



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présentée par

BENGHELLAB Khaoula

ZEGRAR Samra

THEME

Commande par mode glissant d'une machine asynchrone

Soutenu le .../07/2021 devant la commission d'examen composée de :

Dr. Boutaba Tarek

MCA à l'Université de Khenchela Président

Dr. Khemis Abderrahmane

MCB à l'Université de Khenchela Encadreur

Dr. Laggoun Louanasse

MCB à l'Université de Khenchela Examineur

Promotion 2020/2021

Remerciements

Nos remerciements vont tout premièrement à dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la puissance qu'il nous a donnée durant toutes ces années d'études. Nous tenons d'abord à exprimer nos profondes reconnaissances, nos vifs remerciements pour notre encadreur Monsieur Khemis abderrahmane, qui a consacré à l'encadrement de notre travail un temps et une disponibilité d'esprit considérables. Son rôle, ses critiques constructives, ses précieux conseils et ses propositions m'ont permis de mener à bien mon mémoire de fin d'étude.

Nous tenons à remercier tous les membres du jury d'avoir acceptés d'examiner notre projet de fin d'études, ainsi que pour avoir consacré une partie de leurs temps précieux pour le lire et le corriger

Nous remercions tous les enseignants, qui nous ont donnés tout leur savoir pendant tout notre cycle universitaire.

Sans oublier un grand remerciement à tous nos amies et camarades, ainsi que tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin dans la réalisation de notre mémoire.

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail à :

Ma bougie qui a éclairée ma vie, et soudainement elle s'est éteinte, mon très cher défunt père.

Ma très chère mère qui a contribué à ma réussite.

Ceux que je porte beaucoup de respect et d'estime ;

A mon mari : walid

Ma cher sœur HANANE..... et son mari ...RABIE et leurs petite filles : MAISSAM ET LAYANE.....

Mes frères : ZAKI, HAMZA et LAMINE.

Ma binôme Samra.

Mes meilleures amies: Asma, souria, Amina, Ilham, radjwa

Toute la promotion master commande électrique 2020/2021.



Khaoula

DEDICACES

Avant tous, je remercie Dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail à :

Mon père Slimane et ma mère Aicha qui ont contribué à ma réussite par leurs soutien moral et financier.

*Ceux que je porte beaucoup de respect et d'estime ;
mes frères Mounir et Akram*

Mes très chères sœurs : Amal et Naima

Leurs jeunes enfants : Anas, Jawd, Sirin et Salsabil


*Mes amies surtout : Khaoula, Asma, Souria, Dounia,
Radia, Malak et Chaima qui m'ont apportée un soutien moral, une amitié inoubliable et précieuse .*



Samra



Table de matières



Promotion 2021

Table de Matière

- ✚ Remerciements
- ✚ Dédicaces
- ✚ Sommaire
- ✚ Index des notations
- ✚ Liste des figures

Introduction Générale	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I: Modélisation De La Machine Asynchrone

INTRODUCTION	3
I GENERALITE SUR LES MACHINE ASYNCHRONE.....	4
I.1 DEFINITION.....	4
I.2 CONSTRUCTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	4
I.2.1 Le stator	4
I.2.2 Le rotor	5
I.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE.....	5
I.4 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE.....	6
I.4.1 Hypothèses simplificatrices	6
I.4.2 Mise en équation de la machine asynchrone	7
I.5 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (D,Q).....	9
I.5.1 Transformation de PARK.....	9
I.5.2 Choix du référentiel	10
I.6 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	11
I.7 SIMULATION DU MODELE	12
I.8 MODELISATION DE L' ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE...	16
I.8.1 Modélisation du redresseur.....	17
I.8.2 Modélisation du filtre	18
I.8.3 Modélisation de l'onduleur triphasé.....	19
I.8.4 Modulation par largeur d'impulsions	20
I.8.5 Simulation du modèle machine-onduleur.....	21
I.9 CONCLUSION	23

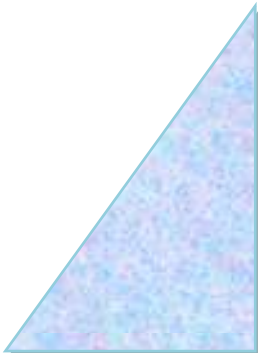
CHAPITRE II : Commande vectorielle de la machine asynchrone

INTRODUCTION	25
II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	26
II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC)	26
II.3 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE	28
II.3.1 Principe du découplage par compensation	30
II.3.2 Calcul des régulateurs.....	32
II.4 RESULTATS DE SIMULATION	35
II.4.1 Interprétation des résultats.....	37
II.5 CONCLUSION	37

CHAPITRE III : Commande par mode glissant de la machine asynchrone

INTRODUCTION	38
III SYSTEMES A STRUCTURES VARIABLES.....	39
III.1 MODES DE TRAJECTOIRE D'UNE VARIABLE D'ETAT DANS LE PLAN DE PHASE.....	39
III.1.1 Mode de Convergence (MC).....	40
III.1.2 Mode de Glissement (MG).....	40
III.1.3 Mode en Régime Permanent MRP (Steady-State Mode).....	40
III.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT (MG).....	40
III.3 CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT (MG).....	41
III.3.1 Choix de la Surface de glissement.....	42
III.3.2 Conditions d'Existence et de Convergence du Régime Glissant	42
III.3.3 Détermination de la loi de Commande.....	44
III.4 BROUITEMENT (CHATTERING).....	48
III.4.1 Solution de Couche Limite (Boundary Layer Solution).....	49
III.4.2 Solution par Mode Glissant d'Ordre Supérieur.....	51
III.5 APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT A LA MAS	52
III.5.1 Réglage en cascade de la vitesse par mode de glissement :	52
III.6 RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS	55
III.6.1 Test de Robustesse vis-à-vis de l'application du Couple de Charge.....	55
III.6.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse.....	56
III.6.3 Test de Robustesse de la Commande vis-à-vis des Variations Paramétriques.....	57

III.6.4 Robustesse vis-à-vis de la Variation de Résistance Rotorique.....	57
IV CONCLUSION..	57
CONCLUSION GENERALE	58
BIBLIOGRAPHIES	59
ANNEXES	64





Notations et symboles

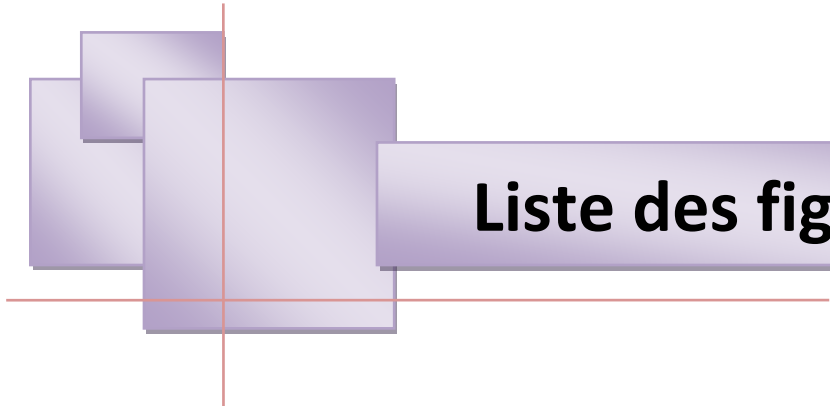


Promotion 2021

NOTATIONS ET SYMBOLES

ω_s	Vitesse angulaire électrique statorique
ω_{gl}	Vitesse angulaire électrique de glissement.
ω	Vitesse angulaire électrique rotorique.
p	Nombre de paires de pôles.
g	Glissement.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
R_r	Résistance d'une phase rotorique.
$[R_s]$	Matrice des résistances statorique.
$[R_r]$	Matrice des résistances rotorique.
M_0	Valeur maximale des inductances mutuelles statoriques et rotoriques.
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductances statoriques.
$[L_{rr}]$	Matrice d'inductances rotoriques.
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles stator- rotor.
$L_s = l_s - m_s$	Inductance propres cyclique statorique.
$L_r = l_r - m_r$	Inductance propres cyclique rotorique.
$M = \frac{3}{2}M_0$	Mutuelle inductance cyclique stator- rotor.
V_{ds}, V_{qs}	Composantes du vecteur tension statorique dans le référentiel (d,q)
V_{dr}, V_{qr}	Composantes du vecteur tension rotorique dans le référentiel (d,q)
C_{em}	Couple électromagnétique.

C_r	Couple de charge (résistant).
J	Inertie totale du système.
f_v	Coefficient de frottement.
Ω	Vitesse mécanique du rotor.
θ_{OBS}	Angle de rotation lié au référentiel d'observation.
θ_s	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au stator
θ_r	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au rotor
θ	Angle de rotation du rotor par rapport au stator
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	Constante de temps des courants statoriques.
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Constante de temps des courants rotoriques.
$\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$	Coefficient de dispersion de Blondel.



Liste des figures

Liste des figures

FIG.I.1: CONSTRUCTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE 4

FIG.I.2: REPRESENTATION SCHEMATIQUE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE 7

FIG.I.3: REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE TRIPHASEE ET BIPHASEE EQUIVALENTE10

FIG.I.4: ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN BOUCLE OUVERTE13

FIG.I.5: REPONSE DE LA MACHINE EN FONCTIONNEMENT A VIDE $C_r = 0$ 14

FIG.I.6: REPONSE DE LA MACHINE AVEC APPLICATION D'UNE CHARGE $C_r = 10 N.m$ A $t = 0.6s$ 15

FIG.I.7: SCHEMA D'ENSEMBLE CONVERTISSEUR MACHINE16

FIG.I.8: CIRCUIT ELECTRIQUE DU REDRESSEUR TRIPHASE A DIODES17

FIG.I.9: FILTRE L-C17

FIG.I.10: SCHEMA ELECTRIQUE D'UN ONDULEUR TRIPHASE A TROIS BRAS ALIMENTANT LA MAS.....18

FIG.I.11: ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE-ONDULEUR EN BOUCLE OUVERTE.....21

FIG.I.12: TENSION TRIPHASEE GENEREE PAR L'ONDULEUR MLI22

FIG.I.13: REPONSE DU SYSTEME MACHINE-ONDULEUR EN FONCTIONNEMENT A VIDE $C_r = 0$ 22

FIG.I.14: REPONSE DU SYSTEME MACHINE-ONDULEUR AVEC $C_r = 10 N.m$ A $t = 0.6s$ 23

FIG.II.1: PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE27

FIG.II.2: RECONSTITUTION DES TENSIONS V_{ds}^* ET V_{qs}^* 31

FIG.II.3: REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE.....32

FIG.II.4: DECOUPLAGE PAR ADDITION DES TERMES DE COUPLAGE.....32

FIG.II.5: SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE COURANT33

FIG.II.6: SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE VITESSE34

FIG.II.7: SCHEMA DE LA COMMANDE DECOUPLEE PAR ORIENTATION DE FLUX35

FIG.II.8: PROFILS DE REFERENCE VITESSE-COUPLE.....36

FIG.II.9: RESULTATS DE SIMULATION DE LA REGULATION DE LA VITESSE AVEC COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IFOC).....36

FIG.III.1	DIFFERENTS MODES DE FONCTIONNEMENT DANS LE PLAN DE PHASE.	40
FIG.III.2	METHODE DE CONTROLE EQUIVALENTE.	45
FIG.III.3	SCHEMA STRUCTURELLE DE LA COMMANDE EQUIVALENTE.	45
FIG.III.4	COMMANDE EQUIVALENTE U_{EQ} PRISE PAR LA COMMANDE LORS DE LA COMMUTATION ENTRE U_{MAX} ET U_{MIN}	46
FIG.III.5	DEFINITION DE LA FONCTION SIGN.	47
FIG.III.6	PHENOMENE DU BROUITEMENT.	48
FIG.III.7	DEFINITION DE LA FONCTION SATURATION (SAT).	49
FIG.III.8	FONCTION <i>SIGN</i> DE LA COMMANDE AVEC UN SEUL SEUIL.	49
FIG.III.9	FONCTION <i>SIGN</i> DE LA COMMANDE ADOUCIE (A DEUX SEUILS).	50
FIG.III.10	CSV RENDU CONTINUE.	51
FIG.III.11	RESULTATS DE SIMULATION LORS DE LA VARIATION DU COUPLE DE CHARGE.	56
FIG.III.12	RESULTATS DE SIMULATION LORS D'INVERSION DU SENS DE ROTATION.	57
FIG.III.13	RESULTATS DE SIMULATION LORS DE LA VARIATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE	58



Introduction générale



Promotion 2021

Introduction générale

Dans diverses applications industrielles modernes, la machine asynchrone assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché dans le domaine de la vitesse variable grâce à sa fiabilité, à sa robustesse, son coût relativement faible et sa simplicité de construction. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle.

Toute fois et contrairement aux simplifications offertes par le système balais-collecteur dans la machine à courant continu, la dynamique de ce type de machine se trouve être non-linéaire, multi-variables et fortement couplée, en plus, non seulement certains de ces variables d'états sont inaccessible aux mesures direct (flux rotorique) mais aussi, les paramètres de la machine (en particulier, la résistance rotorique) sont affectés par l'effet thermique et les conditions de fonctionnements, ce qui rend sa commande relativement difficile.

La machine à induction assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché dans le domaine de la vitesse variable grâce à sa simplicité structurelle, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle.

Les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles, pour cela, des commandes assez laborieuses ont été mises au point pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction par l'utilisation de repères appropriés. Elles sont appelées commandes vectorielles, celles-ci assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu.

Ainsi, le développement rapide de l'électronique de puissance et des microprocesseurs a fourni un moyen économique pour la mise en œuvre de ces techniques de contrôle. Par conséquent, un modèle précis qui représente bien la machine à induction est nécessaire pour permettre une conception correcte du système de contrôle et d'observation.

Les techniques de commande classiques (régulateurs PI et PID par exemple), nécessitent une parfaite connaissance du modèle du système à régler. Ces approches conduisent à des lois de commande dont les performances sont fortement liées à la fidélité du modèle dynamique utilisé pour décrire le comportement du système. Des erreurs de modélisation ou des variations paramétriques du système peuvent détériorer les performances du réglage puisqu'elles interviennent directement au calcul de la commande.

Parmi plusieurs types de commandes modernes qui ont attiré l'attention de beaucoup de chercheurs le long de ces dernières années, on trouve la commande par mode de glissement. L'intérêt récent accordé à cette commande est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs très performants [1].

Le présent travail s'oriente principalement vers la modélisation et la commande de la machine asynchrone commandée par mode de glissement. Pour ce faire, on a adopté le plan de travail suivant :

Le premier chapitre est la modélisation de l'association machine-onduleur, ainsi que son alimentation.

Le deuxième chapitre sera consacré à la synthèse de la commande vectorielle indirecte et directe, et la régulation de la vitesse en utilisant un régulateur PI.

Dans le troisième chapitre nous étudions la théorie de commande par mode de glissement ainsi que l'application de cette technique à la machine asynchrone à flux orienté.

Enfin, une conclusion générale viendra faire le point sur notre travail et mettra en évidence les principaux résultats auxquels nous avons abouti.



Chapitre I



Promotion 2021

Introduction

La machine asynchrone de par ses avantages incontestés (simplicité de conception et d'entretien, faible coût, et surtout absence de l'ensemble balais-collecteur), est de loin la machine la plus utilisée en industrie, les chercheurs ne se lassent d'améliorer ses performances tant à la machine elle-même (MAS multi phases et à double étoile, MAS à double cage, et à cage profonde, MAS doublement alimentée, MAS utilisés en génératrices ...), qu'à sa commande, autant que permettent les progrès en matières de composants électroniques et matériaux industriels. Par contre le contrôle de la MAS se heurte à une grande complexité physique liée au couplage électromagnétique entre le stator et le rotor. La machine asynchrone a donc été utilisée essentiellement à vitesse constante.

La machine asynchrone est de nature triphasée mais sous certaines hypothèses simplificatrices, nous pouvons passer à une représentation diphasée équivalente, réduisant ainsi sa complexité du modèle .

Pour cela, l'étude des comportements statiques et dynamiques de la machine asynchrone exige une bonne modélisation mathématique, décrivant au mieux son comportement et ceci dans le but d'élaborer des lois de commande adéquates pour un tel système physique .

Toute fois le développement des systèmes utilisant les machines asynchrones fonctionnant à fréquence variable a été possible grâce d'une part, au développement des calculateurs puissants tel que les *DSP*, et les microcontrôleurs facilitant ainsi l'implantation d'algorithmes complexes temps réel dans les systèmes d'informatiques industriels actuels, et d'autre part aux semi-conducteurs de puissance de hautes performances qui constituent les convertisseurs statiques associés aux systèmes de commande. Les problèmes d'alimentations et de calculs étant réglés, de diverses commandes ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes permettant ainsi d'étendre la gamme de puissance d'utilisation de la *MAS* dans les commandes à vitesse variable et supplanté la machine à courant continu longtemps utilisée.

Les commandes les plus fréquentes sont la commande scalaire, la commande vectorielle, et la commande directe du couple.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, du point de vue automatique, une modélisation de la machine asynchrone sous forme de modèle. On associe le moteur à un onduleur en vue de sa commande en tension. Le logiciel Matlab simule le comportement du moteur en régime statique et dynamique [2].

