

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministre de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique



Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

Mémoire

En vue de l'obtention du diplôme de MASTER en électrotechnique

Option

Automatisme Industriel

Thème

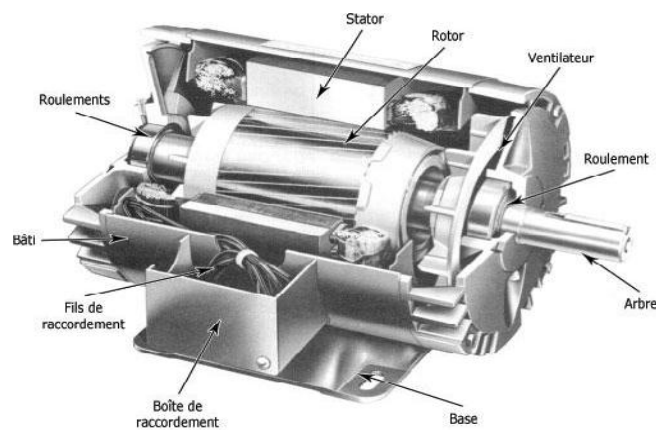
*Réglage par mode de glissement d'un moteur
asynchrone*

Présenté par :

M. Ainas Riad

Proposé par :

Dr. Amimeur Hocine



Promotion 2013/2014

Remerciements

*Au nom d'Allah, le Tout-Miséricordieux, le Très - Miséricordieux
La louange est à Allah l'unique et la paix et le salut sur celui qui n'a point
de messager après lui et sur sa famille, ses compagnons et tous ceux qui
suivent son chemin jusqu'au jour de la résurrection.*

*C'est avec plaisir que je réserve ces quelques lignes en signe de gratitude et
de profonde reconnaissance à l'égard de tous ceux qui m'ont aidé de façon
directe ou indirecte à la réalisation de mon projet de fin d'étude.*

*Je tien en premier lieu à exprimer ma gratitude envers mon encadreur
Dr. Amimeur Hocine toujours d'avoir été présent en me donnant des
conseils et de l'aide d'une très bonne qualité. J'ai apprécié, tout
particulièrement, ses démarches d'une très grande rigueur scientifique qui
m'ont formé et qui resteront, pour moi, un exemple de conduite dans mes
futurs travaux. La réussite de ce travail n'aurait pas été possible sans son
aide précieuse. Merci M. Amimeur Hocine.*

*J'exprime ma gratitude et remerciement aux membres de jury pour l'intérêt
qu'ils ont porté à notre travail et l'honneur qu'ils nous font en acceptant de
le juger.*

*Enfin, Nous rendons hommage à ceux sans lesquels ce travail n'aurait pas
pu être fait.*

“La science restera toujours la satisfaction du plus haut désir
de notre nature, la curiosité ; elle fournira à l'homme
le seul moyen qu'il ait pour améliorer son sort.
Elle préserve de l'erreur plutôt qu'elle
ne donne la vérité”.

Renan, Joseph Ernest 1823-1892



Dédicaces



Je dédie ce modeste travail à :

La mémoire de mes grands-parents

Ma grande mère FAWES

Mes chers parents

Mon frère, mes deux sœurs, cousins et cousines.

Toute ma famille de près ou de loin.

Tous mes amis.

Toute ma promotion de master Electrotechnique (2014).

Riad



Table des matières

TABLE DES MATIERES

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Généralités	3
I.1 Introduction	4
I.2 Historique	4
I.3 Définition et principe de fonctionnement de la machine asynchrone	5
I.4 Constitution de la machine asynchrone	6
I.4.1 Stator et boîte à bornes	8
I.4.2 Entrefer.....	8
I.4.3 Rotor.....	9
I.4.4 Enroulements	9
I.4.5 Paliers	9
I.4.6 Carcasse et arbre mécanique.....	10
I.4.7 Flasques.....	10
I.4.8 Ventilateur.....	10
I.4.9 Plaque d'identification (ou plaque signalétique).....	10
I.5 Divers couples résistants.....	12
I.6 Bilan énergétique.....	12
I.7 Avantages et inconvénients du moteur asynchrone.....	14
I.7.1 Avantages.....	14
I.7.2 Inconvénients	15
I.8 Domaines d'application	16
I.9 Conclusion.....	16
Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur	17
II.1 Introduction	18
II.2 Description de la machine asynchrone	18
II.3 Hypothèses simplificatrices et conventions.....	19
II.4 Modèle triphasé de la machine asynchrone	19
II.4.1 Equations électriques.....	19
II.4.2 Equations magnétiques.....	20
II.4.3 Equations mécanique.....	21
II.5 Modèle biphasé de la machine asynchrone	22
II.5.1 Transformation de Park.....	22

