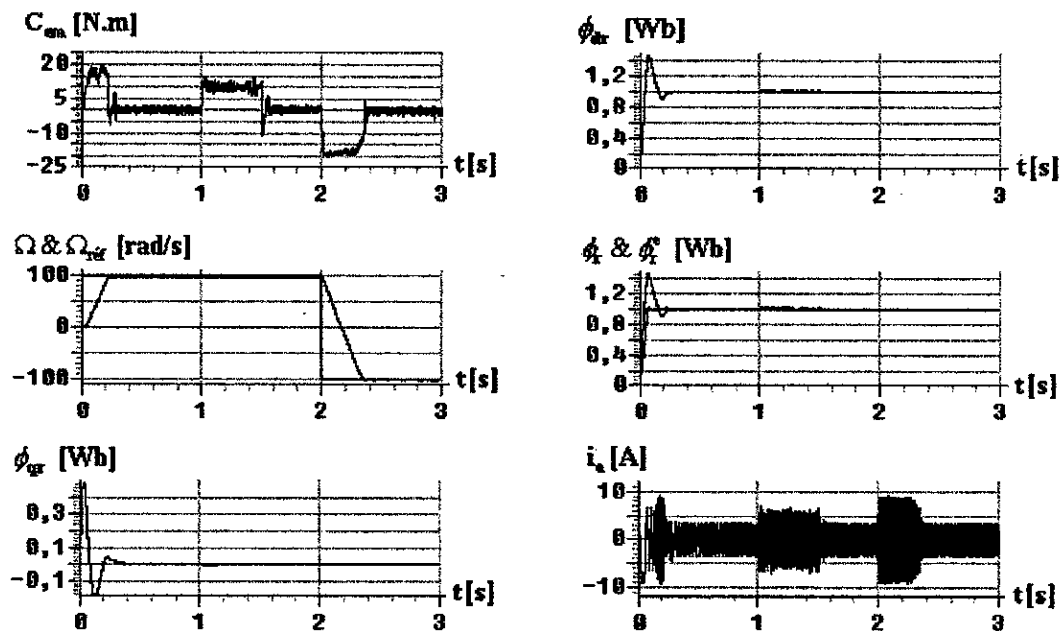


Figure-IV-1-b- : Performance du moteur asynchrone commandé par les modes glissants avec une variation de 20% de l'inductance statorique

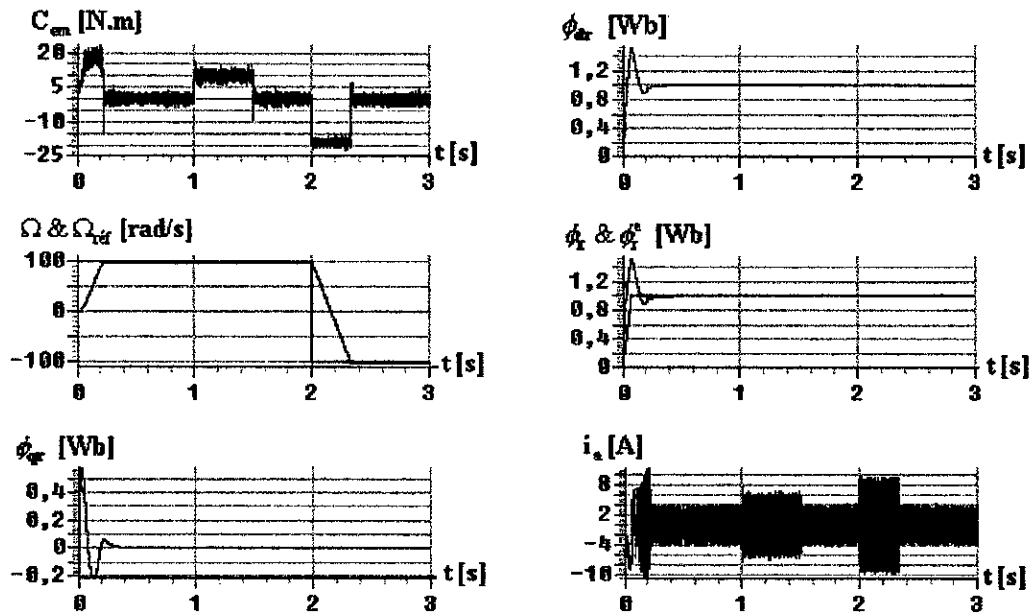


Figure-IV-1-b- : Performance du moteur asynchrone commandé par les modes glissants avec une variation de 20% de la constante du temps statorique

IV. 2. 2. Test de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques

Les figures (Figure-IV-2-a-, Figure-IV-2-b- et Figure-IV-2-c); représentent respectivement les variations de 30 % de la résistance rotorique (R_r), de 30 % de l'inductance (L_r) et de 30 % de la constante du temps rotorique (T_r).