I Généralité sur les Machine Asynchrone

I.1 Définition

Le moteur asynchrone est le moteur à courant alternatif pour laquelle la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ tournant. le moteur qui nous intéresse dans ce mémoire est plus précisément le moteur à induction. il existe en effet théoriquement d'autres types de moteur asynchrones. la moteur à induction est la moteur asynchrone dont le circuit magnétique est associé à deux, ou plus de deux, circuits électriques se déplaçant l'un par rapport à l'autre et dans lequel l'énergie est transférée de la partie fixe à la partie mobile, ou inversement, par induction électromagnétique [3].

I.2 Construction de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part (figure (I.1)) [4].

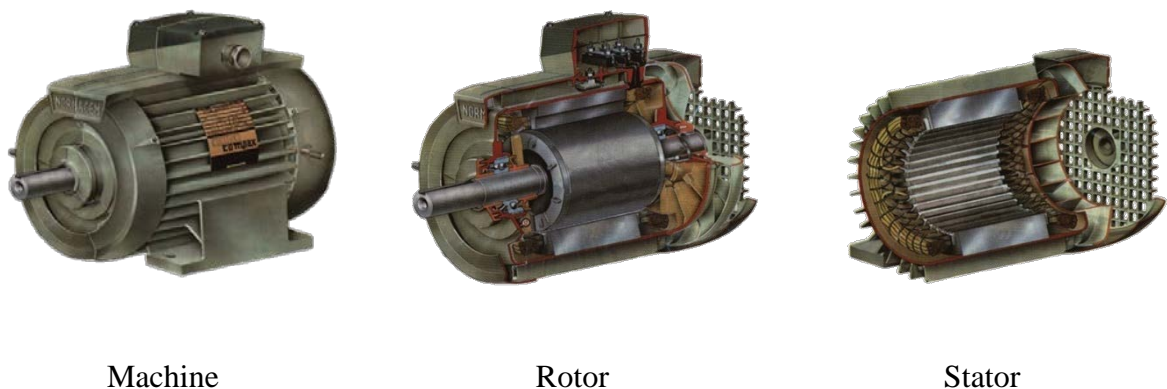


Fig.I.1: Construction de la machine asynchrone

I.2.1 Le stator

Le stator (l'inducteur) est un enroulement alimenté en tension alternative triphasée, et c'est la partie fixe du moteur. Les bobinages de sections appropriés sont répartis dans

ces derniers en forment un ensemble d'enroulements qui comporte autant de circuits qu'il ya des phases sur le réseau d'alimentation. Lorsqu'ils sont alimentés par un réseau triphasé, ces enroulements créent un champ tournant multipolaire. Le stator constituer un champ tournant dans l'entrefer de la machine [5].

I.2.2 Le rotor

Le rotor, également appelé l'induit n'est pas alimentée, Elle est placée à l'intérieur du stator. Elle est en court-circuit et peut être de deux types :

- **Bobiné**, muni d'un enroulement généralement triphasé connecté à des bagues isolées sur lesquelles frottent des ballais en charbon.
- **A cage d'écureuil**, formée d'un ensemble de barres conductrices reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux [5].

Les bobinages du stator et du rotor doivent avoir le même nombre de pôles mais leurs nombres de phases peuvent être différents.

I.3 Principe de fonctionnement du moteur asynchrone

La MAS est une machine à courant alternatif appelée aussi machine à induction caractérisée par le fait que son rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ tournant à l'entrefer.

L'application adéquate d'une tension de pulsation ω_s aux enroulements statoriques d'une machine asynchrone, crée un champ magnétique tournant. Ce champ tourne mécaniquement à la vitesse de synchronise $\Omega_s = \omega_s / p$. Le rotor de la machine tourne à une vitesse mécanique Ω inférieure à la vitesse de synchronisme ($\Omega < \Omega_s$). Le rotor perçoit donc un champ glissant à la vitesse relative $\Omega_{gl} = \Omega_s - \Omega$.

Puisque :

$$\Omega_{gl} = \Omega_s - \Omega \Rightarrow \omega_{gl} = \omega_s - \omega \quad (\text{I.1})$$

Alors, $\omega + \omega_{gl} = \omega_s$, et donc :

$$\omega_{gl} = g \omega_s \quad (\text{I.2})$$

avec

$$\Omega_s = \omega_s / p, \quad \omega_{gl} = p \Omega_{gl} \quad \text{et} \quad \omega = p \Omega$$

I.4 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

Modéliser consiste à mettre en équations les différents paramètres d'un système. A l'issue de cette opération on se trouve au problème suivant : plus le modèle se rapproche de la réalité, plus il devient complexe et demande des moyens de calcul très importants, par contre si le système est simplifié, les calculs deviennent faciles mais on s'éloigne de la réalité. Un choix judicieux consiste à idéaliser la machine et par conséquent garder les phénomènes les plus importants et négliger les phénomènes secondaires. Il est donc important que le modèle soit utilisable aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique. Pour ce faire nous devons avoir recours à des hypothèses simplificatrices sur les quelles se basera notre étude [6].

I.4.1 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone étant un système dynamique non linéaire, il est important et nécessaire d'avoir un modèle qui représente fidèlement son comportement au niveau des modes électriques, électromécanique et mécanique. Dans la littérature de la commande, le modèle de PARK est généralement choisi [7][8].

Afin de définir et simplifier le modèle de la machine asynchrone, certaines hypothèses simplificatrices sont à prendre en considération à savoir :

- Entrefer d'épaisseur uniforme.
- Effet des encoches négligé.
- Circuit magnétique non saturé et a une perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques ne sont pas prises en compte.
- Le bobinage triphasé et symétrique et la répartition de la force magnéto-trice dans l'entrefer est constante.

Parmi les conséquences de ces hypothèses on peut citer :

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

I.4.2 Mise en équation de la machine asynchrone

La machine asynchrone est présentée schématiquement par la figure (I.2). Elle est munie de six enroulements [9].

- Trois enroulements (A, B, C) fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Trois enroulements (a, b, c) identiques décalés dans l'espace de 120°, ces enroulements sont en court-circuit avec une tension nulle à leurs bornes.

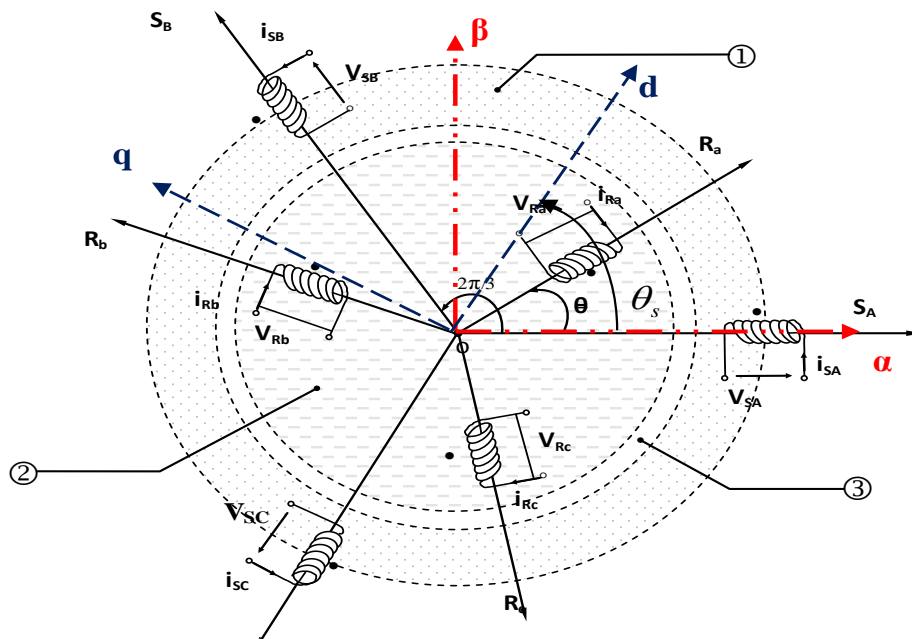


Fig.I.2: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

✓ **Équations électriques**

La loi de Faraday permet d'écrire globalement :

$$V = RI + \frac{d}{dt} \Phi \tag{I.3}$$

et spécifiquement, pour chaque enroulement de la machine on a :

$$V_s = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \tag{I.4}$$

$$V_r = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \tag{I.5}$$

avec :

$$\begin{aligned}
[V_s] &= [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t, \quad [V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^t \\
[I_s] &= [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t, \quad [I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^t \\
[\Phi_s] &= [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^t, \quad [\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^t \\
[R_s] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Les trois enroulements rotoriques r_a , r_b et r_c sont en court-circuit, d'où :

$$[V_r] = [0 \ 0 \ 0]^t$$

✓ Équations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielles comme suit :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \quad (I.6)$$

avec :

$$\begin{aligned}
[M_{sr}] &= [M_{rs}]^t, \quad [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_s & l_r \end{bmatrix} \\
[M_{sr}] &= [M_{rs}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Les équations (I.4), (I.5) et (I.6) conduisent au modèle asynchrone triphasé suivant :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \quad (I.7)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_{rr}][I_{rabc}] \} \quad (I.8)$$

✓ Équation mécanique

La relation fondamentale de la dynamique permet d'écrire :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \quad (I.9)$$

La résolution analytique du système d'équations (I.7), (I.8) et (I.9) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position, ce qui conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position [10].

I.5 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (d,q)

Etant donné que l'équation de la matrice des inductances mutuelles est à éléments non constant et que les coefficients des équations (I.7) et (I.8) sont variables, la résolution analytique de ce système se heurte alors à des difficultés insurmontables, particulièrement lors de l'étude des phénomènes transitoire. On utilisera alors des transformations mathématiques permettant de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système triphasé et qui reste valable pour la machine réelle [11].

I.5.1 Transformation de PARK

La transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques disposés sur trois axes en des enroulements équivalent du point de vue électrique et magnétique disposés sur deux axes (d, q). Une matrice $P(\theta_{obs})$ de Park permet le passage des composantes X_{abc} , du système triphasé aux composantes X_{dq} tournant à une vitesse qui dépend des grandeurs statoriques ou rotoriques, soit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta_{obs}) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

avec

$$P(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{obs} & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

La transformation inverse est donnée par

$$P^{-1}(\theta_{obs}) = P^t(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & -\sin \theta_{obs} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

L'angle θ_{obs} correspond à la position du repère choisi pour la transformation avec :

- $\theta_{obs} = \theta_s$ repère lié au stator
- $\theta_{obs} = \theta_r$ repère lié au rotor

La figure (I.3) représente le schéma du modèle de la machine asynchrone triphasée et son équivalent en biphasée issue de la transformation de Park.

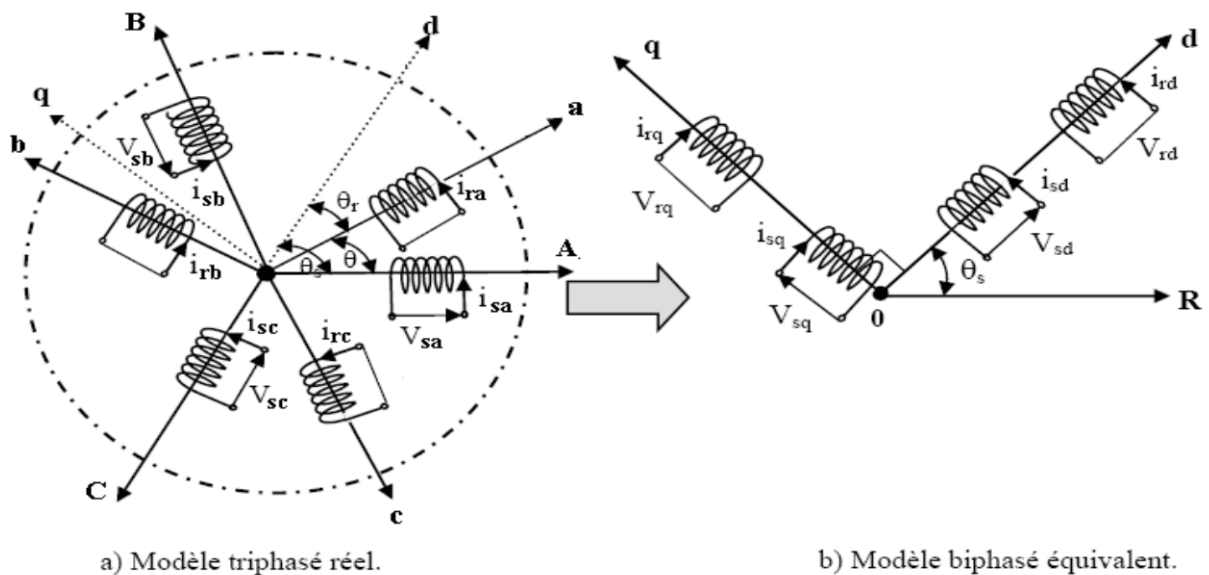


Fig.I.3: Représentation du modèle de la machine triphasée et biphasée équivalente

I.5.2 Choix du référentiel

Dans notre étude, le référentiel choisi sera lié au champ tournant, ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs. Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des

moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné.

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_{gl}) = \omega_s - \omega_{gl} \quad (\text{I.13})$$

I.6 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Pour un référentiel lié au champ tournant, Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous la forme suivante [6] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction du flux et courants statoriques et rotoriques. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (\text{I.16})$$

$$C_{em} = p(\Phi_{qr} I_{dr} - \Phi_{dr} I_{qr}) \quad (\text{I.17})$$

$$C_{em} = pM (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (\text{I.18})$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{I.19})$$

La machine asynchrone peut être modélisée dans l'espace d'état par un système d'équations différentielles d'ordre 4 et une équation mécanique. Ce modèle permet de concevoir une représentation d'état pour la machine en choisissant deux variables d'état parmi quatre $(I_s, I_r, \Phi_s, \Phi_r)$. Les états utilisés sont ceux donnés au moins par une mesure d'état (I_s) tel que (I_s, I_r) , (I_s, Φ_s) et (I_s, Φ_r) .

Pour un vecteur d'état $[I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t$ et une entrée de commande $[V_{ds}, V_{qs}]^t$, le modèle de la machine dans le repère (d, q) lié au champ tournant sera alors :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p \Omega) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - p \Omega) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (I.20)$$

avec l'équation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - f_v \Omega - C_r) \quad (I.21)$$

La modélisation de la machine de cette manière nous permettra de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, dans ce travail seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.

I.7 SIMULATION DU MODELE

A partir du modèle d'état des équations (I.20) et (I.21), on a effectué une simulation numérique, les grandeurs réelles sont déduits par application de la transformation de Park inverse, la machine est alimentée par un système de tensions triphasés équilibré de valeur efficace 220 volts, le repère (d,q) est lié au champ tournant, on contentera de présenter les courants statoriques, les flux rotoriques dans le repère (d,q).

La figure (I.4) présente le schéma bloc de simulation de la machine asynchrone, montrant en détail le passage entre les grandeurs réelles et les grandeurs biphasées.

Etant donné que la machine est couplée directement au réseau, on a effectué deux essais typiques :

- Démarrage à vide de la machine asynchrone.
- Démarrage à vide puis application d'une charge.

Les résultats de simulation sont donnés aux figures (I.5) et (I.6), représentant l'évolution de quelques variables fondamentales telles que vitesse de rotation Ω , couple électromagnétique (C_{em}), flux (Φ_{dr} et Φ_{qr}) et courants (I_{ds} , I_{qs} et I_{as}).