II.5.2	Modèle de la machine asynchrone selon le système d'axes généralisé (\mathbf{u}, \mathbf{v})	22
II.5.3	Choix du système d'axes	24
II.5.4	Modèle biphasé de la machine lié au système d'axes (d, q).....	24
II.5.5	Puissance absorbée et couple électromagnétique	26
II.6	Onduleur de tension triphasé à MLI	27
II.6.1	Principe de fonctionnement.....	27
II.6.2	Modulation de largeur d'impulsion	28
II.7	Simulation et interprétation des résultats du comportement du moteur lié directement au réseau.....	31
II.8	Conclusion.....	33
	Application de la commande par mode de glissement sur un MAS triphasé.....	34
III.1	Introduction	35
III.2	Principe de fonctionnement	35
III.2.1	Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable :.....	35
III.2.2	Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande :	36
III.3	Domaine d'application du réglage par mode glissant [Buh86].....	37
III.4	Principe de la commande par mode glissant	38
III.5	Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement	38
III.5.1	Choix des surfaces de glissement :	38
III.5.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	39
III.5.3	Détermination de la loi de commande	40
III.6	Orientation du flux rotorique	44
III.7	Détermination des différentes surfaces de régulation et application	46
III.7.1	Surface de régulation de la vitesse :	46
III.7.2	Surface de régulation de flux rotorique	47
III.7.3	Surface de régulation des courants statoriques.....	48
III.8	Application de la commande sur le MAS	49
III.9	Simulation et interprétation des résultats.....	50
III.10	Tests de robustesses	51
III.11	Conclusion.....	54

Conclusion générale	56
RESUME	63

Table des illustrations

TABLE DES ILLUSTRATION

Chapitre I

I.1	Schématisme du fonctionnement du MAS.....	5
I.2	Vue éclatée de la machine asynchrone.....	7
I.3	Différentes parties qui constituent le stator de la machine asynchrone.....	8
I.4	Rotor de la machine asynchrone à cage	9
I.5.a	Plaque signalétique avec le marquage obligatoire depuis juin 2011	10
I.5.b	Définition des symboles de la plaque signalétique.....	11
I.6	Transmission de la puissance à travers la machine	13

Chapitre II

II.1	Représentation schématique des enroulements de la machine asynchrone	18
II.2	Représentation du modèle généralisé de la machine asynchrone selon les axes (u, v)	23
II.3	Obtention de la valeur moyenne d'une tension d'alimentation	28
II.4	Forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur.....	30
II.5	Evolution des caractéristiques du MAS relié directement au réseau triphasé	32

Chapitre III

III.1	Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable	35
III.2	Configuration avec changement de structure par commutation de l'organe de commande	36
III.3	Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface de glissement	37
III.4	Mode de fonctionnement dans le plan de phase	38
III.5	Valeur continue $u_{eq}(t)$ prise par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min}	41
III.6	Représentation de la fonction "sign" (non linéarité tout ou rien)	42
III.7	Phénomène de broutement.....	43
III.8	Fonction de saturation ($\xi > 0$ et petit)	43
III.9	Fonction de classe C^1 ($\xi > 0$ et petit)	44
III.10	Schéma de défluxage.....	46
III.11	Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et de flux rotorique par mode de glissement.....	49
III.12	Représentation schématique du bloc FOC (MG)	50