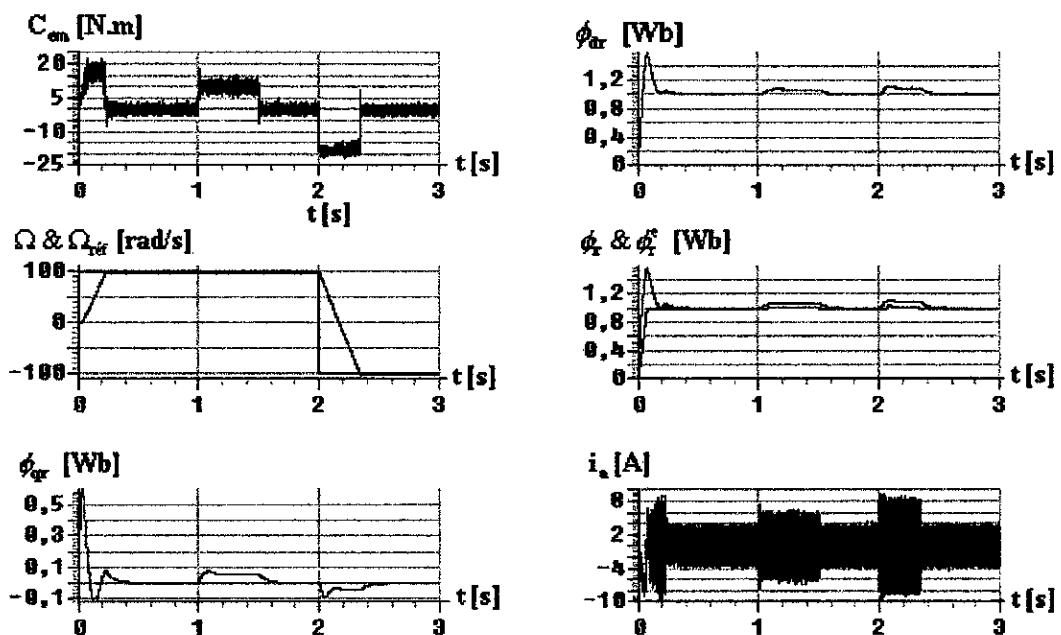


Figure -IV-2-a- : Performance du moteur asynchrone commandé par les modes glissants avec une variation de 30% de la résistance rotorique

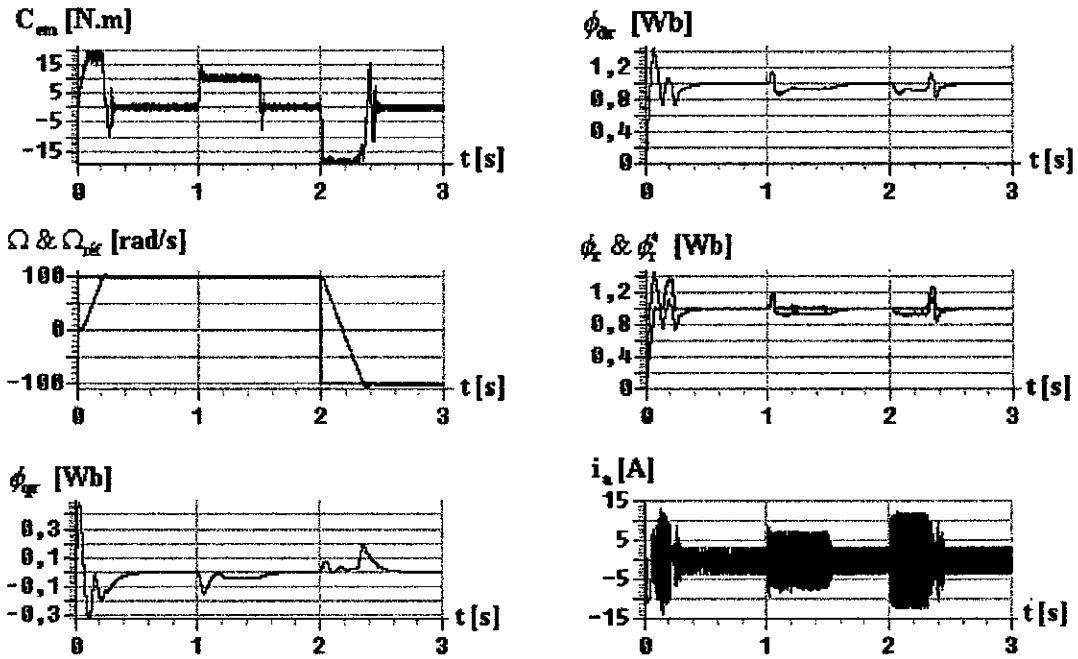


Figure -IV-2-b- : Performance du moteur asynchrone commandé par les modes glissants avec une variation de 20% de l'inductance rotorique

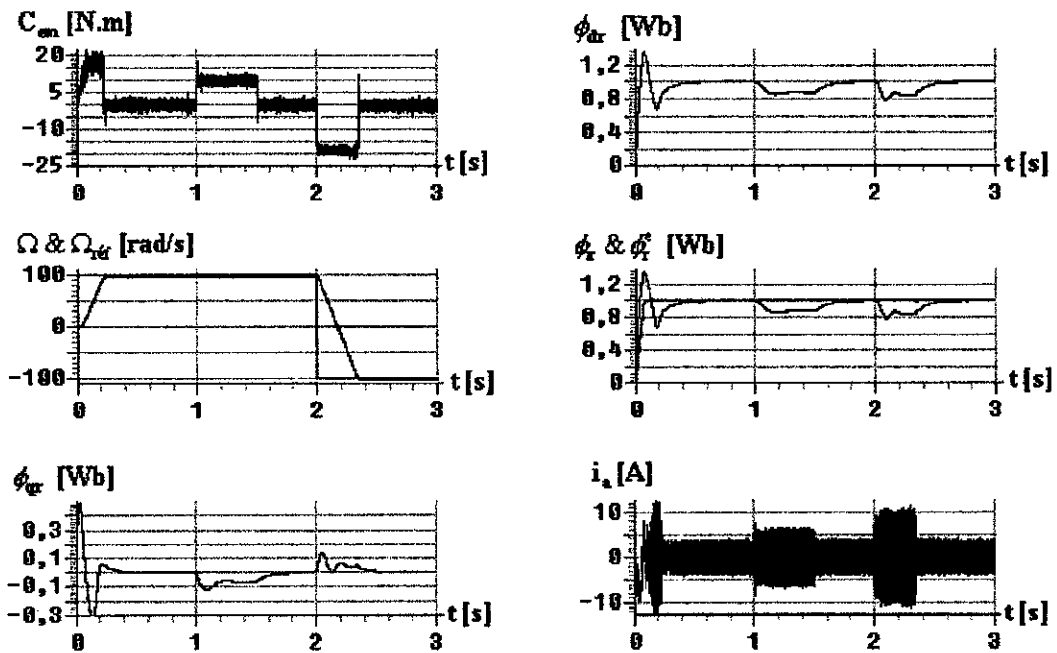


Figure -IV-2-c- : Performance du moteur asynchrone commandé par les modes glissants avec une variation de 20% de la constante de temps rotorique