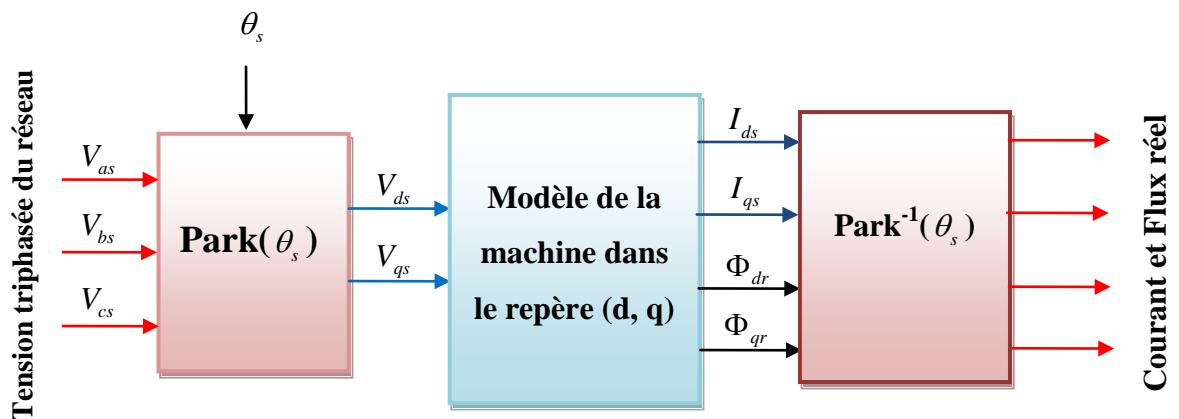


Fig.I.4: Algorithme de simulation de la machine asynchrone en boucle ouverte

◆ A vide ($C_r = 0$), figure (I.5)

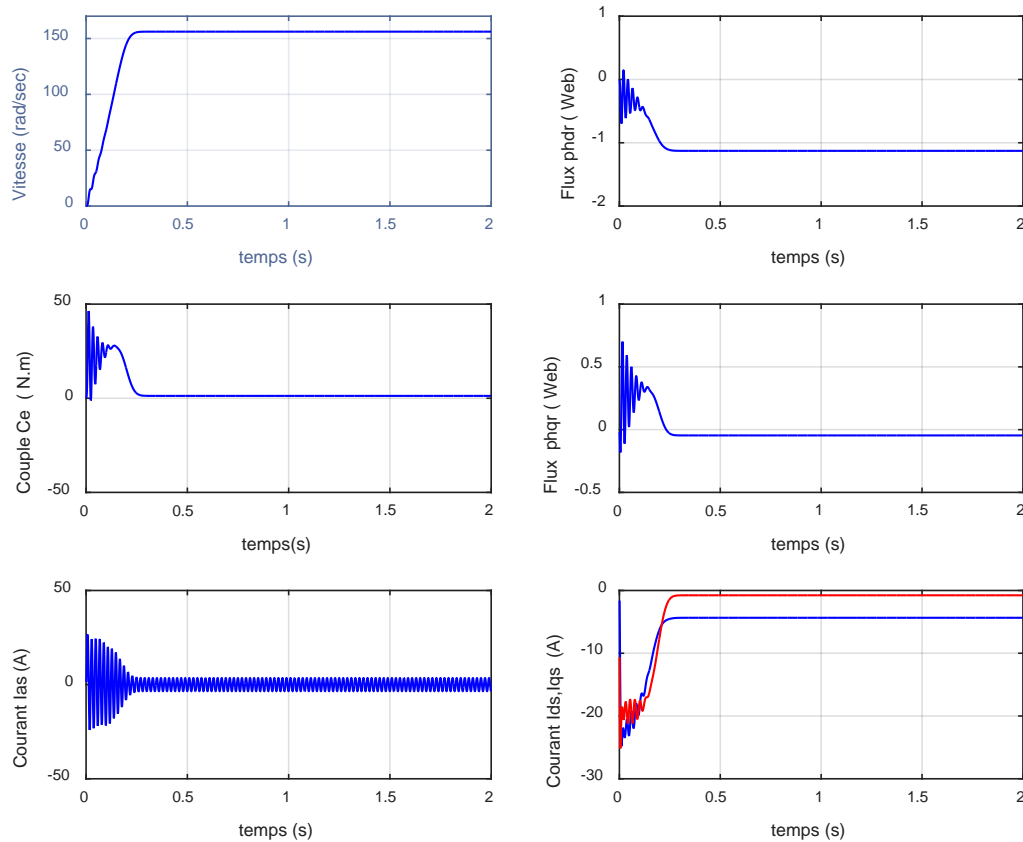


Fig.I.5: Réponse de la machine en fonctionnement à vide $C_r = 0$

On remarque que la courbe de vitesse augmente d'une manière presque linéaire jusqu'à ce qu'elle atteigne la valeur 157 rad/sec pendant un temps de 0.25s. Au démarrage, le couple admet de fortes valeurs (fort appel de courant au démarrage pendant un bref instant) avec des oscillations puis se rétablit à une valeur presque nulle à $t = 0.25$ s. Concernant le flux rotorique, il possède une allure qui ressemble un peu à l'allure du couple électromagnétique, où au démarrage nous avons des oscillations, puis au régime permanent il s'établit à une valeur donnée. Le courant statorique I_{as} est fortement impulsif au démarrage (pour créer un fort couple), puis se stabilise à une valeur cinq fois inférieure à celle du démarrage. Les courants correspondants dans l'axe (d,q) seront bien sûr oscillatoire au démarrage puis s'établissent à des valeurs constantes.

◆ En charge ($C_r = 10 \text{ Nm}$), figure (I.6)

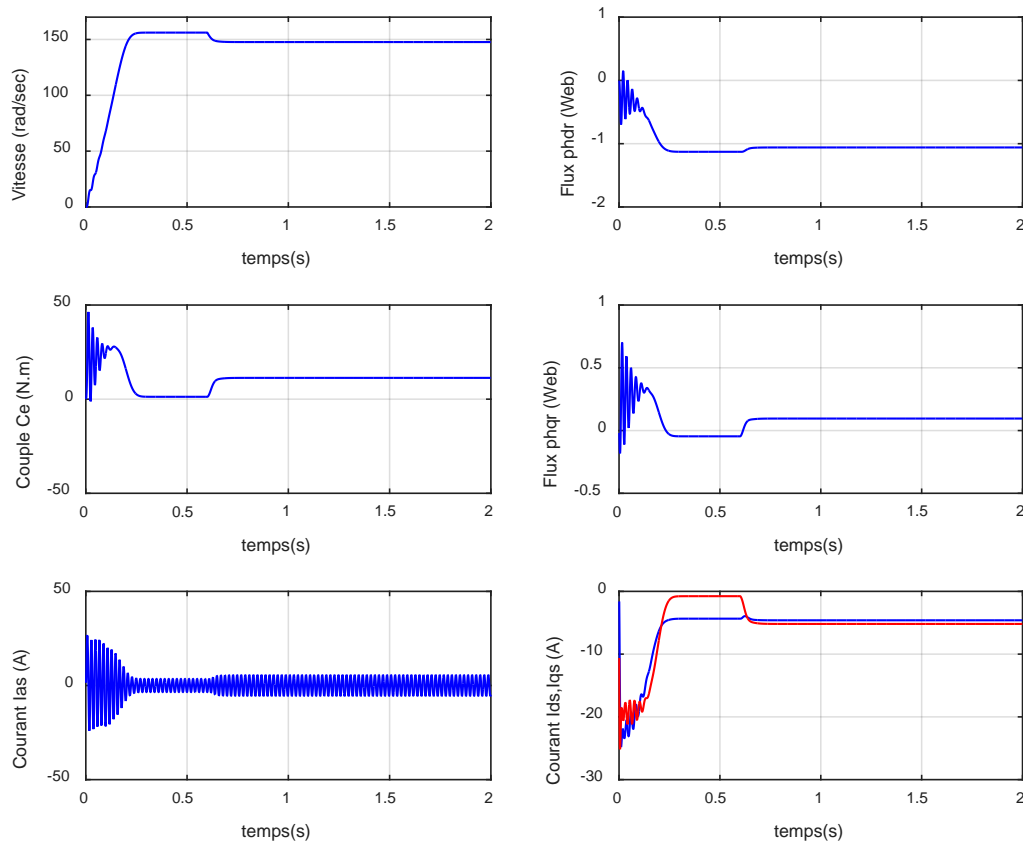


Fig.I.6: Réponse de la machine avec application d'une charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à

$$t = 0.6 \text{ s}$$

On introduit maintenant un couple de charge $C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t = 0.6 \text{ s}$, où on constate que la vitesse de rotation a été diminuée pendant l'application du couple de charge. On remarque également une augmentation du courant et une diminution du flux rotorique pendant cet intervalle de temps. Ces résultats de simulation montrent bien le fort couplage qui existe entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, ce qui présente une difficulté à commander la machine asynchrone.

I.8 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Pour permettre le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone, on lui associe un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable.

Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et à l'utilisation de la technique MLI (Modulation par largeur d'impulsion), les convertisseurs statiques permettent par un contrôle adéquat des signaux de commande des interrupteurs, d'imposer la tension et le courant aux bornes du moteur [12].

Les signaux de commande peuvent être des tensions (technique triangulo-sinusoidale) ou des courants (technique de contrôle des courants par hystérésis).

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la figure(I.7), est constitué de :

- Un redresseur non commandé, supposé parfait.
- Un filtre de type passe-bas.
- Un onduleur de tension qui permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables

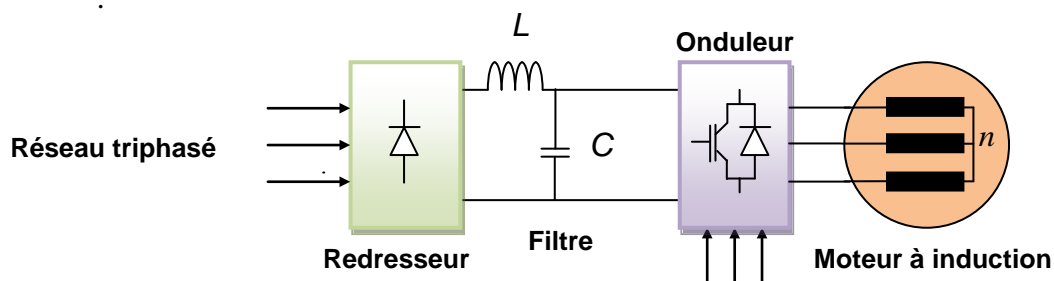


Fig.I.7: Schéma d'ensemble convertisseur machine

I.8.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est représenté par la figure (I.8), c'est un pont de Graetz à six diodes qui convertie une tension alternative à l'entrée en une tension continue à la sortie. Trois diodes D_1, D_2, D_3 assurant l'aller du courant I_d et trois diodes D_4, D_5, D_6 assurant le retour du courant I_d . Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension.

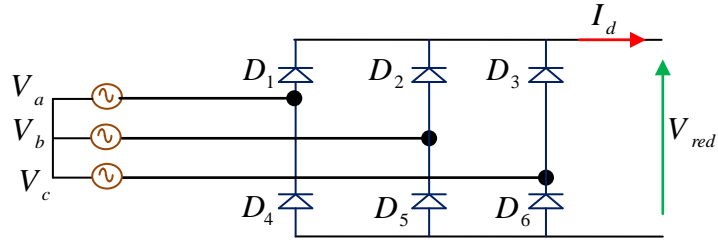


Fig.I.8: Circuit électrique du redresseur triphasé à diodes

Les tensions triphasées du réseau peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t) \\ V_b = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.22)$$

Avec, f_s la fréquence du réseau et V_{eff} la valeur efficace de la tension du réseau.

I.8.2 Modélisation du filtre

La tension de sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ce qui nous a mené à insérer en cascade avec le redresseur un filtre LC figure (I.6) dans le but de lisser ces ondulations.

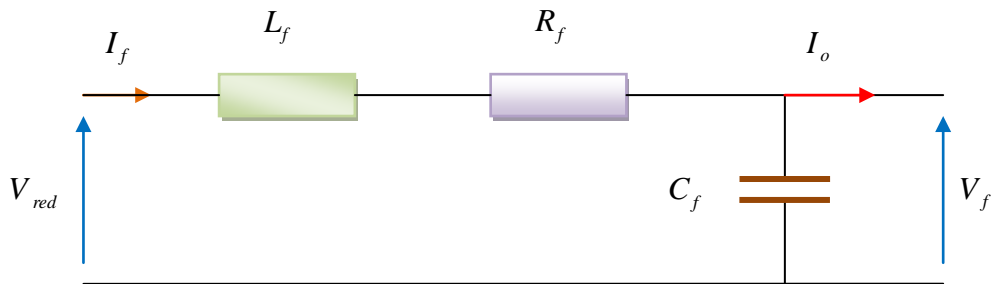


Fig.I.9: Filtre L-C

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_f}{dt} + R_f I_f + V_f \\ V_f = \frac{1}{C_f} \int (I_f - I_0) dt \end{cases} \quad (I.23)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{V_f}{V_{red}} = \frac{1}{L_f \cdot C_f \cdot s^2 + R_f \cdot C_f \cdot s + 1} \quad (\text{I.24})$$

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

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{I.25})$$

I.8.3 Modélisation de l'onduleur triphasé

Le réglage de la vitesse rotorique d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et les tensions statoriques, par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées. La figure (I.10) présente un système mettant en œuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de type MLI.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençement imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine.

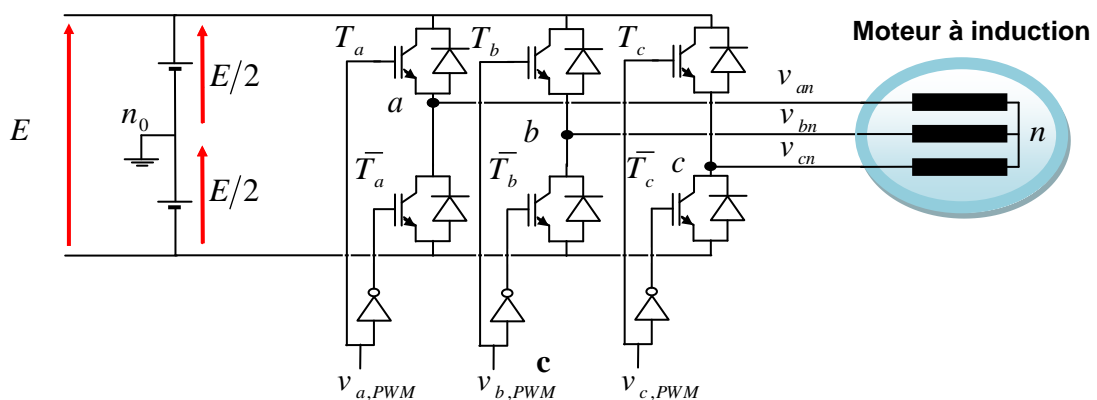


Fig.I.10: Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MAS

Pour modéliser l'onduleur de tension, on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateur de f.é.m égale à $E/2$ connectés à un point milieu noté "O".

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

$$\text{Si } S_i = 1, T_i \text{ est passant et } T_i' \text{ est ouvert ;}$$

$$\text{Si } S_i = 0, T_i \text{ est ouvert et } T_i' \text{ est passant ;}$$

Avec $i = a, b, c$

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

Où "O" représente le point milieu fictif à l'entrée continu et V_{ao}, V_{bo}, V_{co} sont des tensions prises par rapport au point milieu "O".

Les tensions de phase peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

Avec, V_{no} la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif "O".

Pour un système équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, il vient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I.28})$$

En remplaçant l'équation (I.28) dans le système d'équations (I.27), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

Nous avons

$$V_{io} = S_i \cdot E - \frac{E}{2}$$

Avec $i = a, b, c$

$$\begin{cases} S_i = 1 & V_{io} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 & V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

il vient alors

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_a - 1/2)E \\ V_{bo} = (S_b - 1/2)E \\ V_{co} = (S_c - 1/2)E \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

En remplaçant l'équation (I.29) dans l'équation (I.31), on obtient le modèle de l'onduleur comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

I.8.4 Modulation par largeur d'impulsions

Le principe général de la modulation consiste à représenter une information sous une forme différente de la forme originale. Dans la littérature plusieurs types de modulations peuvent être rencontrés. Dans notre cas, on s'intéresse essentiellement à la modulation dite MLI (Modulation par largeur d'Impulsions) ou PWM en anglais (Pulse Width Modulation).

La modulation MLI sinus triangle permet le contrôle en tension de la machine asynchrone. Une onde modulatrice V_{ref} (référence), de fréquence f_m est comparée à une onde triangulaire V_p (porteuse) de fréquence f_p très élevée par rapport à f_m .

La figure (I.11) présente l'algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte :

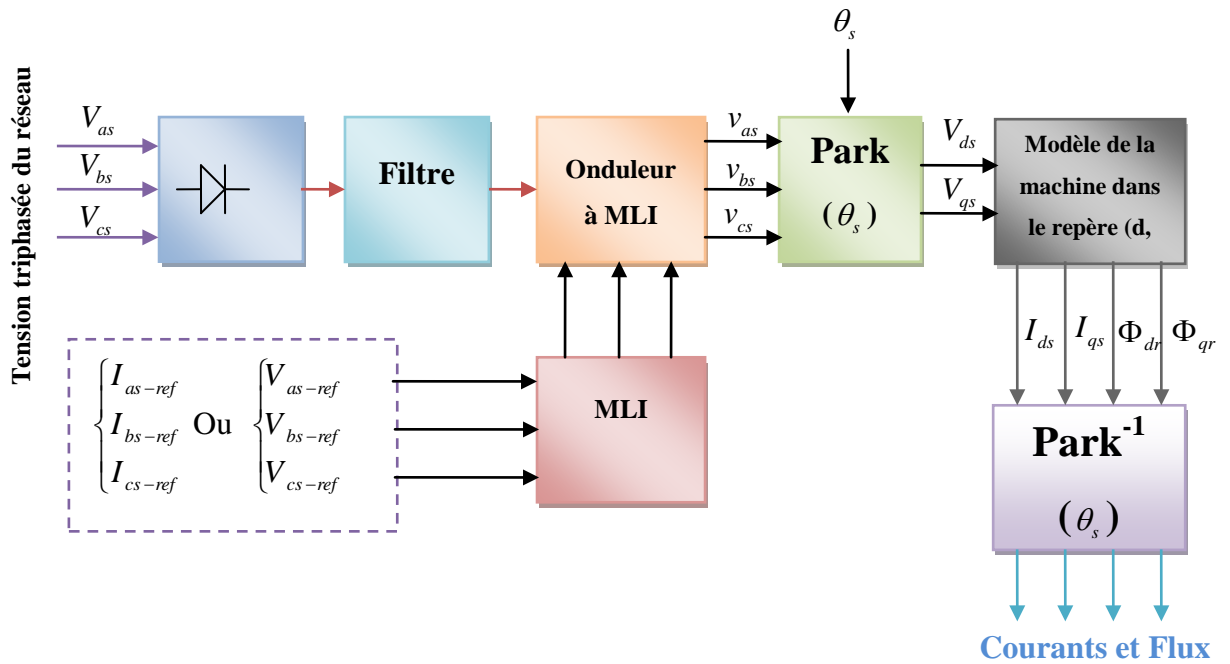
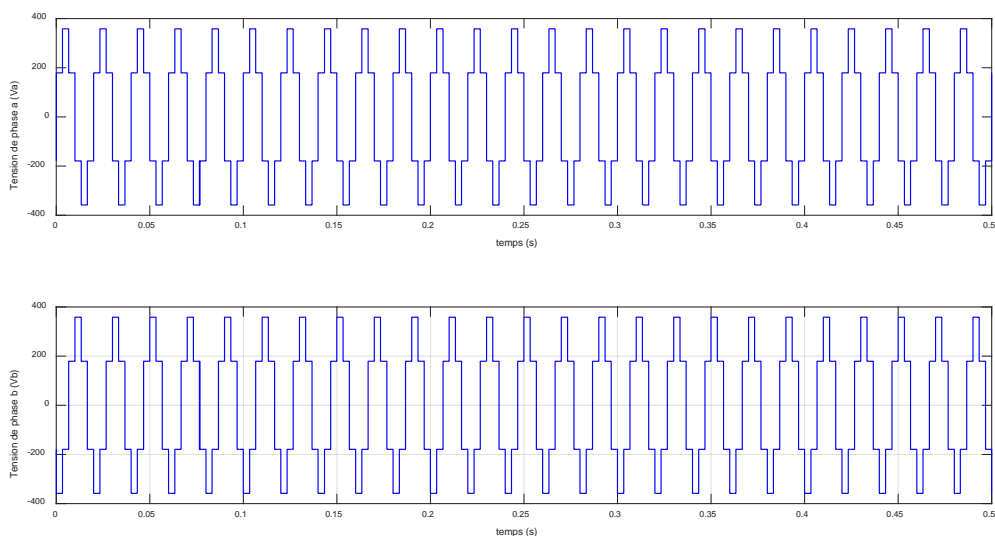


Fig.I.11: Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte

1.8.5 Simulation du modèle machine-onduleur

Au modèle d'état de la machine donné par les équations (I.20) et (I.21) on associe l'ensemble redresseur, filtre et onduleur MLI, ce qui représente une structure commandable de la machine asynchrone. Les trois sorties de l'onduleur correspondantes sont présentés par la figure (I.12). Les résultats de simulation sont présentés dans les figures (I.13) et (I.14).