III.13 Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement suivi de l'application de la charge	51
III.14 Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement suivi de l'inversion de l'inversion de la vitesse de 140 à -140rd/s à partir de $t=0.8s$	52
III.15 Evolution de la caractéristique du MAS pour J augmentant de 50% à partir de $t=0.75s$	53

LISTE DES TABLEAUX

I.1 Couples résistants des machines à entrainer par les MAS	12
---	----

Liste des symboles

LISTE DES SYMBOLES

$[v_s]$	Matrice de tension de phase statorique	V
Σp	Totale de perte	W
\vec{s}_a	Champ magnétique du stator phase a	H
\vec{s}_b	Champ magnétique du stator phase b	H
\vec{s}_c	Champ magnétique du stator phase c	H
\vec{s}_r	Champ magnétique résultant du stator	H
φ_r	Flux rotorique	Wb
φ_s	Flux statorique	Wb
ω_{coord}	Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé	rad/s
$[I_r]$	Vecteur de courant rotorique	A
$[I_s]$	Vecteur de courant statorique	A
$[V_r]$	Matrice de tension de phase rotorique	V
ω_{gl}	Vitesse angulaire de glissement	rad/s
ω_r	Vitesse angulaire du rotor	rad/s
ω_s	Vitesse angulaire de synchronisme ou pulsation statorique	rad/s
\rightarrow	Implique	
A	Point fixe sur le rotor	
a, b, c	Phase	
f_s	Fréquence d'alimentation	Hz
g	Glissement	
I	Courant entre phase du réseau	A
J	Moment d'inertie du MAS	kg.m ²
k	Constante	
k_f	Coefficient de frottement	N.ms
L_s, L_r	Inductance statorique et rotorique	H
l_s, l_r	Inductance propre statorique et rotorique	
M_s, M_r	Inductance mutuelle entre deux phase statorique et rotorique	H
m_s, m_r	Inductance mutuelle propre entre deux phase statorique et rotorique	H
M_{sr}, M_{rs}	Inductance mutuelle entre phase du stator et du rotor	H
η	Rendement du MAS	
N_r, N	Vitesse de rotation rotorique	tr/min
Ω_r, Ω	Vitesse angulaire rotorique	rad/s

N_s	Vitesse de synchronisme	<i>tr/min</i>
Ω_s	Vitesse angulaire de synchronisme	<i>rad/s</i>
P	Nombre de pair de pôle du MAS	
$P(\theta)$	Matrice de rotation dans le plan	
P_a	Puissance absorbée par le MAS	W
P_{em}	Puissance électromagnétique	W
p_{fs} (p_{fr})	Pertes dans le fer du stator (rotor)	W
p_{js} (p_{jr})	Pertes par effet Joule dans le stator (rotor)	W
P_u	Puissance utile	W
R_a	Résistance de la phase a statorique	Ω
R_s, R_r	Résistance statorique et rotorique	Ω
C_{em}	Couple électromagnétique	N.m
C_r	Couple résistant	N.m
C_u	Couple utile	N.m
U	Tension entre phase du réseau	V
V_m	Tension maximal	V
Y	Couplage étoile	
Δ	Couplage triangle	
θ_r, θ_s	Position angulaire du rotor et du stator	rad
Ω_n	Vitesse angulaire nominale	<i>rad/s</i>
\dot{x}	Dérivée par rapport au temps	
*	En mode de glissement	
T	transposition	
$\cos\phi$	Facteur de puissance	

GLOSSAIRE

Acronyme	Signification
FOC	Commande d'orientation du flux (en anglais : Field oriented contrôle)
MAS	Moteur Asynchrone
MG	Mode Glissant
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
O.CM	Organe de Commande

Introduction générale

Introduction générale

Des évolutions importantes ont eu lieu ces dernières années grâce aux progrès réalisés dans les domaines des matériaux (magnétiques, mécaniques, thermiques...), de l'électronique de puissance (grandes puissances, grandes fréquences, nouvelles topologies...), de la commande (technologies numériques, méthodes de contrôle), de la micro-informatique des capteurs mais aussi des structures de moteurs, tous ces progrès ont permis d'envisager des applications à vitesse variable de manière efficace.

Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée pour effectuer de la variation de vitesse ou du positionnement, elle présente l'avantage d'être robuste, peut coûteuse. Mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose des problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps [Zou10].

La théorie du réglage par mode de glissement a été développée depuis plusieurs années déjà. Les premiers travaux ont été réalisés en URSS, pour être repris et poursuivis dans d'autres pays. C'est un réglage qui fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Il possède des avantages incontestables pour le système mal identifié ou à paramètres variables.

Cependant, la nature commutante (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, appelé en anglais "chattering". Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et certaines perturbations [Can00] [Zou10].

En fait, le mode de glissement est un mode particulier de fonctionnement des systèmes à structure variable. Le changement de structure peut se faire soit au niveau de la contre-réaction du régulateur, soit dans le système à régler lui-même au niveau de l'organe de commande, et pour un systèmes à structure variable, le développement récent d'organes de commande à deux positions performants, tels que le variateur à courant continu ou l'onduleur, justifie de plus en plus l'application de la théorie du réglage par mode de glissement.

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

Dans le cadre de notre travail, nous nous sommes plus particulièrement intéressés à la commande par mode de glissement d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil qui fera l'objet de trois chapitres.

Le premier chapitre sera consacré à l'étude théorique en présentant quelques généralités sur la machine asynchrone à cage d'écureuil, notamment sa constitution, le principe de fonctionnement, le cheminement de la puissance active, les avantages et les inconvénients.

Le deuxième chapitre fera l'objet de la simulation d'ensemble convertisseur-moteur. Après une description de la machine, nous développons en premier lieu un modèle triphasé du MAS, en second lieu son modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Nous présentons ensuite l'alimentation de la machine par onduleur de tension à commande M.L.I. et en fin nous concluons les illustrations obtenues par la simulation.

Le troisième chapitre sera consacré à l'application d'une commande occupant une importante place parmi les commandes robuste, connue par son adaptation au changement paramétrique et par sa stabilité, nommée commande par mode de glissement. Dans ce cadre nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous abordons la conception de l'algorithme de commande avec ses différentes étapes, nous entamons en suite l'application de la commande sur MAS afin de montrer les performances de ce type de réglage avec exposition des résultats de simulation.

Nous terminerons par une conclusion générale.

La disponibilité et l'accessibilité directes des résultats, à partir de simulateurs sont nécessaires dans tous les travaux de recherche modernes. Ainsi, dans le cadre de cette étude nous avons choisi de travailler sous environnement **Matlab/Simulink**.

Chapitre I : Généralités

I.1 Introduction

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance [Rec01], et elle est utilisée maintenant dans la plupart des cas.

Pour les applications de puissance, au-delà de quelques kilowatts, les machines asynchrones triphasés sont utilisées, elles sont plus efficaces, plus équilibrés, et leur démarrage est bien plus facile que ceux monophasés.

Dans ce chapitre, nous présenterons quelques généralités sur les machines électriques, en particulier le moteur asynchrone.

I.2 Historique

- En 1821 l'anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique ;
- L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée ;
- En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique ;
- Dans la même période, le russe Friedriche Emil Lenz et l'américain Joseph Henry ont de leurs côtés effectués des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène ;
- En 1832 Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisés la génératrice à courant continu ;
- En 1836 l'anglais Hyde Clarke réalisait une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixii/Ampère qui améliorerait le commutateur redresseur ;
- En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable ;
- En 1848 apparaissaient les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m. Ces moteurs furent probablement les premiers à être utilisés pour les applications industrielles ;
- En 1860 la compagnie "l'Alliance" fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes ;
- En 1865 l'Italien Antonio Paccinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré ;
- En 1888 Nikola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, générateurs moteur synchrones et asynchrones, etc.). Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique.

- En 1889, Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant alternatif triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891.

On remarque sur ce bref historique que les chercheurs ainsi que les ingénieurs n'ont pas cessés d'améliorer, de développer et d'inventer d'autres machines, qui ont satisfait les besoins de plusieurs applications industrielles et domestiques, ce qui a donné lieu à de nombreuses machines allant de "micro-machine" aux "macro-machines" [Mer08][Ber13].