IV. 2. 3. Test de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres mécaniques

Les figure (Figure-IV-3-a- et Figure-IV-3-b-), représentent une variation de 50 % du moment d'inertie (J) et de 100 % du couple de charge (C_r).

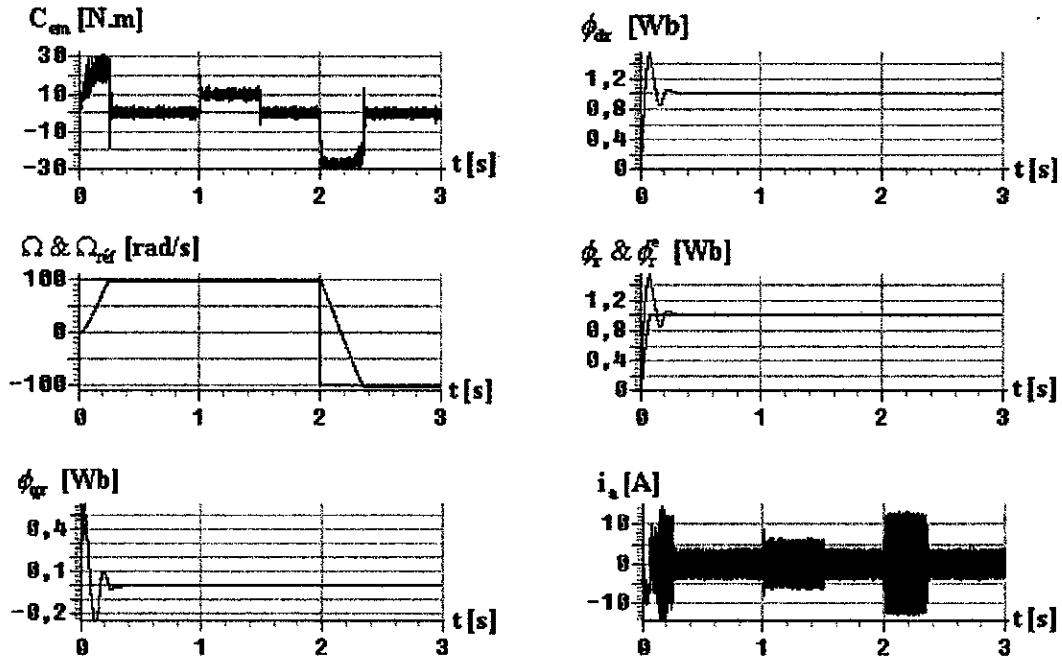


Figure -IV-3-a- : Performance du moteur asynchrone commandé par les modes glissants avec une variation de 50% du moment d'inertie (J)

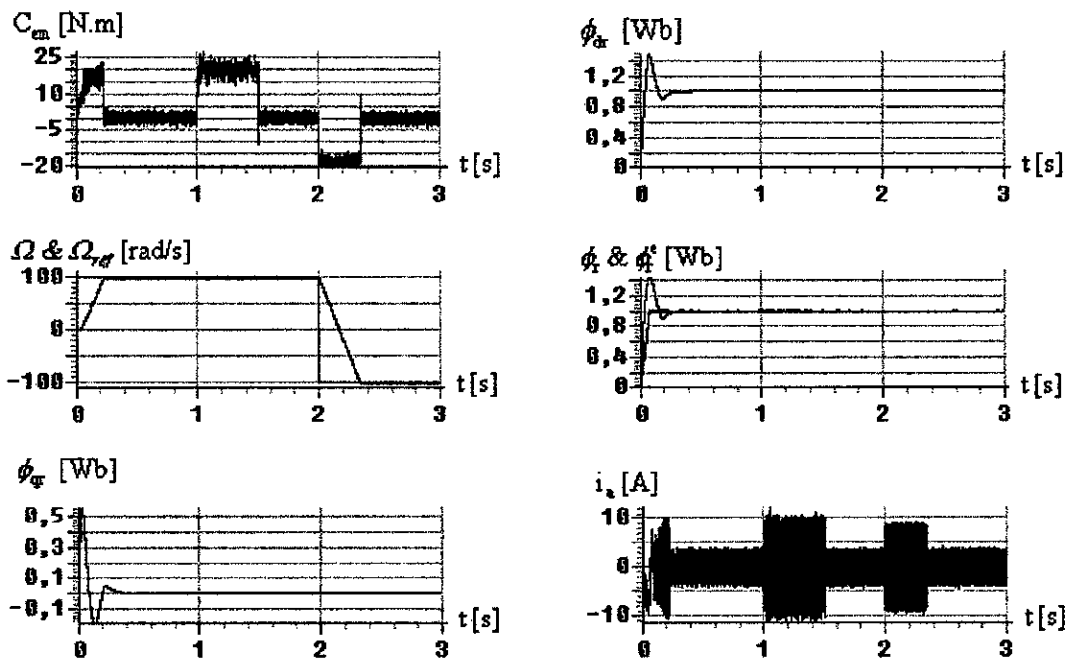


Figure -IV-3-b- : Performance du moteur asynchrone commandé par les modes glissants avec une variation de 100 % du couple résistant

IV. 2. 4. INTERPRETATION

Les graphes des figures (*Figure-IV-1-a*, *Figure-IV-1-b* et *Figure-IV-1-c*) illustrent les performances du moteur asynchrone, contrôlé par les modes glissants ($r = 1$), avec les variations des paramètres statoriques.