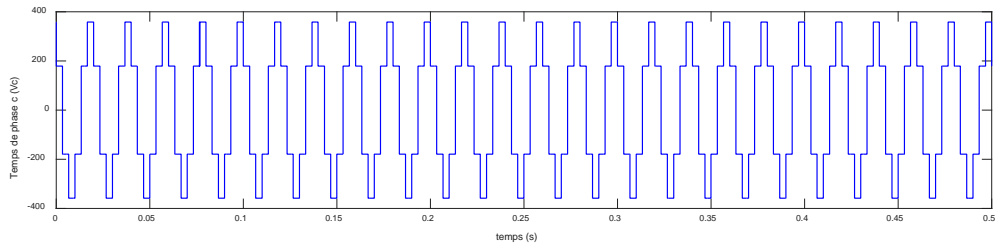


Fig.I.12: Tension triphasée générée par l'onduleur MLI

◆ A vide ($C_r = 0$), figure (I.13)

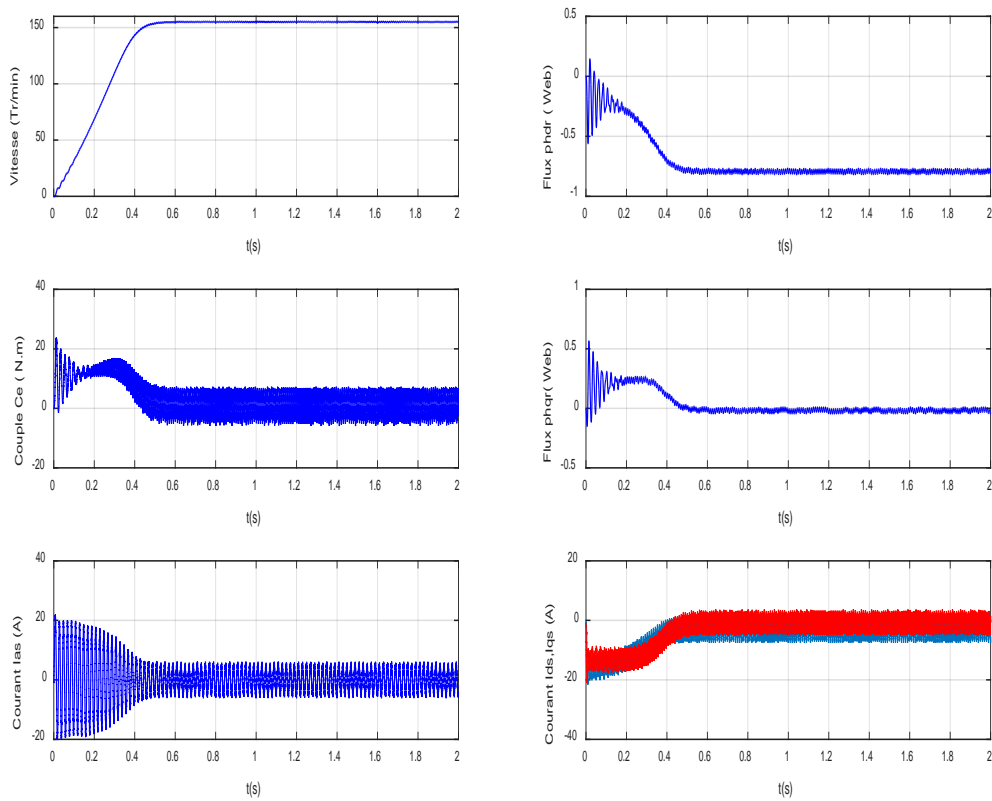


Fig.I.13: Réponse du système machine-onduleur en fonctionnement à vide $C_r = 0$

◆ En charge ($C_r = 10 \text{ Nm}$), figure (I.14)

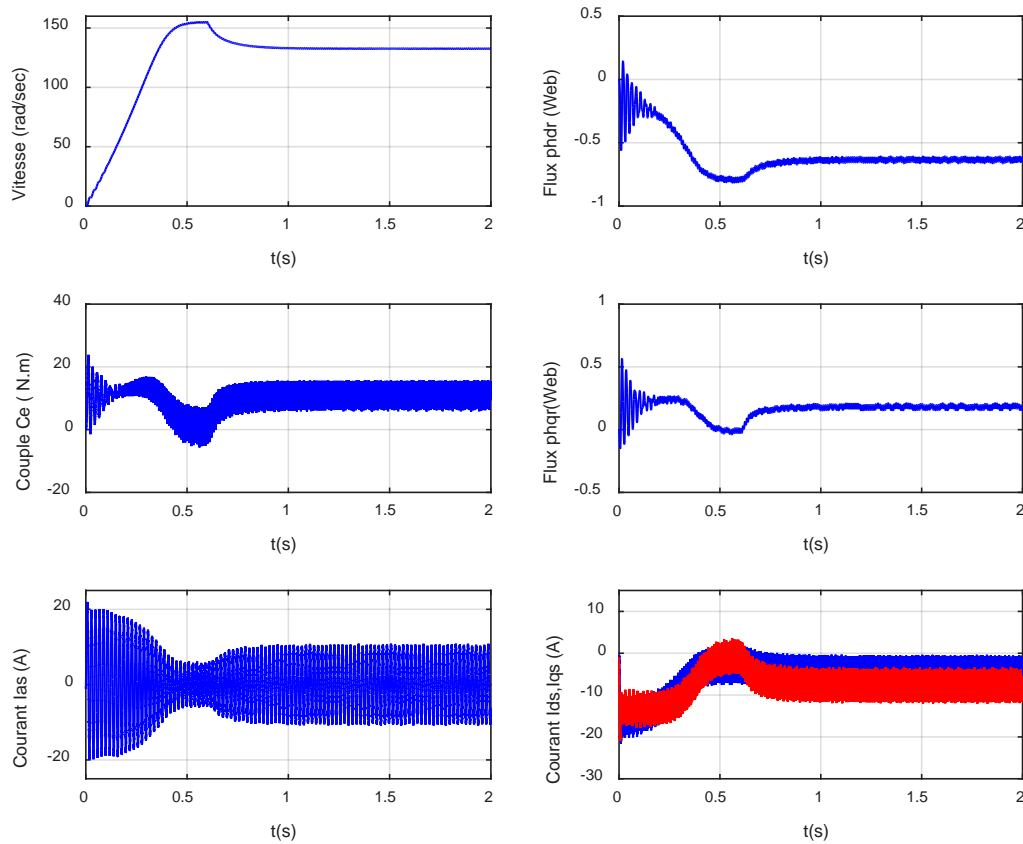


Fig.I.14: Réponse du système machine-onduleur avec $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 0.6 \text{ s}$

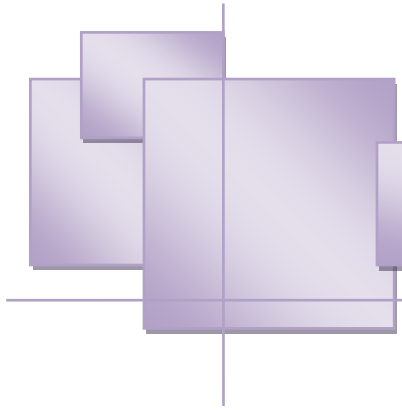
I.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre la modélisation de la machine asynchrone a été présentée. Cette modélisation est basée sur certaines hypothèses simplificatrices. Le modèle présenté a été donné dans un repère biphasé général dans le but de réduire la complexité du modèle. Une transformation dite de Park a été utilisée pour assurer le passage entre les repères triphasé et biphasé.

Les résultats de simulation ont montré le comportement global de la machine asynchrone en présence et en absence d'un couple de charge. Deux cas de simulations ont été présentés :

- Simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé
- Simulation de l'ensemble redresseur, filtre, onduleur MLI et machine asynchrone

Selon ces résultats, deux problèmes ont été constatés : La diminution de la vitesse de rotation lors de l'application d'une charge et le fort couplage entre le couple et le flux. Dans le but de remédier à ce problème et assurer le contrôle de la vitesse de la machine, une structure de commande en boucle fermée sera nécessaire, ce qui fera l'objet du deuxième chapitre.



Chapitre II

Introduction

A l'heure actuelle, le moteur asynchrone de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût détrône progressivement le moteur à courant continu même si ce dernier offre comme principale avantage d'être facilement commandé, le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment, le courant inducteur est producteur de flux et le courant induit est producteur de couple (on parle là d'un moteur à excitation séparée car dans le cas d'un moteur série ce découplage n'existe pas), ce qui maintient le flux à sa valeur nominale et le couple maximal à tout instant. Malheureusement, la présence des balais – collecteur a toujours été le point faible de ce moteur.

Cependant, lorsque les chercheurs ont voulu transférer l'expérience du contrôle de la machine à courant continu vers les machines asynchrones, de nombreuses difficultés sont apparues car le découplage qui existe dans la MCC n'existe plus dans la MAS. En régime transitoire, le comportement de la MAS est le résultat de la combinaison de nombreuses grandeurs qui ne sont plus continues et qui varient à des vitesses différentes. Ainsi dans un premier temps les différentes commandes scalaires (directe et indirecte) ont été réalisées et se sont avérées insuffisantes dans les applications où les performances statiques et dynamiques de l'entraînement doivent être garanties pour des cahiers de charge correspondant au fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple – vitesse.

En 1971, Mr. F. Blaschke a proposé une théorie appelée contrôle vectoriel, cette théorie permet de montrer que le couple électromagnétique est aussi le résultat du produit de grandeurs orthogonales comme dans la MCC. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro - électronique. En effet, elle nécessite des calculs des transformés de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique .

Dans le présent chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (de l'anglais, Field Oriented Control ou FOC) sur le moteur à induction. Cependant, nous présenterons au premier lieu un rappel sur le principe de la commande vectorielle, puis l'application de cette commande sur la machine asynchrone [13].

II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Par construction, la machine à courant continu produit un champ magnétique statorique toujours perpendiculaire au rotor, la position de ce dernier agissant sur la manière dont le stator est alimenté. La commande vectorielle cherche à reproduire cette configuration dans le cas des machines alternatives, qui sont globalement plus compactes et plus simples à construire.

La commande par orientation du flux consiste à régler par une composante du courant et le couple par l'autre composante, pour cela, il faut choisir un système d'axe (d,q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

Le but de la commande vectorielle est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, en découplant la commande du couple et du flux. Grâce à cette nouvelle technique de commande et au développement des microprocesseurs qui répondent aux exigences demandées en terme de quantité de calcul traité et de rapidité, on arrive à obtenir des commandes de vitesse, ou de couple de la machine asynchrone avec des performances comparable à celles des machines à courant-continu .

La commande vectorielle peut être directe ou indirecte. Dans le cas de la commande directe la position et l'amplitude du flux rotorique sont calculés à partir des grandeurs estimées ou (rarement) mesurées, cependant un capteur de flux implanté au niveau de la machine, augmente l'encombrement de cette dernière et la rend moins pratique dans certaines applications. En revanche, dans la commande indirecte la position du flux rotorique est estimée à l'aide de la combinaison de l'angle de glissement calculée et de la position de la vitesse rotorique mesurée [14].

L'inconvénient de ces deux méthodes est la sensibilité aux variations des paramètres de la machine.

II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC)

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple.

Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [15].

Le principe de la commande vectorielle est basé sur le choix d'un repère de référence, lié au flux rotorique Φ_r , de telle manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe (d).

La composante i_{ds} du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine et la composante i_{qs} joue le rôle du courant induit et permet le contrôle du couple.

L'expression du couple se voit alors simplifiée et n'est plus fonction que du flux et du courant en quadrature. Ainsi, en maintenant le flux à une valeur constante, le couple ne dépend plus que de la composante en quadrature du courant statorique (i_{qs}) et peut être contrôlé par celle-ci.

La figure (I.2) illustre le principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

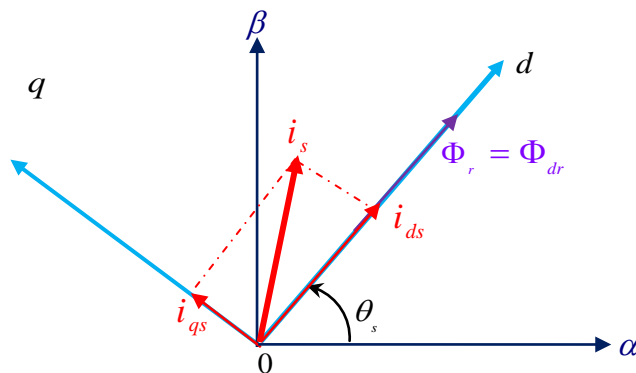


Fig.II.1: Principe de la commande vectorielle

Donc nous avons :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

L'expression du couple électromagnétique peut être écrite sous la forme :

$$C_{em} = k \cdot I_{ds} \cdot I_{qs} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Avec } k = \frac{p^2}{L_r J}$$

Ceci simplifie le modèle d'équation (I. 20) comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{II. 3})$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{JL_r} \Phi_r I_{qs} - \frac{f_v}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \quad (\text{II.4})$$

Après transformation de Laplace, on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_r = \frac{M}{1+T_r s} I_{ds} \\ C_{em} = \frac{pM}{L_r} \Phi_r I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{II.5})$$

L'équation (II.5) montre qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes I_{ds} et I_{qs} du courant statorique. Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux est maintenu à sa valeur nominale.

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone, est la détermination de la position et le module du flux rotorique. Car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement. Deux méthodes de contrôle ont été utilisées, la méthode directe et la méthode indirecte.

II.3 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique

Dans cette méthode (appelée slip frequency control) l'amplitude du flux rotorique n'est pas utilisée et on utilise seulement sa position calculée à partir des grandeurs de références. Alors, cette technique aura l'avantage de ne pas utiliser des capteurs de flux mais seulement l'utilisation de capteurs de vitesse rotorique.

Dans ce type de commande on considère uniquement la dynamique du rotor, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω telle que :

$$\begin{aligned} \omega_s &= \omega_{gl} + \omega \\ d'o\grave{u} & \\ \theta_s &= \int \omega_s dt = \int \left(\frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r^*} + p\Omega \right) dt \end{aligned} \tag{II.6}$$

Le FOC (field oriented control) est un bloc de calcul qui possède deux entrées (Φ_r^* et C_{em}^*) et génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur (V_{ds}^* , V_{qs}^* et ω_s). Il est défini en considérant le régime statique pour lequel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux à leurs valeurs de référence. Si on ne tient pas compte des variations des courants directs et en quadrature, les équations de ce bloc sont déduites de celles du modèle comme suit :

$$\left\{ \begin{aligned} I_{ds}^* &= \frac{\Phi_r^*}{M} \\ I_{qs}^* &= \frac{L_r C_{em}^*}{pM \Phi_r^*} \\ \omega_s &= \omega + \frac{MR_r I_{qs}^*}{L_r \Phi_r^*} \\ V_{ds}^* &= R_s I_{ds}^* - \omega_s \sigma L_s I_{qs}^* \\ V_{qs}^* &= R_s I_{qs}^* - \omega_s \sigma L_s I_{ds}^* + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r^* \end{aligned} \right. \tag{II.7}$$

Cette commande consiste à contrôler la composante directe I_{ds} et en quadrature I_{qs} du courant statorique de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaités dans la machine.

La boucle de régulation de vitesse, celles des courants I_{ds} et I_{qs} , le bloc de calcul de θ_s et les transformations directe et inverse sont les principaux constituant dans ce type de commande.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{em}^* ou le courant de référence I_{qs}^* qui est

comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée de régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{qs}^* qui subit une transformation au triphasé et à travers un onduleur de tension alimente la machine asynchrone.

En parallèle à cette boucle, on trouve la boucle de régulation du courant I_{ds} . Le courant I_{ds}^* de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au « défluxage » de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter contre les frottements) pendant la marche normale [16].

La sortie du régulateur du courant I_{ds} donne la tension V_{ds} . Les deux tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques, à l'aide d'une transformation biphasée - triphasée.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux tensions de référence V_{as} , V_{bs} et V_{cs} [17][18].

II.3.1 Principe du découplage par compensation

Dans le cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension, les équations des tensions statoriques sont déduites de l'équation (II.3) comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Le couplage qui existe entre les deux équations est éliminé en générale par une méthode de compensation classique. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage, ces derniers seront rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de références qui attaquent l'onduleur.

Les termes de couplage (tensions) dans l'équation (II.8) sont les termes que lorsqu'on les élimine, les tensions restantes deviennent en relation du premier ordre avec les deux composantes du courant statorique. Soient les indices : 'r' pour régulateur et 'c' pour couplage, nous avons alors :

$$V_{ds}^* = V_{ds}^r + V_{ds}^c \quad \text{Et} \quad V_{qs}^* = V_{qs}^r + V_{qs}^c \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds}^c = -\sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ V_{qs}^c = \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ V_{ds}^r = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs}^r = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Les tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds}^r et V_{qs}^r Figure (II.2).

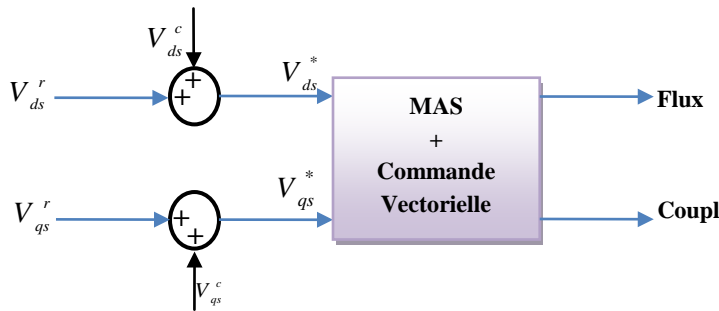


Fig.II.2: Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*

Par introduction de l'opérateur de Laplace, les équations (II.8) deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s\sigma L_s)I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

On peut donc, représenter le modèle de la machine par le schéma bloc de la Figure (II.3). où nous schématisons en clair les termes de couplage $\omega_s \sigma L_s I_{qs}$, $\omega_s \sigma L_s I_{ds}$ et $\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r$.

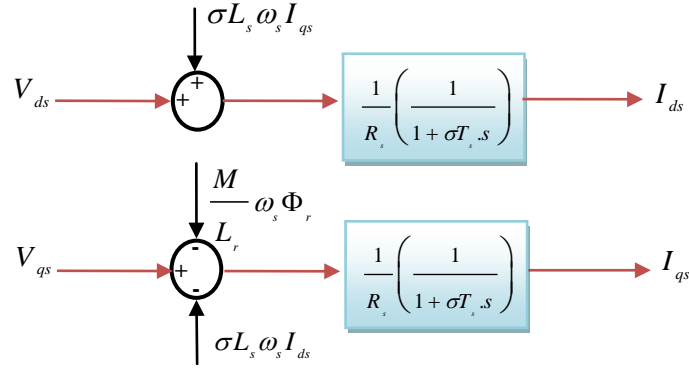


Fig.II.3: Représentation du Modèle de la machine

L'ensemble modèle de la machine et sa régulation par découplage est représenté dans la Figure (II.4).

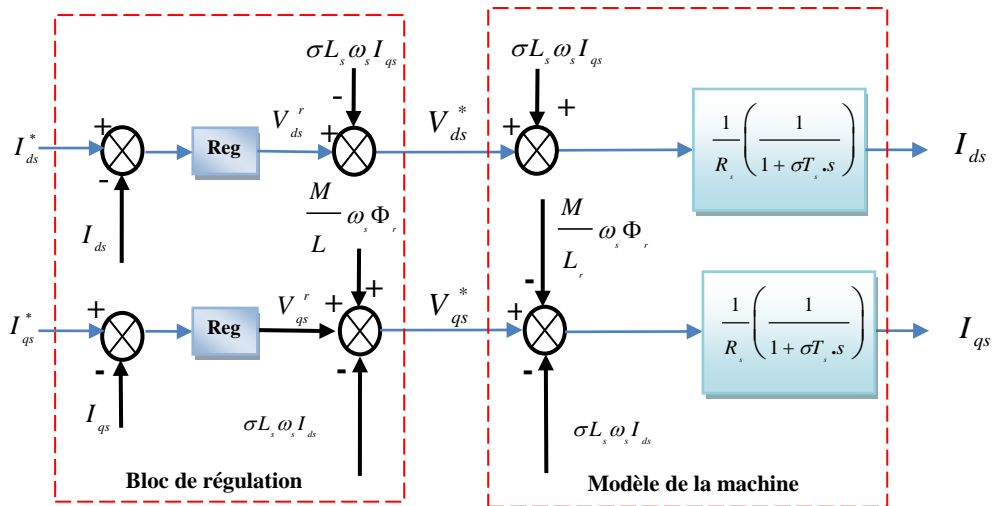


Fig.II.4: Découplage par addition des termes de couplage

II.3.2 Calcul des régulateurs

Le dimensionnement du régulateur est basé sur la dynamique de la machine en boucle fermée par imposition de pôles. Pour ce fait, on calcule la fonction de transfert du système en boucle fermée, puis on identifie l'équation caractéristique avec le polynôme caractéristique désiré ayant des pôles complexes conjugués à parties réelles négatives $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ [19].

II.3.2.1 Régulation du courant

Du procédé du découplage, on abouti au schéma bloc simple et identique pour les deux axes.

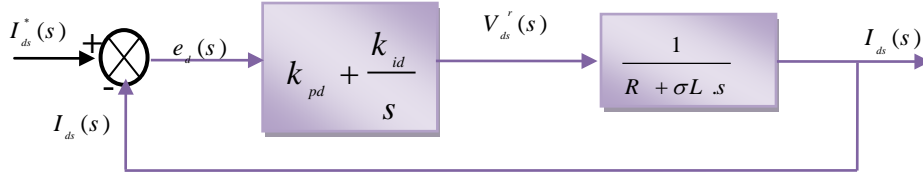


Fig.II.5: Schéma fonctionnel de régulation de courant

Pour chacune des boucles de courants, on associe un régulateur de type proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à contrôler la stabilité de la boucle et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de sortie [17].

Le régulateur de courant direct permet de définir la tension V_{ds}^r , nécessaire pour maintenir le flux de référence [20].

A flux constant égal à Φ_r^* , en supposant que le découplage est réalisé, on aura :

$$\frac{I_{ds}(s)}{V_{ds}^r(s)} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{(1 + \sigma T_s s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \tag{II.12}$$

L'expression du courant de référence est :

$$I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \tag{II.13}$$

La fonction du transfert en boucle fermé de la Figure (II.5).est donnée par :

$$\frac{I_{ds}(s)}{I_{ds}^*(s)} = \frac{(k_{pd}s + k_{id}) \frac{1}{\sigma L_s}}{s^2 + \left(\frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s}\right)s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s}} \tag{II.14}$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s}\right)s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s} \tag{II.15}$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et stables $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 = 0 \tag{II.16}$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.15) et (II.16) entraîne que :

$$\begin{cases} k_{id} = 2\sigma L_s \rho^2 \\ k_{pd} = 2\sigma L_s \rho - R_s \end{cases} \tag{II.17}$$

II.3.2.2 Régulation de la vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante.

L'équation mécanique donne :

$$\frac{\omega(s)}{C_{em}(s)} = \frac{p}{f_v + J.s} \tag{II.18}$$

Avec : $\omega = p\Omega$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on obtient la structure donnée dans la Figure (II.6).

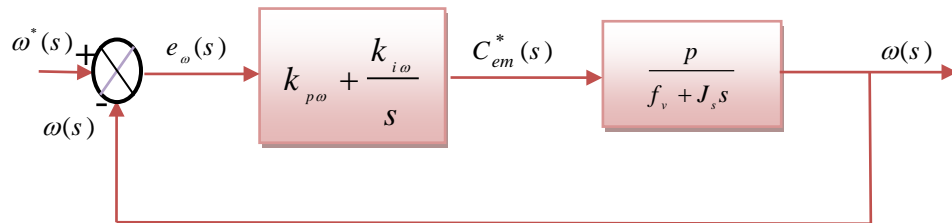


Fig.II.6: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

La fonction du transfert en boucle fermée de la Figure (II.6) est donnée par :

$$\frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{(k_{p\omega}s + k_{i\omega}) \frac{p}{J}}{s^2 + \left(\frac{f_v + k_{p\omega}p}{J}\right)s + \frac{k_{i\omega}p}{J}} \tag{II.19}$$

machine asynchrone à cage d'écureuil (MAS, « voir annexes ») dans les mêmes conditions de fonctionnements pour différents profil de vitesse.

Les simulations présentées dans cette partie vont nous permettre d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique pour un flux de référence de (1.1 Web). La figure (II.8) illustre le profile de référence de la vitesse et du couple. Après 6s du démarrage à vide, une charge de (5Nm) est appliquée pendant toute la durée de la simulation pour une vitesse de référence de (100 rad/s), à l'instant $t = 9s$ on réduit la vitesse à (0 rad/s) et à $t = 13s$ on inverse le sens de rotation à (-100rad/s).

Les seuls paramètres de réglage dans ce cas sont les gains proportionnel et intégral des régulateurs de courants et de vitesse.

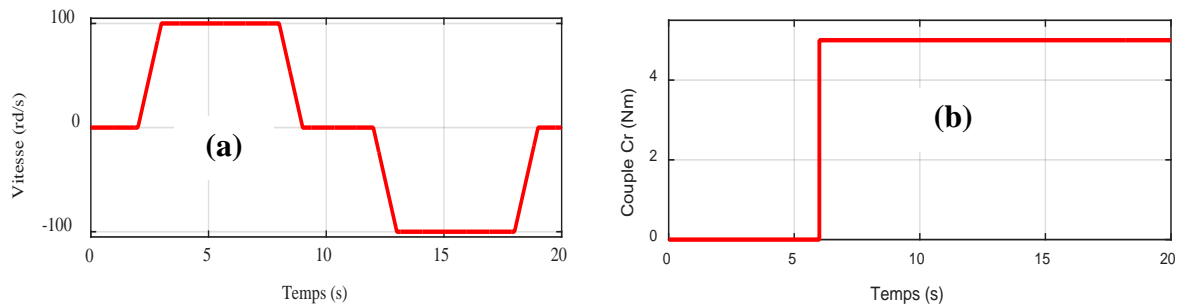


Fig.II.8: Profils de référence vitesse-Couple

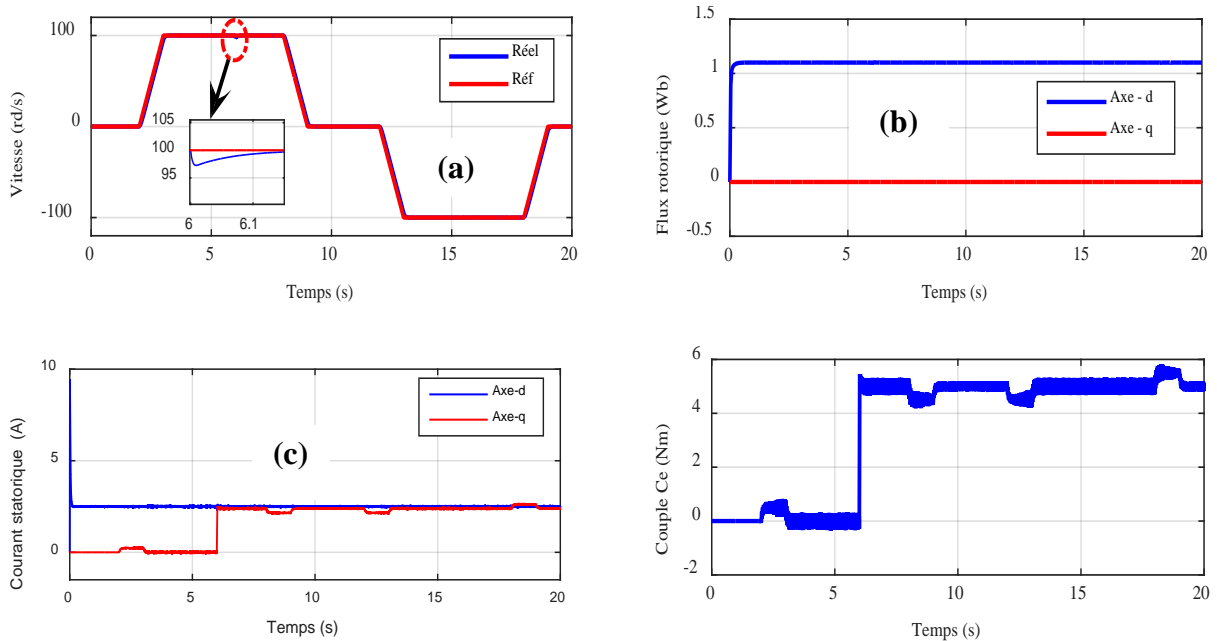


Fig.II.9: Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Avec commande vectorielle indirecte (IFOC)

II.4.1 Interprétation des résultats

La figure (II-9a) montre que la vitesse suit sa référence avec précision grâce à l'action du régulateur, la figure (II-9b) montre que le découplage est bien assuré ou la composante le flux rotorique selon l'axe q est nulle alors que sa composante sur l'axe d est maintenue constante. Le découplage est bien assuré. La figure (II-9c) illustre le courant i_{ds} image du flux rotorique, qui est très peu perturbé pendant la phase d'inversion du sens de rotation, ce qui montre l'efficacité du découplage, alors que sa composante sur l'axe q est proportionnelle à la variation du couple de charge.

Sur la figure (II-9a), on remarque clairement un pic important dans la courbe de la vitesse suite à l'application d'un couple de charge égale à 5 N.m. Ce qui rend cette méthode peu robuste.

II.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, la commande vectorielle ainsi que ses lois ont été étudiées et appliquées à la machine asynchrone. Le principe fondamental de cette commande était le découplage entre le couple et le flux. Les résultats de simulation que nous avons donnés sont relatifs à la commande vectorielle indirecte. Ils montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs, le réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur (PI) donne des résultats acceptables.



Chapitre III



Promotion 2021

Introduction

Dans le domaine de commande des actionneurs électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus, vers l'application des techniques de commandes modernes. Les lois de commande classique utilisant les correcteurs linéaires du type PI donnent de bons résultats dans les systèmes linéaires ayant des paramètres constants, dans le cas des systèmes non linéaires, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes, car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision, la vitesse et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. [22][23]

Pour cela, on doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non-linéarités telles que les méthodes adaptatives ou de stabilité absolue, mais également la technique des modes glissants. Cette dernière s'inscrit dans la théorie des systèmes à structure variable qui a émergé au milieu de ce siècle en Union Soviétique. [24][25][21]

La commande à structure variable et des modes glissants associés ne cesse de croître, elle fait l'objet de multiples études et des travaux détaillés, au cours de ces trente dernières années par H. Harachima au Japon, aux États Unis par J.J. Slotine ainsi qu'en ex-Union soviétique par Emelyanov et V. Utkin au début des années 50, ceci à partir des travaux théoriques du mathématicien soviétique A.F. Filipov. [27][28][29]

Par la suite, ils ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles dans le domaine des entraînements réglés. [24][30][31]

Ce n'est qu'à partir des années quatre-vingt (1980), la commande à structure variable par mode de glissement est devenue intéressante et attractive à cause de la grande révolution dans les domaines de l'informatique et d'électronique de puissance [31]. Elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle impréci. Ce type de contrôle possède des avantages incontestables, telles que, la robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques. [29]

Dans ce chapitre, on présente un rappel théorique sur le concept général de la commande à structure variable par mode de glissement dans un premier lieu. En seconde lieu, nous abordons l'application de cette technique de commande à la machine asynchrone en remplaçant les régulateurs linéaires PI de la vitesse par des régulateurs de type mode glissant d'ordre un. Enfin, nous allons montrer les performances de ce type de réglage après et illustration des résultats de simulations.

III Systèmes à Structures Variables

La notion du système à structure variable (SSV) apparait lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, Il en découle les définitions suivantes: [22][32]

- **Définition 1 :** Un système dont la structure change pendant son fonctionnement est un système dit à structure variable (SSV). Par conséquent, il est caractérisé par le choix d'une fonction ou structures et d'une logique de commutation.
- **Définition 2 :** Un système à structure variable est un système qui admet une représentation par des équations différentielles du type:

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(x) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

Où:

x : Vecteur d'état ;

f_i : Fonctions appartiennent à un ensemble de sous systèmes et appelées structures, $i \in [1, n]$.