Constatons que les variations de 50 % de la résistance statorique (R_s), de 20 % de l'inductance (L_s) et de 50 % de la constante de temps (T_s) n'influent guère sur les performances du moteur. Le découplage étant toujours maintenu et les grandeurs à commander suivent leurs valeurs de consignes. Ainsi, nous pouvons considérer que cette commande est robuste vis-à-vis des variations des paramètres statoriques.

Les graphes des figures (*Figure-IV-2-a*, *Figure-IV-2-b* et *Figure-IV-2-c*) représentent les caractéristiques du moteur, contrôlé par les modes glissants ($r = 1$), avec des variations des paramètres rotoriques.

Constatons qu'à partir d'une variation de 30 % de la résistance rotorique (R_r), de 20 % de l'inductance (L_r) et de 20 % de la constante de temps (T_r), nous perdons totalement le découplage. La commande est considérée donc, non robuste vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques (ce qui a été prouvé auparavant).

Pour remédier à ce problème, une adaptation de la constante de temps rotorique demeure nécessaire.

Les graphes des figures (*Figure-IV-3-a* et *Figure-IV-3-b*) illustrent les performances du moteur asynchrone, contrôlé par les modes glissants ($r = 1$), avec les variations des paramètres mécaniques.

Constatons que les variations de 50 % du moment d'inertie (J) et de 100 % de du couple résistant (C_r) n'influent pas sur les performances du moteur. Le découplage étant toujours maintenu et les grandeurs à commander suivent très bien leurs valeurs de consignes. Donc cette commande est robuste vis-à-vis les variations des paramètres mécaniques.

IV. 3. Conclusion

Dans ce chapitre, le test de robustesse de la commande par mode de glissement s'est révélé très important. Nous avons constaté contrairement à certains études [*Dahm-99*], [*Bouj-91*], [*Lara-97*] que cette commande n'est pas robuste au-delà d'une variation de 20 % de la constante de temps rotorique T_r . Ces études utilisent le modèle réduit incluant le pilotage vectoriel, ce qui conduit à un modèle de la machine à courant continu indépendant de la variation de cette constante. Mais en réalité, la variation de la constante de temps rotorique provoque une désorientation du flux ainsi, nous perdons totalement le découplage quelque soit la commande appliquée.

Pour remédier à ce problème majeur, des techniques d'adaptations de la constante de temps rotorique doivent être associées à la commande par les modes glissants, qui elle reste robuste aux variations des paramètres statoriques et mécaniques.

***CONCLUSION
GENERALE***

CONCLUSION GENERALE

Ce mémoire est consacré à la commande de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension. Deux techniques de commande sont utilisées qui sont la commande linéaire avec un régulateur *PI*, et une autre non linéaire par mode de glissement.

L'étude a été faite en quatre chapitres, le premier a été consacré à la présentation et à la modélisation de l'association onduleur-machine asynchrone dans la configuration de *Park*. Les résultats de simulation nous ont permis de mettre en évidence le fort couplage existant entre les variables internes de la machine asynchrone (flux et couple). A travers le modèle de l'association convertisseur-machine asynchrone, nous avons constaté que la machine asynchrone est un système multivariable, non linéaire et fortement couplé.

Le second chapitre traite la commande vectorielle de la machine asynchrone en présentant un modèle découplé. L'orientation suivant l'axe direct du repère d'observation (*d, q*) a eu pour but d'obtenir des modèles de contrôle découplés, semblables à ceux de la machine à courant continu à excitation indépendante.

L'étude de l'influence de la constante de temps rotorique sur la commande vectorielle, nous a permis de justifier la perte de l'orientation du flux suivant l'axe prévu. Les résultats de simulation montrent bien que l'on a réalisé une orientation au niveau du flux rotorique, mais cette orientation est perdue si la machine subit une saturation ou un échauffement.

Vu cet inconvénient majeur, la régulation par mode de glissement, qui est une technique de commande à structures variables, a été introduite au troisième chapitre comme une éventuelle solution à cet inconvénient. Pour notre cas, nous présentons une étude de la cascade par mode de glissement avec des surfaces de glissement de degrés relatifs $r=1$ et $r=2$.

L'application de la commande par mode de glissement à la machine asynchrone a permis de mettre en évidence sa simplicité de conception et la supériorité des performances obtenues, relativement à celles obtenues avec la régulation linéaire.

Dans le but de diminuer le phénomène du « *Chattering* », principal inconvénient de cette technique de régulation, une commande adoucie à un seuil est appliquée. Nous constatons que plus le seuil est grand moins il y a de commutations, néanmoins s'il est trop grand, il y a un problème de précision. Une commande par mode de glissement avec une surface de glissement de degré relatif $r = 2$ a été appliquée, mais les résultats obtenues avec ce type de commande montrent que les performances obtenues sont pratiquement identiques à celles obtenues avec une surface de degrés relatif $r = 1$. Cependant la commande avec surface de glissement de degrés relatif $r = 2$ permet d'atténuer considérablement le phénomène de *Chattering*.

Le couple résistant étant important dans le calcul des variables de commande, l'estimation de ce couple par l'intermédiaire du courant en quadrature (i_{qs}), est proposée.

Nous pouvons conclure aussi que l'application de la structure cascade permet de protéger la machine et le convertisseur, étant donné qu'on contrôle les courants directement.