L'étude de tels systèmes présentent un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celle de chacun de sous système $f_i(x)$ pris seul.

III.1 Modes de Trajectoire d'une Variable d'Etat dans le Plan de Phase

Dans le système à structure variable, la technique de la commande par (MG), consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement (hyper-plant) et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre, au voisinage de cette surface. Cette trajectoire dans le plant de phase passe en général par trois phases (modes) de fonctionnements, la figure (III.1). [21][22][27][28][29][33].

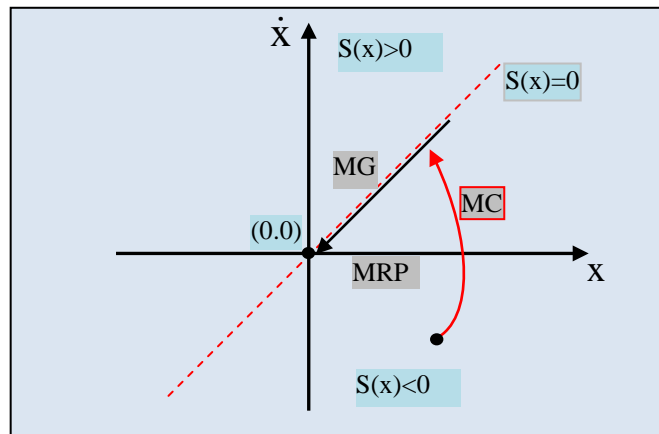


Fig.III.1 Différents Modes de Fonctionnement dans le Plan de Phase.

III.1.1 Mode de Convergence (MC)

Mode de convergence (MC) ou mode non glissant (Reaching Mode), encoure mode d'accès. Dans ce mode, la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(x)=0$ et l'atteint dans un temps fini. Durant cette phase, le système reste sensible aux variations de paramètres. Sa durée peut être réduite en augmentant l'amplitude de la commande u . [21][22][24][27][29][34][35]

III.1.2 Mode de Glissement (MG)

Durant lequel les trajectoires d'état sont confinées dans la surface de glissement, elles tendent vers l'origine du plan de phase. Dans ce mode, la dynamique est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$. Durant cette phase, le comportement du système ne dépend plus du système d'origine ni des perturbations. [21][22][24][26][34][35]

III.1.3 Mode en Régime Permanent MRP (Steady-State Mode)

La variable d'état demeure près du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande, utilisé particulièrement pour l'étude des systèmes non linéaires. [21][22][24][27][29]

III.2 Principe de la Commande par Mode de Glissement (MG)

La commande par mode glissant est une méthode de contrôle à structure variable qui est largement connue, par sa robustesse et efficace pour les systèmes linéaires et non-linéaires. Elle est basée sur la commutation des fonctions des variables d'état, utilisées pour créer une droite (ou surface) de glissement. Le but est de ramener la trajectoire d'état vers la surface du glissement et de la faire évoluer dessus (régime glissant) avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et aux variations des paramètres tant que les conditions du régime glissant sont assurées. [21] [27][31][36][37]

La modélisation mathématique de la commande à structure variable des systèmes non linéaires (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) est caractérisée par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée, cette modélisation conduit à des équations différentielles de la forme : [21] [22][24][28][29][37][38].

$$\dot{x}(t) = F(x, t, u) = f(x, t) + B(x, t) \times u(x, t) \quad (\text{III-2})$$

Où:

x : Vecteur d'état $\in R^n$;

f : Un champ de vecteur ou fonction vectorielle de x et $t \in R^n$;

B : Matrice de commande de x et $t \in R^{n.m}$;

u : Vecteur de commande $\in R^m$;

F : fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps ;

m et n : rang de la fonction avec $m \neq n$.

Dans sa forme de base, le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes en fonction du signal (vecteur) de commande : [1] [22][27][36][39][40].

$$\begin{cases} u_i(x) = u_i^+ & \text{si } S_i(x) > 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \\ u_i(x) = u_i^- & \text{si } S_i(x) < 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

$S(x)$: Surface du glissement.

La commande u_i est construite de façon que les trajectoires du système convergent vers la surface de glissement et soit ensuite maintenue sur celle-ci vers le point d'équilibre. [21] [27]

III.3 Conception de la Commande par Mode de Glissement (MG)

La structure d'un contrôleur comporte deux parties:

- Continu représentant la dynamique du système durant le mode de glissement (MG).
- Discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence.

Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets des perturbations et d'imprécisions sur le modèle.

La conception de l'algorithme de commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui achève principalement en trois étapes principales et complémentaires définies par: [21][22][24][29].

- Choix des surfaces de glissement;

- Etablissement des conditions d'existence et de convergence du régime glissant;
- Détermination de la loi de commande.

III.3.1 Choix de la Surface de glissement

Le choix du nombre nécessaire de surfaces de glissement ainsi que de leurs formes mathématiques est fonction de l'application et de l'objectif visé. Ainsi la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système.

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} , J.J Stoline a proposé une forme d'équation générale pour la détermination de la surface de glissement qui assure cette convergence vers le point d'équilibre : [21][24][27][29][31][41][42][43].

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

Où:

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

λ_x : Gain positif, interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif de la variable à régler, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande. [21] [22][28][29][30]

Par exemple, la surface de glissement est définie par :

$$\begin{aligned} S(x) &= e(x) & \text{si } r=1; \\ S(x) &= \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) & \text{si } r=2; \\ S(x) &= \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) & \text{si } r=2. \end{aligned} \quad (\text{III-5})$$

$S(x)=0$ est une équation différentielle linéaire autonome, dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro et son unique solution, pour un choix convenable du paramètre λ_x (pour assurer sa très grande attractivité ainsi que le maintien du système sur la surface de glissement) et c'est l'objectif de la commande [21] [24][29].

III.3.2 Conditions d'Existence et de Convergence du Régime Glissant

Après la conception de la surface de commutation, le deuxième aspect important est d'assurer l'existence et la convergence du mode du glissement. Le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisé, il permet aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Nous retenons deux types

de conditions qui correspondent au mode de convergence de l'état du système qui sont [21] [22][24][27][28][29][44] :

- La fonction de commutation ;
- La fonction de Lyapunov.

III.3.2.1 Fonction de Commutation (Approche Directe ou Discrète)

C'est la plus ancienne condition de convergence, elle est proposée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme [1][24][29][27][37][45] :

$$\begin{aligned} \dot{S}(x) > 0 & \quad \text{si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 & \quad \text{si } S(x) > 0 \end{aligned} \quad (\text{III-6})$$

Cette condition peut être donnée par :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III-7})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation, puisque $S(x)$ change de signe aux deux côtés de cette surface de commutation. [21] [46]

III.3.2.2 Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction candidate de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système, et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$). Cette condition permet aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement, elle est généralement utilisée pour des raisons d'améliorer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de garantir la stabilité des systèmes non linéaires. [21] [22][27][29][47][48][49]

En définissant la fonction de Lyapunov par l'équation suivant :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III-8})$$

En dérivant cette dernière équation, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III-9})$$

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

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III-10})$$

Cela peut être exprimé par :

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \end{cases} \quad (\text{III-11})$$

Cette inégalité fondamentale, connue comme une condition d'existence est utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structures variables. Elle nous permet donc de déterminer les paramètres de réglage.

Si l'équation (III.10) est vérifiée, les dynamiques du système ainsi que sa stabilité sur $S(x)$ sont indépendantes de l'équation (3.2), elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie. Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissantes sur la partie commande. [21][22][27][31]

III.3.3 Détermination de la loi de Commande

Après le choix de la surface du glissement et les critères de convergence choisis, il nous reste à déterminer la loi de commande nécessaire pour atterrir la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre.

Pour mettre en évidence le développement des lois de commande par mode du glissement, Il y a trois types de structures très répandues :

- La commande par contre-réaction linéaire à gains commutés ;
- La commande par relais ;
- La commande équivalente.

Les deux dernières approches sont les plus préférées dans la commande des machines électriques. Nous considérons le système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.2). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u . [21][26][27]

Le vecteur u est composé de deux grandeurs, la première concernant la linéarisation exacte u_{eq} (commande équivalente) elle a une influence sur le mode glissant, on la détermine grâce aux conditions d'invariance et la deuxième composante non linéaire stabilisante u_n (commande attractive ou grandeur de commande discontinue) elle a une influence sur le mode d'approche et elle garantit l'attractivité de la variable vers la surface de glissement.

Cette dernière est très importante car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Donc : [21][22][24][27][28][29][31]

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (\text{III-12})$$

III.3.3.1 Commande Equivalente

Un vecteur de commande équivalent u_{eq} proposé par Filipov et Utkin se définit comme celui qui produit le régime glissant idéal. Il sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)=0$.

La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x)=0$. D'une manière simplifiée, la méthode de contrôle équivalent permet de remplacer le contrôle discontinu actif sur la surface de commutation par un contrôle équivalent, ce qui fait que le vecteur vitesse de l'espace d'état est tangent à la frontière entre les régions de discontinuités. La méthode est illustrée sur la figure (III.2). [21] [40]

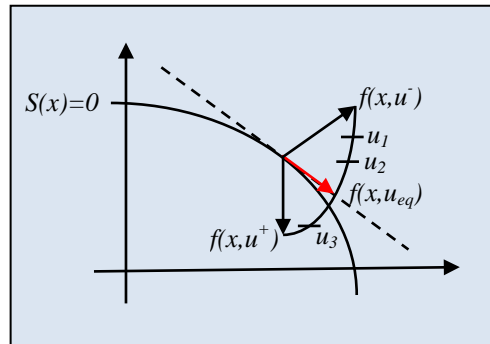


Fig.III.2 Méthode de Contrôle Equivalente.

La commande équivalente est schématisée dans la figure (III.3).[21] [22][27][31]

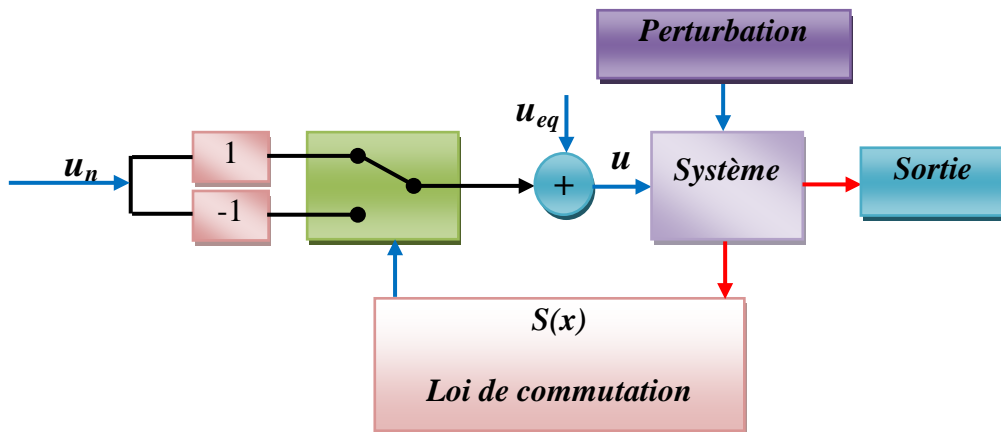


Fig.III.3 Schéma Structurelle de la Commande Equivalente.

A partir des équations (III.2) et (III.12) on obtient la commande équivalente u_{eq} . Nous avons : [21][22][24][26][27]

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ f(x,t) + B(x,t)u_{eq}(t) \right\} + \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ B(x,t)u_n \right\} \quad (III-13)$$

Durant le mode du glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface et la partie discontinue sont nulle (parce que $S(x)=0$), nous déduisons l'expression de la commande équivalente: [21][22][27][29]

$$u_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\} \quad u_n = 0 \quad (III-14)$$

En substituant u_{eq} dans l'équation (3.1), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x} = f(x,t) - B(x,t) \cdot \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\} \quad (III-15)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement. [21][22][41]

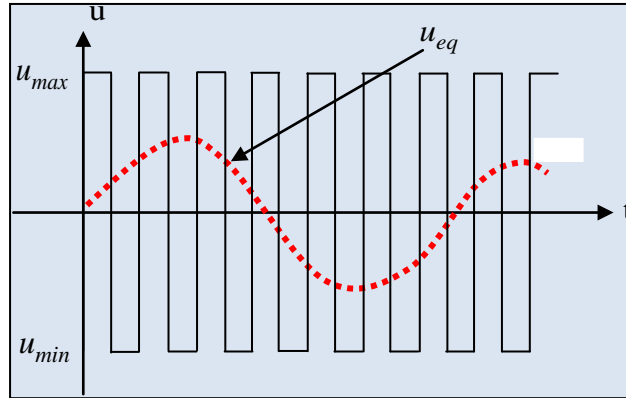


Fig.III.4 Commande Equivalente u_{eq} prise par la Commande lors de la Commutation entre u_{max} et u_{min} .

La commande u_{eq} peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande u lors des commutations rapides entre $u^+(u_{max})$ et $u^-(u_{min})$, la figure (III.3).

Tant que le régime glissant est assuré, le système décrit par l'équation (III.2) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée. [21][22][24][28]

III.3.3.2 Commande Discontinue de Base (Commande d'Attractivité)

L'addition du terme u_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement $S(x)$ ($S(x)\dot{S}(x) < 0$). Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode du glissement existe. On remplace la commande équivalente u_{eq} par son expression (équation III.14) dans l'équation (III.13), on obtient donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface: [21][22][29]

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x,t)u_n\} \tag{III-16}$$

La commande u_n est définie durant le mode de convergence tel que la condition d'attractivité devient négative : [21][22][27]

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x,t)u_n\} < 0 \tag{III-17}$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x,t)\}$.

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign*, elle s'exprime donc comme : [21][22][24][28][29][31]

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \tag{III-18}$$

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{si } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = 0 & \text{si } S(x) = 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \tag{III-19}$$

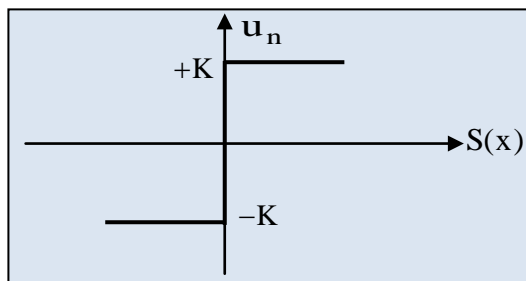


Fig.III.5 Définition de la Fonction Sign

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité. Leurs choix à une très grande influence sur le temps de réponse du régulateur:

- K : est très petit, on aura un temps de réponse très grand.
- K : est très grand, on aura un temps de réponse très petit.

En remplaçant l'expression (III.18) dans (III.17), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)K \text{sign}(S(x)) < 0 \quad (\text{III-20})$$

III.4 Broutement (Chattering)

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, les discontinuités appliquées à la commande durant le régime glissant peuvent entraîner un phénomène du broutement, appelé réticence ou "*Chattering*" qui est l'inconvénient majeur de cette commande figure (III.6). Il se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement. Les raisons principales de ce phénomène sont : [21][22][27][29][30][31][33][42]

- Les retards de commutation au niveau de la commande : Ces commutations détériorent la précision de la commande, en provoquant une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable) ;
- La présence de dynamique « parasites » en série avec les systèmes de commandes.
- Une autre cause de broutement, notamment sur la commande, est le bruit de mesure. En effet, une erreur de mesure quand l'état est très proche de la surface de glissement peut entraîner une erreur de signe de la commande, car cette dernière croit à tort que le système se trouve de l'autre côté de la surface.

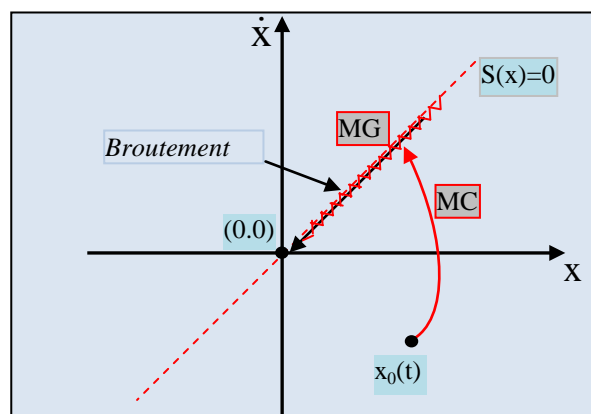


Fig.III.6 Phénomène du Broutement

Ce phénomène est amplifié par la nécessité d'avoir des observateurs ou dérivateurs rapides, donc filtrant pour la mesure [21][29][43].

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposées, comme la solution de couche limite, mode glissant d'ordre supérieur, etc.....

III.4.1 Solution de Couche Limite (Boundary Layer Solution)

Cette solution consiste à remplacer la fonction *sign* par une approximation continue, du type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface, parmi les fonctions utilisées, nous citerons la fonction de saturation: [21][22][24][26][28][29][31][44]

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

μ : Un paramètre petit et positif représentant la largeur de la couche limite.