Le quatrième chapitre est consacré aux tests de robustesse de la commande par mode de glissement. En effet, l'étude de la robustesse montre que cette commande est robuste vis-à-vis des variations des paramètres statoriques et mécaniques. Elle reste aussi robuste vis-à-vis des variations de la constante de temps rotorique jusqu'à 20 % de variation de cette dernière. Ce résultat est prévisible de par la nature de cette commande qui utilise le modèle découplé par orientation du champs qui est sensible aux variations de la constante de temps rotorique.

Il est évident que cette étude est exhaustive, car les calculs des surfaces de glissements ont été fait en estimant le couple résistant très simplement, et que l'étude de robustesse n'a été menée qu'en simulation. Il serait donc intéressant de reprendre ce travail en pratique, en implantant les algorithmes de commande avec des valeurs des paramètres différents afin de vérifier pratiquement la robustesse de la commande par mode de glissement.

ANNEXE

ANNEXE A

A. 1. Paramètres de la machine asynchrone

La machine asynchrone utilisée pour l'étude par simulation numérique, est une machine à cage d'écureuil.

Sa plaque signalétique est :

- | | |
|-------------------------------|----------------|
| □ Puissance nominale : | 1.5 kW. |
| □ Nombre de paires de pôles : | P = 2. |
| □ Vitesse nominale : | 1420 tr/mn. |
| □ Tension : | 220 / 380 V. |
| □ Intensité nominale : | 3.64 / 6.31 A. |

A. 1. 1. Paramètres électriques

$$R_s = 4.850 \Omega$$

$$R_r = 3.805 \Omega$$

$$L_s = 0.274 H$$

$$L_r = 0.274 H$$

$$L_m = 0.258 H$$

A. 1. 2. Les paramètres mécaniques

$$J = 0.031 \text{ Kg.m}^2.$$

$$f_1 = 0.001136 \text{ Kg.m}^2/\text{s}.$$

ANNEXE B

B. 1. Les Régulateurs

Le régulateur *PI* est une mise en parallèle des deux actions : proportionnelle et intégrale (*Figure-B-1*). Nous nous intéresserons à la régulation de vitesse, en supposant que l'orientation du flux est établie, c'est à dire, que le couple est commandé à partir de la composante en quadrature du courant statorique i_{qs} et que le flux rotorique est constant. Cette hypothèse nous permet d'exprimer le couple comme suit :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \phi_{r\text{réf}} i_{qs} = K_e i_{qs} \quad (\text{B-1})$$

avec :
$$K_e = p \frac{L_m}{L_r} \phi_{r\text{réf}}$$

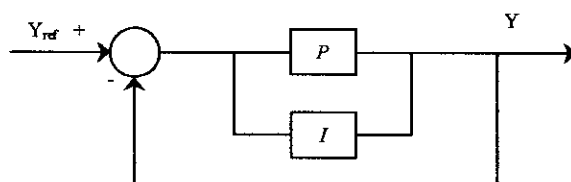


Figure-B-1- : Régulateur PI.

B. 2. Calcul des paramètres des régulateurs PI

La machine étant découplée selon deux axes d et q , la régulation sur chacun des deux axes est faite par deux boucles, l'une interne plus rapide qu'une autre externe.

B. 2. 1. La régulation suivant l'axe d

□ Régulation du courant i_{ds} :

De l'équation (II-8) nous pouvons écrire :

$$i_{ds} = \frac{a.V_{ds} - e_q}{s + (a.R_s + c.R_r)} \quad (\text{B-2})$$

avec
$$a = \frac{1}{\sigma L_s} ; c = \frac{L_m^2}{\sigma L L_{r,s}} ; e_q = c \frac{R_r}{L_m} \phi_r + \omega_s i_{qs}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte, pour $e_q = 0$, est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{i_{ds}}{V_{ds}} = \frac{a}{s + (a.R_s + c.R_r)} \quad (B-3)$$

En ajoutant un régulateur *PI* de fonction de transfert.

$$F_{reg id} = K_{pd} \frac{s + \frac{K_{id}}{S}}{s} \quad (B-4)$$

Alors la boucle de régulation globale se présente comme suit :

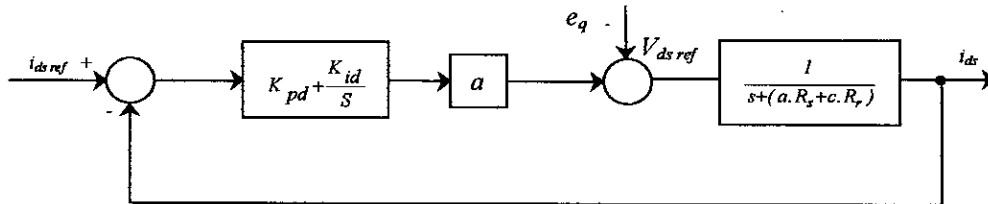


Figure-B-2- : Boucle de régulation du courant i_{ds}

La fonction de transfert globale sera :

$$F_{ids} = K_{pd} \frac{s + \frac{K_{id}}{S}}{s} \cdot \frac{a}{s + (a.R_s + c.R_r)} \quad (B-5)$$

Et en utilisant la méthode de compensation de pôle on aura :

$$\frac{K_{id}}{K_{pd}} = a.R_s + c.R_r \quad (B-6)$$

Et la fonction de transfert se simplifie à :

$$F_{id} = \frac{a.K_{pd}}{s} \quad (B-7)$$

En boucle fermée on aura :

$$F_{ids (fermée)} = \frac{F_{ids}}{1 + F_{ids}} = K_{pd} \frac{1}{1 + \frac{s}{a.K_{pd}}} \quad (B-8)$$

Le temps de réponse en boucle fermée du système est :

$$\tau = \frac{1}{a.K_{pd}} \quad (B-9)$$

La constante de temps électrique statorique étant $T_s = 57,8 \text{ ms}$, et afin d'améliorer la dynamique du système, un temps de réponse pour le mode électrique de $\tau = 2 \text{ ms}$ sera choisi, on aura donc :

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{1}{a \cdot \tau} \\ K_{id} = K_{pd}(a \cdot R_s + c \cdot R_r) \end{cases} \quad (B-10)$$

□ Régulation du flux ϕ_r

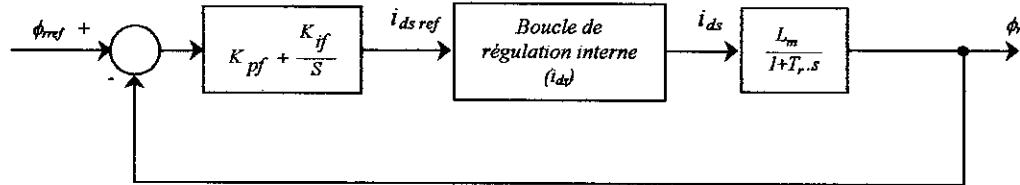


Figure-B-3- : Boucle de régulation du flux ϕ_r

Pour la boucle externe de flux le calcul se fera de la même manière. Sachant que la boucle interne plus rapide a déjà atteint la valeur de référence désirée, la fonction de transfert en boucle ouverte est, d'après la figure (Figure-B-3-), donnée par :

$$F_{\phi_r} = K_{pd} \frac{s + \frac{K_{if}}{T_r}}{s} \cdot \frac{\frac{L_m}{s + \frac{1}{T_r}}}{s + \frac{1}{T_r}} \quad (B-11)$$

Après compensation du pôle dominant $\left(\frac{1}{T_r} = \frac{K_{if}}{K_{pf}} \right)$, le temps de réponse en boucle fermée

sera de $\left(\frac{T_r}{K_{pf} L_m} \right)$, et celui-ci sera choisi dix (10) fois plus grand que le temps de réponse de la

boucle interne pour permettre à la boucle interne de courant d'atteindre la valeur de référence $\tau_f = 10 \cdot \tau$.

Les paramètres du régulateur seront donc :

$$\begin{cases} K_{pf} = \frac{T_r}{L_m \cdot 10 \cdot \tau} \\ K_{if} = \frac{K_{pf}}{T_r} \end{cases} \quad (B-12)$$

B. 2. 2. La régulation suivant l'axe q

□ Régulation du courant i_{qs} :

De l'équation (II-8) on peut écrire :

$$i_{qs} = \frac{a.V_{qs} - e_d}{s + (a.R_s + c.R_r)} \quad (B-13)$$

Avec : $e_d = a\omega_r \frac{L_m}{L_r} \phi_r + \omega_s i_{ds}$

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_1 \Omega_r = C_{em} - C_r$$

$$C_{em} P \frac{L_m}{L_r} \phi_{rref} i_{qs} = K_e i_{qs}$$

et

$$K_e = P \frac{L_m}{L_r} \phi_{rref}$$

On remarque que le couple est commandé uniquement par i_{qs} . La fonction de transfert en boucle ouverte externe est :

$$\frac{\Omega}{i_{qs}} = \frac{K_e}{Js + f_1} \quad (B-14)$$

De l'équation (B-15), on remarque qu'une action sur i_{qs} prend un certain retard par rapport à V_{qs} . Ce qui nécessite une boucle de régulation interne pour le courant i_{qs} .

En insérant un régulateur PI de fonction de transfert.

$$F_{reg i_{qs}} = K_{pq} \frac{s + \frac{K_{iq}}{s}}{s} \quad (B-15)$$

La boucle de régulation globale se présente comme suit :

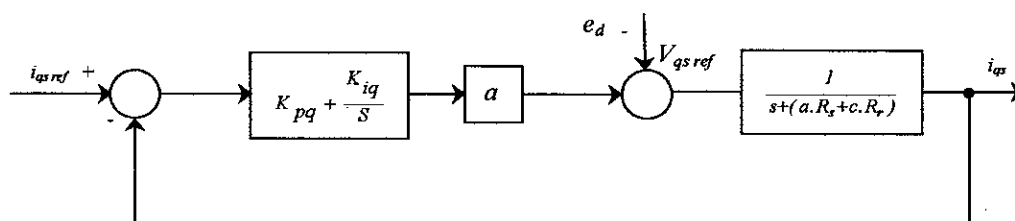


Figure-B-4- : Boucle de régulation du courant i_{qs}

La fonction de transfert de la boucle interne sera alors :

$$F_{i_{qs}} = K_{pq} \frac{s + \frac{K_{iq}}{s}}{s} \cdot \frac{a}{s + (a.R_s + c.R_r)} \quad (B-16)$$

Et en utilisant comme précédemment la méthode de compensation de pôle on aura :

$$\frac{K_{iq}}{K_{pq}} = a.R_s + c.R_r \quad (B-17)$$

d'où la fonction de transfert se simplifie à :

$$F_{iqs} = \frac{a.K_{pq}}{s} \quad (B-18)$$

En boucle fermée la fonction de transfert est :

$$F_{iqs \text{ (fermée)}} = \frac{F_{iqs}}{1 + F_{iqs}} = K_{pq} \frac{1}{1 + \frac{s}{a.K_{pq}}} \quad (B-19)$$

Le temps de réponse du système est :

$$\tau = \frac{1}{a.K_{pq}} \quad (B-20)$$

En choisissant $\tau = 2 \text{ ms}$, on aura :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{1}{a.\tau} \\ K_{iq} = K_{pq}(a.R_s + c.R_r) \end{cases} \quad (B-21)$$

□ Régulation de la vitesse Ω

Le temps de réponse de la boucle externe doit être plus important que celui de la boucle interne car il faut, que les courants s'établissent et que la machine se magnétisent et atteigne le flux de référence. On prend donc le temps de réponse 50 fois plus grand que pour le courant.