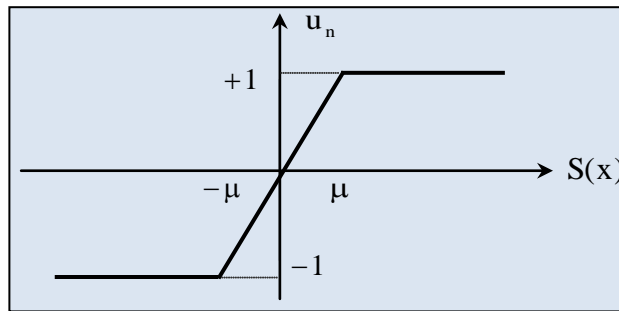


Fig.III.7 Définition de la Fonction Saturation (SAT)

III.4.1.1 Commande avec un Seul Seuil

Caractérisée par un seul seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} u_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ u_n = K \cdot sign(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}, \quad e: \text{paramètre positif et petit.} \quad (III-22)$$

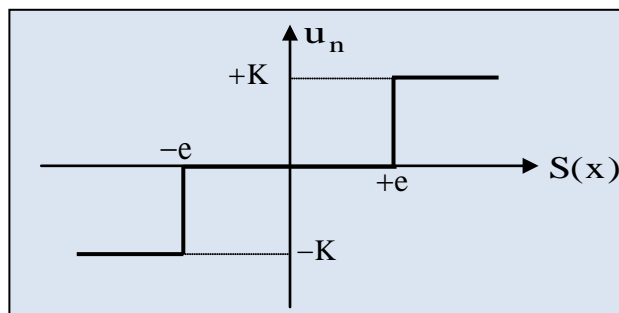


Fig.III.8 Fonction Sign de la Commande avec un Seul Seuil.

III.4.1.2 Commande Adoucie (a deux Seuils)

Pour diminuer progressivement la valeur de la commande u_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler et la surface de glissement, on doit encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils, figure (III.9). [21][22][29]

$$Sat(S_i) = \begin{cases} 0 & \text{si } |S_i| \leq e_1 \\ \frac{S_i - e_1 S_i}{e_2 - e_1} & \text{si } e_1 < |S_i| \leq e_2 \\ \sin g(S_i) & \text{si } |S_i| > e_2 \end{cases} \quad \text{(III-23)}$$

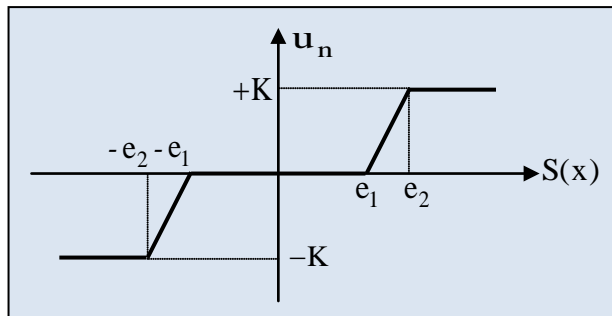


Fig.III.9 Fonction *Sign* de la Commande Adoucie (a deux Seuils).

III.4.1.3 Commande Intégrale

En régime glissant, les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses peuvent être évitées. Pour cela, on remplace la fonction sign par la fonction intégrale. La loi d'attractivité sera donc : [21][22][27]

$$u_n = K \frac{S(x)}{|S(x)| + l} + h \quad \text{(III-24)}$$

tel que:

$$l = l_0 + |g|$$

avec:

$$\begin{cases} g = g_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ g = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} h = h_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ h = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad \text{(III-25)}$$

Où:

l, h : paramètres définissant le degré d'atténuation des oscillations ;

g : constante positive de l'intégrale de la surface de glissement (la pente) ;

l_0, g_0 et h_0 : les conditions initiales de l'intégrale de la surface du glissement.

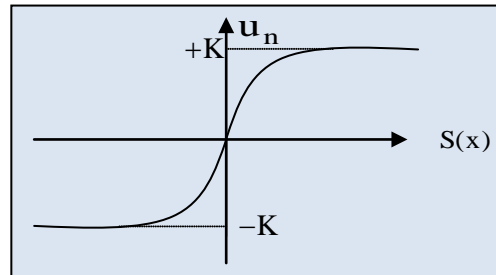


Fig.III.10 CSV Rendu Continue.

III.4.2 Solution par Mode Glissant d'Ordre Supérieur

Les modes glissants d'ordre supérieur (MGOS), en anglais High Order Sliding Mode (HOSM) ont été introduits dans les années 80, par des chercheurs russes (M. Levantovsky et M. Emelyanov) pour pallier au problème du *chattering*, tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par modes glissants classiques. Ils ont proposés de déplacer le problème de la discontinuité due à l'élément de commutation de la loi en régime glissant, sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable du glissement, au lieu d'agir sur la première dérivée comme dans le cas du régime glissant d'ordre un. [21][22][44][45]

Dans cette approche, le terme discontinu n'apparaît plus directement dans l'expression de la commande synthétisée, mais dans une de ses dérivées supérieures ce qui a le mérite à :

- Garder les avantages du régime glissant d'ordre un ;
- Suppression du phénomène de Chattering dans la plupart des systèmes ;
- Amélioration des performances de la commande en terme de précision.

Pour définir les algorithmes de commande par mode glissant d'ordre supérieure, on considère le système non linéaire décrit par l'équation différentielle suivante:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(t, x, u) \\ u &= U(t, x) \\ S &= S(t, x) \end{aligned} \quad (\text{III-26})$$

Avec :

x : Représente le vecteur d'état ;

u : Représente la commande ;

f : Fonction supposée suffisamment différentiable, mais connue de façon incertaine ;

S : Fonction différentiable telle que ses $(r - 1)$ premières dérivées par rapport au temps ne sont fonction que de l'état x (ce qui signifie qu'elles ne contiennent aucune discontinuité).

r : désigne le degré relatif du système, est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie, par rapport au temps.

Comme il a été défini, l'objectif de la commande par régime glissant du premier ordre est d'obliger le système à rester sur la surface de glissement, soit $S = 0$. Pour le cas de la commande par régime glissant d'ordre supérieur, le problème posé est de forcer le système à évoluer sur la surface et à maintenir S ainsi que ses $(r-1)$ premières dérivées successives à zéro. [21][26][31][55][57]

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{r-1} = 0 \tag{III-27}$$

III.5 Application de la commande par mode de glissement à la MAS

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons présenter dans cette partie l'application de cette technique de commande à la machine asynchrone en remplaçant le régulateur linéaires PI de la vitesse par un régulateur de type mode glissant et valider l'approche présentée par des résultats de simulation.

Les lois de commande pour l'asservissement de vitesse ont pour objectifs :

- d'assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées.
- d'assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations et des variations des paramètres de la charge mécanique sur l'arbre du moteur.

III.5.1 Réglage en cascade de la vitesse par mode de glissement :

Le modèle utilisé est le modèle trouvé en chapitre I (équation I.20 et I.21) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère (d, q) lié au champ tournant, pour un vecteur d'état $[I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t$ et une entrée de commande $[V_{ds}, V_{qs}]^t$,

- **Surface de régulation de la vitesse**

La surface de glissement est de degré égal à un, donc :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \tag{III-28}$$

La dérivée de l'expression précédente sera:

$$S(\dot{\Omega}) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \tag{III-29}$$

On a l'équation mécanique de la machine :

$$\dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_{em} - C_r - f_v \Omega}{J} \quad (III-30)$$

En remplaçons $\dot{\Omega}_{ref}$, on obtient :

$$S(\dot{\Omega}_{ref}) = \dot{\Omega}_{ref} - p \cdot \frac{M}{JL_r} \Phi_{dr} I_{qs} + \frac{f_v}{J} \Omega_{ref} + \frac{C_r}{J} \quad (III-31)$$

Avec

$$I_{qs} = I_{qseq} + I_{qsn} \quad (III-32)$$

Durant le régime du mode glissant :

$$\dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} \text{ et } I_{qsn} = 0$$

On obtient :

$$I_{qseq} = \frac{JL_r}{pM\Phi_{dr}} \left[\dot{\Omega}_{ref} + \frac{f_v}{J} \Omega_{ref} + \frac{C_r}{J} \right] \quad (III-33)$$

Et

$$I_{qsn} = K_1 \frac{S(\Omega)}{|S(\Omega)| + \mu_1} \quad (III-34)$$

- **Surface de régulation du courant I_{qs}**

$$S(I_{qs}) = I_{qsref} - I_{qs} \quad (III-35)$$

Durant le régime de mode glissant :

$$\dot{I}_{qs} = \dot{I}_{qsref} \text{ et } V_{qsn} = 0$$

A travers l'expression (II.8) on obtient :

$$V_{qseq} = \sigma L_s \left[\dot{I}_{qsref} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \right) \cdot I_{qsref} + \omega_s I_{ds} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \omega_s \Phi_r \right] \quad (III-36)$$

Et

$$V_{qsn} = K_2 \frac{S(I_{qs})}{|S(I_{qs})| + \mu_2} \quad (III-37)$$

Avec

$$V_{qs} = V_{qseq} + V_{qsn} \quad (\text{III-38})$$

- **Surface de régulation du courant I_{ds}**

$$S(I_{ds}) = I_{dsref} - I_{ds} \quad (\text{III-39})$$

En respectant les mêmes étapes que les précédents, on obtient :

$$V_{dseq} = \sigma L_s \left[\dot{I}_{dsref} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \right) \cdot I_{dsref} - \omega_s I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \Phi_r \right] \quad (\text{III-40})$$

Et

$$V_{dsn} = K_3 \frac{S(I_{ds})}{|S(I_{ds})| + \mu_3} \quad (\text{III-41})$$

Avec

$$V_{ds} = V_{dseq} + V_{dsn} \quad (\text{III-42})$$

- **Surface de régulation du flux rotorique**

On prend la même surface que celle de la vitesse :

$$S(\Phi_r) = \Phi_{rref} - \Phi_r \quad (\text{III-43})$$

Donc :

$$S(\dot{\Phi}_r) = \dot{\Phi}_{rref} - \dot{\Phi}_r \quad (\text{III-44})$$

$$S(\dot{\Phi}_r) = \dot{\Phi}_{rref} - \left(\frac{1}{T_r} \right) \Phi_{rd} - \left(\frac{M}{L_r} \right) \cdot I_{ds} \quad (\text{III-45})$$

Durant le mode glissement, on obtient :

$$I_{dseq} = \frac{L_r}{M} \left[\dot{\Phi}_{rref} + \left(\frac{1}{T_r} \right) \cdot \Phi_{rref} \right] \quad (\text{III-46})$$

Avec la composante non linéaire est :

$$I_{dsn} = K_4 \frac{S(\Phi_r)}{|S(\Phi_r)| + \mu_4} \quad (\text{III-47})$$

Le choix des gains (K_1 , K_2 , K_3 et K_4) se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur.

III.6 Résultats de Simulation et Interprétations

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande mode glissant de la machine asynchrone par simulation numérique sous l'environnement *Matlab/Simulink* nous avons simulées et introduit les différents tests de robustesses suivantes :

III.6.1 Test de Robustesse vis-à-vis de l'application du Couple de Charge

Pour tester la robustesse face aux variations du couple de charge à une référence de vitesse constante (100 rad/s), une variation de 10 Nm (voir la figure (III-11)) de la charge est appliquée à $t = 6$ s. Nous avons obtenu des réponses satisfaisantes pour les différentes grandeurs électriques et mécaniques, car l'application de la charge n'a pas d'influence importante sur ses valeurs.

On constate que le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis il suit parfaitement les valeurs des consignes et que l'allure du courant en quadrature est proportionnelle à celui du couple. Le module du flux reste pratiquement constant et il n'est pas affecté par l'application de la charge. De même pour la vitesse, on ne constate presque aucune influence à l'application du couple résistant. Ce qui met en évidence les performances de la commande appliquée.

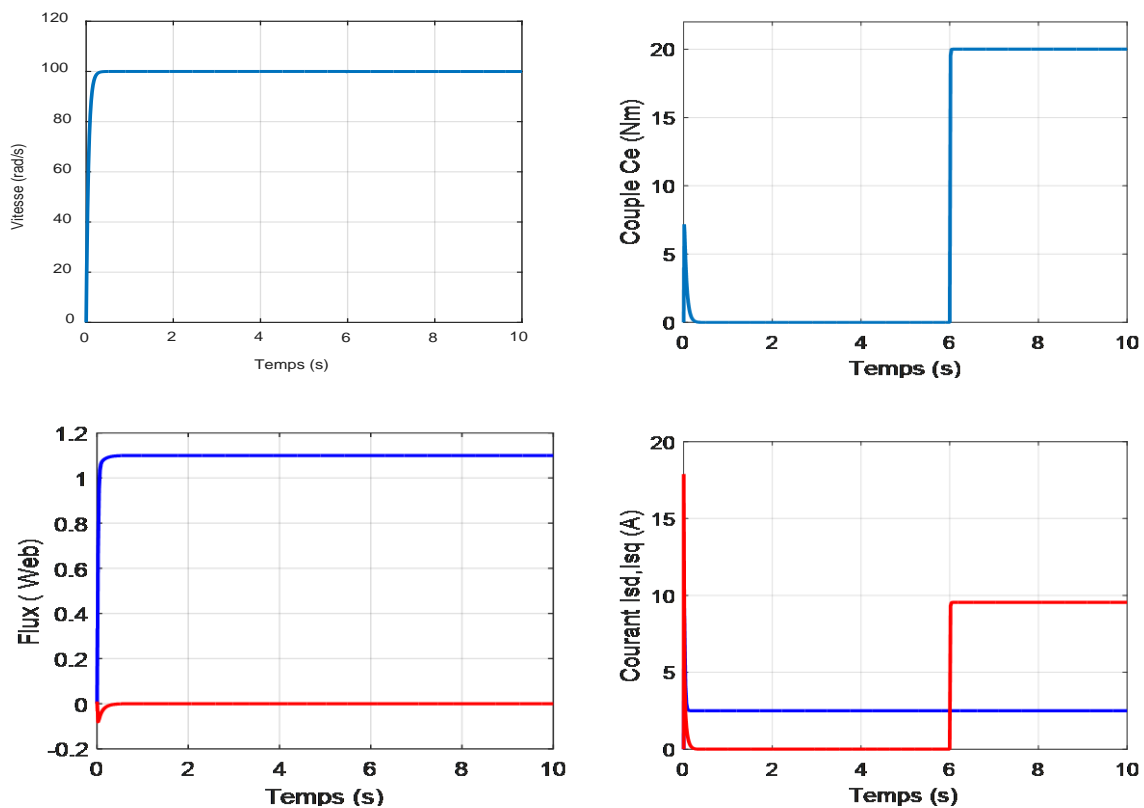


Fig.III.11 Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la CMG de la MAS

lors de l'application d'un Couple de Charge.

III.6.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse

Afin de tester la robustesse de la commande vis-à-vis à l'inversion de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse suivi d'un couple de charge de 20 N.m à $t = 6$ s. Les résultats de simulation (figure III.12) montrent que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement et que la poursuite s'effectue sans dépassement, de même pour le couple. Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse, les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment (figure III.11).

Le couple électromagnétique marque des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilise en régime permanent, le courant en quadrature I_{sq} progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique.

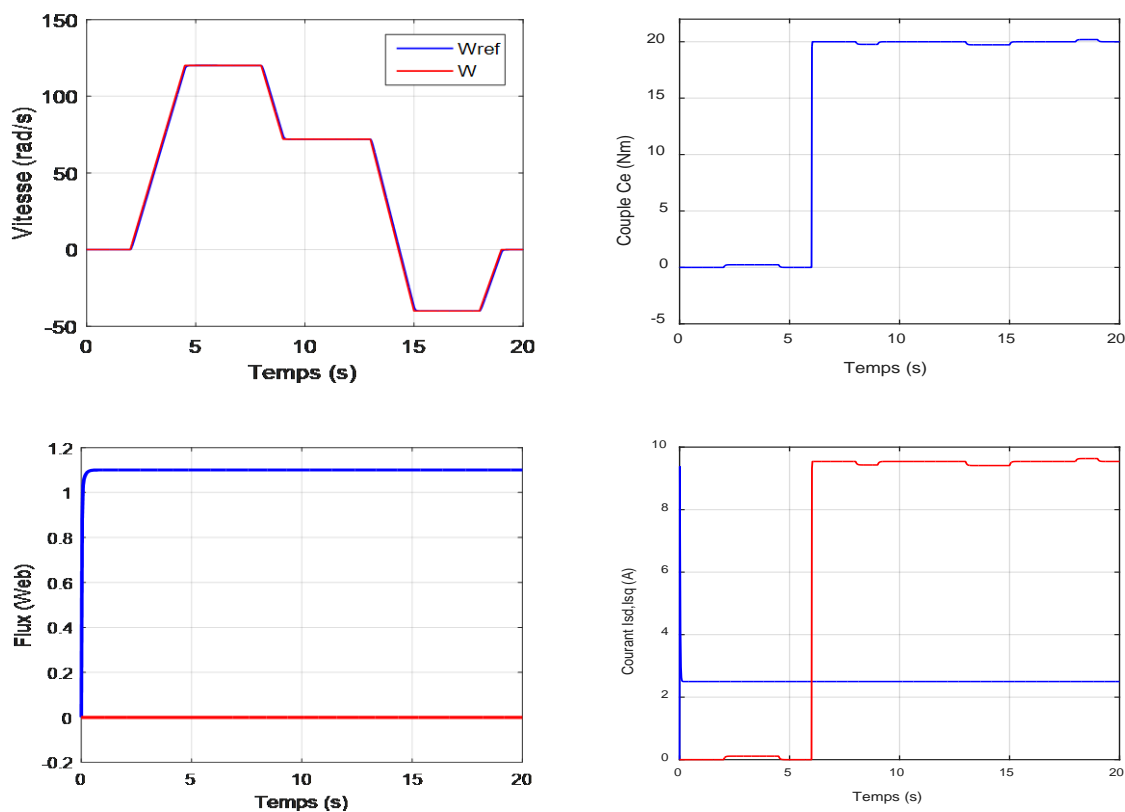


Fig.III.12 Résultats de simulation lors d'inversion du sens de Rotation

III.6.3 Test de Robustesse de la Commande vis-à-vis des Variations Paramétriques

Dans cette partie on présente les résultats de simulation pour voir la robustesse de la commande, face à des variations paramétriques (résistance rotorique):

III.6.4 Robustesse vis-à-vis de la Variation de Résistance Rotorique

Pour étudier l'influence de la résistance rotorique sur le comportement de la machine, nous avons également simulé le système pour une variation de + 50% de la résistance rotorique par rapport à la valeur nominale avec un couple de charge de 20 N.m à $t = 6s$.