En insérant un régulateur *PI* de fonction de transfert :

$$F_{reg.\Omega} = K_{p\Omega} \frac{s + \frac{K_{i\Omega}}{s}}{s} \quad (B-22)$$

La boucle de régulation globale se présente comme suit sur la figure (Figure-B-5-) :

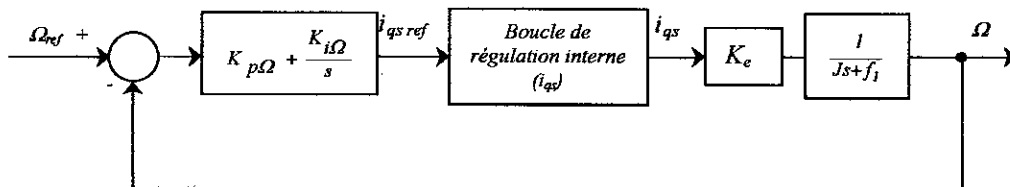


Figure-B-5- : Boucle de régulation de la vitesse Ω

En considérant le courant i_{qs} parfaitement régulé, la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle externe est la suivante :

$$F_{\Omega r} = K_{p\Omega} \frac{s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}}}{s} \cdot \frac{K_e \cdot i_{qs}}{Js + f_1} \quad (B-23)$$

En utilisant la méthode de compensation de pôles, on aura :

$$\frac{f_1}{J} = \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}}$$

La fonction de transfert ainsi simplifiée est :

$$F_{\Omega r} = \frac{K_e \cdot K_{p\Omega} \cdot i_{qs}}{Js} \quad (B-24)$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera alors :

$$F_{\Omega r (fermée)} = \frac{1}{1 + \frac{J}{K_e \cdot K_{p\Omega} \cdot i_{qs}} s} \quad (B-25)$$

$$\tau_{\Omega} = 50 \cdot \tau = \frac{J}{K_e \cdot K_{p\Omega}} \Rightarrow \begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{J}{K_e \cdot 50 \cdot \tau} \\ K_{i\Omega} = \frac{K_{p\Omega} \cdot f_1}{J} \end{cases} \quad (B-26)$$

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [Abde-99] Y. Abdelli, M.I. Krouma, «*Filtrage actif parallèle à trois niveaux. Principe, réglage et stabilisation*», P.F.E, Dépt. de Génie Electrique, ENP, 1999.
- [Adid-99] A. Adid, Y. Boufedehe «*Etude d'une cascade à onduleur à cinq niveaux. Application à la conduite d'une MAS*», P.F.E, Dépt. de Génie Electrique, ENP, 1999.
- [Alli-97] D. Alliaoui, D. Lalili, «*Influence de la saturation magnétique sur la commande vectorielle d'une MAS alimentée en tension*», P.F.E, Dépt. de Génie Electrique, ENP, 1997.
- [Bach-99] D. Bachir, I. Bekhdidja «*Commande non-linéaire par mode glissant. Application à la machine synchrone auto-pilotée*», P.F.E, Dépt. de Génie Electrique, ENP, 1999.
- [Baha-99] B. Bahar, S. Abdelmalek, «*Commande de vitesse et de position d'une MAS triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC* », P.F.E, Dépt. de Génie Electrique, ENP, 1999
- [Bara-93] L. Barazane, «*Commande vectorielle de la MAS alimentée en courant*», Thèse de Magister ENP, 1993.
- [Barr-82] P. Barret, «*Régimes transitoires des machines électriques tournantes*», Technique de l'ingénieur, vol. D3.II, 1986.
- [Bena-96] F. Benamor, S. Meradi, «*Commande par mode de glissement de la MAS alimentée en tension avec orientation du champ*», P.F.E, Dépt. de Génie Electrique, ENP, 1996.
- [Bens-95] A. Bensaid, A. Djahbar, «*Commande vectorielle de la MAS alimentée en tension*», P.F.E, Dépt. de Génie Electrique, ENP, 1995.
- [Bühl-86] H. Bühler, «*Réglage par mode de glissement*», Presses Polytech. Romandes, 1986.
- [Boud-91] F. Boudjema, «*Commande par mode de glissement : Application aux convertisseurs électriques*», Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse (France), 1991.
- [Brah-95] K. Brahmi, K. Gherbi, «*Contrôle vectoriel d'une machine asynchrone alimentée en tension*», P.F.E, USTHB, Dépt. d'Electrotechnique, 1995.
- [Chat-83] J. Chatelain, «*Machines électriques*», vol. 2, Edition Dunod, 1983.
- [Dahm-99] C. Dahmani, N. Siahmed, «*Commande en cascade par mode de glissement de la MAS alimentée en tension*» P.F.E, USTHB, Dépt. d'Electrotechnique, 1995.
- [Foss-93] A. Fossard, «*Helicopter control law based on sliding mode with model following*», Int. J. Contr.. vol. 57, N°. 3, May. 1993.
- [Fili-79] A. F. Filippov, «*Differential equations with second members discontinuous on intersecting surfaces*», Differentzial'nye Uravneiyya, vol. 15, N°. 10, pp. 1814-1832, 1979.