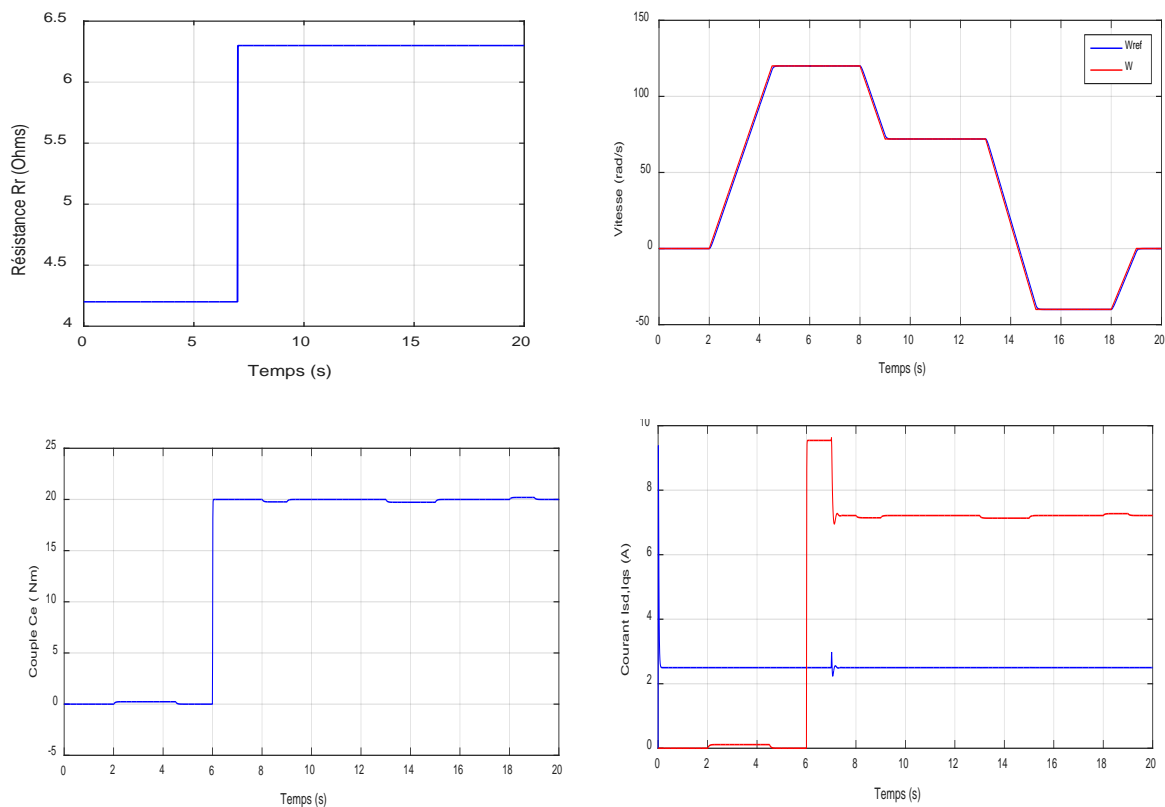


Fig.III.13 Résultats de simulation lors de la Variation de la Résistance rotorique .

La figure (III.13) illustre l'évolution de la vitesse, le couple électromagnétique et les composantes des courants statorique (I_{sd}, I_{sq}).

IV Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre dans la première partie les notions de base de mode glissant, dans la deuxième partie nous avons introduit la théorie de mode glissant dans la commande de la machine asynchrone, comme il a été présenté. L'objectif est de remplacer le régulateur classique PI de la vitesse par des régulateurs modes glissants. Les résultats obtenus montrent que la commande par mode glissant offre de meilleures performances dynamiques et statiques, aussi bien

par rapport aux variations de la vitesse, du couple de charge ainsi qu'à des variations paramétriques et des perturbations extérieures.



Conclusion générale



Promotion 2021

Conclusion générale

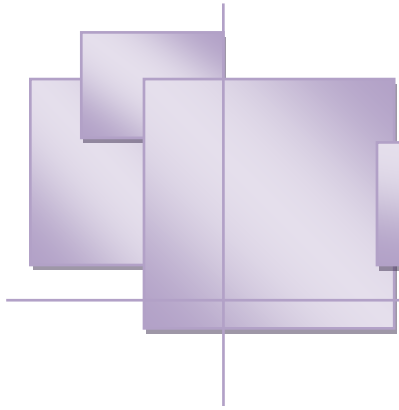
La commande d'une MAS peut se faire suivant plusieurs techniques. Chacune d'elles offre des performances dynamiques et statiques bien définies avec des limites d'applications. Le problème se pose dans le choix de telle ou telle méthode. Le recours à une méthode ou à une autre se fait normalement en fonction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

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

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

Cette commande est caractérisé par sa robustesse vis à vis des perturbations externes et internes ou on peut conclure que la technique de commande par mode glissant utilisée pour la commande du moteur asynchrone a conduit à des bonnes performances :

- Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système.
- Une simplicité de la mise en œuvre de la loi de commutation.
- Temps de réponse acceptable.
- Erreur pratiquement nulle



Bibliographies



Promotion 2021

Bibliographies

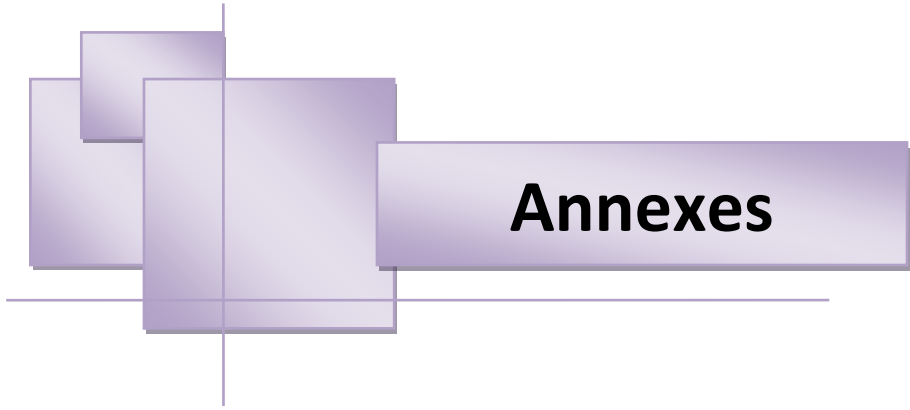
- [1] ABDELLI Houaria, « Commande par Mode de Glissement d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation », Thèse de magister, Université Oran, 2000.
- [2] A.Chaiba, « Commande de la Machine Asynchrone a double alimentation par des techniques des l'intelligence artificielle », Magister en électrotechnique de l'université de Batna 2010
- [3] Mouad Oubidar.Sedik Bendaoud, « Machine synchrone/ asynchrone», projet de fin d'étude en ingénierie dans le cadre du programme en génie électromécanique Université du Québec.30 avril 2010 .
- [4] Bensetti Nour el Islam et Boukhachba Mimouna, « Commande par Backstepping de la Machine Asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux », mémoire master académique université Kasdi Merbah-Ouaragla 2017.
- [5] J.P Caron, J.P Hautier, « Modélisation de la machine asynchrone, Commande vectorielle », éditions techniques Paris 1995..
- [6] M. Pinard, « Commande Électronique des moteurs électriques », éditions Dunos, Paris 2004.
- [7] J.P Lois, « Modélisation des machines électriques en vue de leur commande », Lavoisier, Paris 2004.
- [8] L .Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré Nancy, Janvier 1999.
- [9] S.Khelfa, « Commande vectorielle d'une machine à induction ; impact de la saturation de la machine et modulation du convertisseur », Thèse de magister, Université de Batna, 2001.
- [10] R.Abdessamed, M .Kadjoujdj, « Modélisation des machines électriques », Presses de L'Université de Batna 1997.
- [11] M.Tarbouchi, «Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone, régime défluxé », Thèse présentée pour l'obtention du grade de (P.Hd), Université de Laval, Québec 1997.
- [12] Chafik dass, ali ben bouali, « *commande vectorielle d'une machine asynchrone*», Mémoire d'ingénieur ; école militaire polytechnique, UER. Electrotechnique ,1999.

- [13] B.TAREK, « *Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST* », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.
- [14] CHekima Djamel, « *commande d'un moteur asynchrone par logique floue*», mémoire d'ingénieur, université d'EL-Oued 2014.
- [15] S.Barkati, « *Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone* », Thèse de magister, ENP d'Alger, 1997
- [16] L .Baghli, « *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques* », Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré Nancy, Janvier 1999.
- [17] Kheldoun, « *Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté* », Thèse de doctorat, Université de Boumerdès, 2007.
- [18] S.Chekroune, « *Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée* », Thèse de magister, ENSET d'Oran, 2009.
- [19] S.Barkati, « *Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone* », Thèse de magister, ENP d'Alger, 1997.
- [20] Azoui Nawel, « *Stratégies de commandes avancés pour le suivi de trajectoire* », Thèse de doctorat, Université Batna2, 2014.
- [21] L. Laagoune. «*Contribution au Contrôle de la Machine Synchrone Double Etoile* », Thèse De Doctorat, Université Batna2, 2019.
- [22] H. Talhaoui «*Contrôle par Mode Glissant: observation et estimation paramétrique d'une Machine à Induction avec Défauts*». Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2016
- [23] G. GRELLET, G .CLERC« *Actionneurs Electrique, Principes, Modèles, Commande*». Editions Eyrolles. 2000
- [24] Y. Bekakra «*Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation*». Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2014
- [25] T. Laamayad «*Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode Glissant Apport de la Logique Floue*». Thèse De Doctorat, Université de Batna. 2008
- [26] T. Floquet «*Contributions à la Commande par Modes Glissants d'Ordre Supérieur*». Thèse De Doctorat, Université Des Sciences Et Technologie De Lille. 2000

- [27] H. Teiar «Stratégies de Commande Robuste à Base d'Intelligence Artificielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents à Partir de la Plaque Signalétique». Thèse De Doctorat En Génie Electrique. Université Du Québec à Trois-Rivières. 2018
- [28] M. Bounadja «Contribution à la Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone pour l'Alternodémarreur Intégré». Thèse De Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed BOUDIAF.2010
- [29] H. Amimeur «Contribution au Contrôle de la Machine Asynchrone Double Etoile». Thèse De Doctorat, Université Batna. 2012
- [30] A. Fezzani «Commande Robuste de la Machine Synchrone à Aimants Permanents», Thèse De Doctorat, Université de Batna. 2015
- [31] A. Abdelkarim «Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques».Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2017
- [32] E. Schaeffer «Diagnostic des Machines Asynchrones Modèles et Outils Paramétriques Dédiés à la Simulation et à la Détection de Défauts». Thèse De Doctorat, Université De Nantes. 1999
- [33] H. Buhler «Réglage par Mode de Glissement». Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse. 1986
- [34] V. Bregeault « Quelques Contributions à la Théorie de la Commande par Modes Glissants ». Thèse De Doctorat, Ecole Centrale De Nantes. 2010
- [35] M. Harmouche «Contribution to the Theory of Higher Order Sliding Mode Control and The Control of Underactuated Mechanical Systems». These De Doctorat, Université De Technologie De Belfort-Montbéliard. 2013
- [36] A. G. Aissaoui, H. Abid and M. Abid «Fuzzy Sliding Mode Control for a Self Controlled Synchronous Motor Drives». Electronic Journal Technical Acoustics, PP 16, Jun. 2005
- [37] V. I. Utkin «Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives». IEEE transactions on industrial electronics, Vol(40),Iss 1, PP. 23-36, Feb. 1993
- [38] H. A. Shah, A. T. Patel, S. K. Shah and A. R. Patel «Controller Design Via Sliding Mode Control Approach of Induction Motor - A Survey». Proceedings Of The International Conference On Advanced Computing & Communication Technologies (ACCT), IEEE, PP 541-546. 2014.

- [39] M. A. Fnaiech, F. Betin, G.-A. Capolino, And F. Fnaiech «Fuzzy Logic and Sliding Mode Controls Applied to Six-Phase Induction Machine With Open Phases». IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol(57), Iss 1, PP. 354-364. 2010
- [40] V. I. Utkin «Variable Structure Systems With Sliding Modes». IEEE Transactions On Automatic Control, Vol(22), Iss 2, PP. 212-222. April 1977
- [41] N. Madni, M. F. Benkhoris, S. Siala, M. O. Mahmoudi «Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive». Proceedings Of The International Conference On Power Electronics And Variable Speed Drives, IEEE 1998
- [42] J. J. E. Slotine, W. Li «Applied Nonlinear Control». Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice-Hall. 1991
- [43] I. Bendaas «Contribution à la Commande Hybride par Mode Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction. Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle». Thèse De Doctorat, Université De Batna. 2016
- [44] F. Hamoudi, A. Chaghi, H. Amimeur, E. Merabet «Sliding Mode Control With Fixed Switching Frequency for Four-Wire Shunt Active Filter». Journal Of Electrical Engineering And Technology JEET, Vol(6), Iss 5, PP. 647- 657. 2011
- [45] S. V Emelyanov «Variable Structure Control Systems». Nauka, Moscow. 1967
- [46] [G. Grellet, and G. Clerc «Actionneur Electriques, Principes, Modèles, Commande». Eyrolles. 1997
- [47] A. Saibi, M. O. H. Mahmoudi, L. Nazli «Commande par Mode de Glissement d'une Machine Synchronne Double Étoile Alimentée par Onduleurs à MLI à Trois Niveaux ». 4th International Conference On Electrical Engineering, Cee'06, Batna University, PP. 215-220. 2006
- [48] C. P. Coleman, D. Grodble «A Comparison of Robustness Fuzzy Logic, PID, Sliding Mode Control». IEEE, PP. 1654-1659. 1994
- [49] G. K. Singh, K. E. Holé «Guaranteed Performance in Reaching Mode of Sliding Mode Controlled Systems». Sadhana, Vol(29), Iss 1, PP. 129-141. 2004
- [50] M.V. Lazarini « Controle Direto de Torque de Motores de Indu, CAO Trifasicos Sem Sensores de Velocidade Usando a Estratégia de Controle por Modos Deslizantes » Universidade Estadual De Campinas, Faculdade De Engenharia Elétrica E De Computacao. 2008

- [51] T. Zaharieva « Les Algorithmes de Commande à Structure Variable Appliqués à Un Moteur Synchrone Autopiloté pour le Contrôle en Vitesse et en Position ». Thèse De Doctorat, Université De L'INSA De Toulouse. 1998
- [52] C. C. D. Wit « Commande des Moteurs Asynchrones. 2 – Optimisation, Discrétisation et Observateurs ». Hermès Science Publications, Paris. 2000
- [53] J. Davila, L. Fridman, A. Levant « Second-Order Sliding Mode Observer for Mechanical Systems ». IEEE Transactions on Automatic Control 50, PP.1785-1789. 2005
- [54] M. K. Khan « Design and Application of Second Order Sliding Mode Control Algorithms ». Doctor Of Philosophy At The University Of Leicester. 2003
- [55] H. Benderradji « Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction ». Thèse de Doctorat, Université De Batna. 2013
- [56] S. V Emelyanov, S. V. Korovin, And L. V. Levant « Higher Sliding Modes in the Binary Control Systems ». Soviet Physics, Doklady, Vol(31), Iss 4, PP. 291-293. 1986
- [57] W. Perruquetti And J. P. Barbot « Sliding Mode Control in Engineering ». Marcel Dekker, Inc, New York. 2002



Annexes



Promotion 2021

Annexe 1

Paramètres du moteur à induction (MAS)

A4.1 Valeurs nominales :

1.5kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.5 A; Cosφ : 0.82 ; 1430 tr/min ; 10 N.m .

A4.2 Paramètres électrique :

- Puissance électrique : $P = 1.5$ KW ;
- Résistance du stator : $R_s = 5.72$ Ω ;
- Résistance du rotor : $R_r = 4.2$ Ω ;
- Inductance du stator : $L_s = 0.462$ H ;
- Inductance du rotor : $L_r = 0.462$ H ;
- Inductance mutuelle : $M = 0.4402$ H ;

A4.3 Paramètres mécaniques:

- Moment d'inertie : $J = 0.0049$ kg.m² ;
- Coefficient de frottement : $f = 0.003$ SI .

A4.4 Paramètres électromagnétiques :

- $C_e = 10$ Nm Couple électromagnétique