- [Gaye-95]** A. Gayed, A. Benkhoris, M.F. Siala, S. Le Doeuff, «*Time Domain Simulation of a Discrete Sliding Control of Permanent magnet Synchronous Motors*», IEEE/IECON-95 Nov, Orlando, Florida, USA, pp. 754-759
- [Gaye-96]** A. Gayed, «*Commande vectorielle par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents*», Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 1996.
- [Gher-99]** H. Gheraria, «*Modélisation et commande d'un onduleur NPC à sept niveaux : Application à la conduite d'une MAS*», Thèse de Magister, Dépt. de Génie Electrique, ENP, 1999.
- [Khal-96]** S. Khalil, «*Non linear control system*», Printice Hall, 1996
- [Kris-87]** R. Krishnan, F. C. Doran, «*Study of Parameter Sensitivity in High-Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive Systems*», IEEE Trans. Indus. Appli., vol. IA-23, N°. 04, July/August 1987.
- [Lara-97]** M. Larabi, «*Différentes approches de commande à structures variables : Application à une MAS*», P.F.E, Dépt. de Génie Electrique, ENP, 1997.
- [Mahm-97]** M.O. Mahmoudi, N. Madani, M.F. Benkhoris, S. Siala «*Comparaison des régulateurs PI et IP pour la commande vectorielle d'une MAS*», IEEA'97, International Annual Conference, University of Batna.
- [Mahm-99-a]** M.O. Mahmoudi, «*Sur la commande de la MAS alimentée en tesion. Etude de l'étage d'alimentation de la MAS ; commande par mode de glissement avec orientation du champ*», Thèse de Doctorat d'état en Génie Electrique, ENP 1999.
- [Mahm-99-b]** M.O. Mahmoudi, N. Madani, M.F. Benkhoris, F. Boudjema, «*Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive*», The European Physical Journal Applied Physics, N° 7, EDP Sciences 99, pp. 217-225, Sept. 1999.
- [Push-99]** K. Pushkin «*Existence of solutions to a class of nonlinear convergent Chattering-Free sliding mode control systems*», IEEE, Trans. Automat. Contr., vol. 44, N°. 8, Aug. 1999.
- [Slot-84]** J.J. Slotine «*Sliding controller design for non-linear systems*», Int. J. Contr., Vol. 40, N°. 2, 1984, pp. 421-434
- [Slot-86]** J.J. Slotine «*Adaptive Sliding controller synthesis for no-linear systems*», Int. J. Contr, vol. 43, N°. 6, 1986, pp. 1631-1651
- [Slot-91]** J.J. Slotine, W. Li, «*Applied nonlinear contro*», Englewood Cliffs, NJ : Prentice Hall, 1991.
- [Yazi-96]** K. Yazid, «*Commande vectorielle de la MAS avec prise en compte des variations de la constante de temps rotorique*», Thèse de Magister, USTHB, Juillet 1996.
- [Utki-77]** V. I. Utkin «*Variable structure systems with sliding modes*», IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-22, pp. 212-222, 1977.



Résumé

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire est l'étude de la commande en cascade par mode de glissement de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension. Ainsi, nous avons synthétisé deux commandes à savoir : une commande vectorielle avec un réglage linéaire par régulateur proportionnel-intégral (*PI*) et un réglage non linéaire par mode de glissement associé aux systèmes à structures variables.

Cette étude a débuté par une modélisation de l'ensemble convertisseur-machine asynchrone, puis une commande par orientation du flux rotorique a été introduite, suivi d'un réglage linéaire avec un régulateur *PI* appliqué au système à commander. Ensuite une étude théorique a été présentée sur la commande par mode de glissement en approche discrète pour les degrés relatifs d'ordre 1 et 2. Finalement un test de robustesse concernant toutes les commandes appliquées dans ce projet a été présenté.

Les résultats de simulations obtenus ont montré un comportement très satisfaisant de la machine asynchrone.

Mots clés

Onduleur *MLI*, machine asynchrone, commande vectorielle, régulateur *PI*, mode de glissement, robustesse.

Abstract

The objective of the work presented in this memory is to present the control by sliding mode on a voltage fed asynchronous motor. Thus, we have synthesised two controls : the vector control with a linear regulation by proportional-integral regulator (*PI*) and a no linear regulation by sliding mode control associated to the variables structures systems.

This survey started by modelling the whole, made up of an asynchronous machine and a PWM inverter, then a principle of the field orientation was introduced, well attended one linear regulating with regulator *PI* applied to the system to control. Then, a theoretical survey was presented on a no linear control, the sliding mode with a discret time approach, for the first and the second relatives degrees.

The results obtained by the simulations have showed a high behaviour of an asynchronous motor.

Keywords

PWM inverter, asynchronous motor, vector control, *PI* regulator, sliding mode, hardiness.

المخلص

يتركز العمل المقدم في هذه المذكرة على دراسة التحكم عن طريق الإنزلاق لمحرك اللاتزامني مغذي بالتوتر. قمنا بإمماج تقنية الحقل الموجه. هذه الطريقة تسمح لنا بالتحكم في الحقل المغناطيسي و العزم المولد من طرف المحرك بصفة مستقلة، كمحرك التيار المستمر نو التحريض المستقل. بعد ذلك قدمنا طريقتين للتحكم هما : التحكم عن طريق المنظم الكلاسيكي و التحكم عن طريق الإنزلاق المرفق للأنظمة ذات البنية المتغيرة.

ولقد إختارنا سطوح الإنزلاق المناسبة التي تعطي المتانة للنظام المتكون من المموج و الماكنة. النتائج المتحصلي عليها أظهرت خصائص مرضية للماكنة.

كلمات مفتاحية .

المموج، محرك لاتزامني، تقنية الحقل الموجه، المنظم الكلاسيكي، تحكم عن طريق