I.3 Définition et principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Une machine asynchrone nommé aussi machine à induction (énergie transférée par induction électromagnétique) est une machine à courant alternatif pour laquelle la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ tournant [May06].

Il représente une seconde variété de moteurs à courant alternatif, dit asynchrone ou à induction. Seul le stator est relié au secteur, le courant circulant dans le rotor étant créé par induction; il est tel qu'il donne naissance à un champ électromagnétique tournant qui entraîne le rotor à une vitesse inférieure à la vitesse de synchronisme comme montrer sur la **figure I.1**.

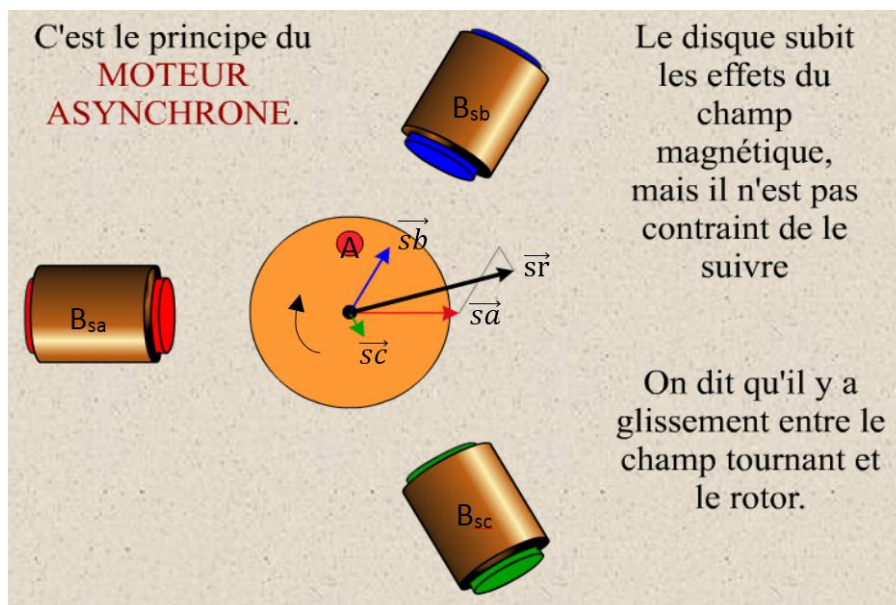


Figure I.1 - Schématisation du fonctionnement du MAS.

Avec :

- ✓ A représente un point fixe sur le rotor ;
- ✓ \vec{s}_a , \vec{s}_b , \vec{s}_c représente le champ magnétique créé par la bobine respectivement Bsa, Bsb, Bsc;
- ✓ \vec{s}_r est la résultante des champs statorique ou le champ tournant ;

- ✓ Bsa, Bsb, Bsc représente respectivement la bobine de la phase sa, sb, sc du stator.

Lorsqu'on étudie le fonctionnement d'une machine asynchrone on distingue deux vitesses de rotation :

- Vitesse de synchronisme ou vitesse de rotation du champ statorique : $N_s = \frac{60 \cdot f_s}{p}$ (tr/min) ou angulaire $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$ (rad/s) ;
- Vitesse de rotation rotorique N_r ou N (tr/min) ou Ω_r ou Ω (rad/s)

L'écart relatif entre les deux vitesses nous donne une grandeur caractéristique de la machine asynchrone qui est nommé : **glissement**

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}; 0 \leq g < 1 \quad (\text{I.1})$$

En fonctionnement normal, le glissement n'excède pas six pourcent.

A vide, un moteur asynchrone tourne pratiquement à la vitesse de synchronisme.

Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Et du moment que le vecteur résultant de f_{mms} des enroulements statoriques tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire $\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$, et le rotor tourne avec la vitesse ω_r , alors pour que cette condition soit vérifiée, il faut que le vecteur des f_{mms} des barres rotoriques tourne par rapport au rotor avec une vitesse ω_{gl} telle que :

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

Où : g est le glissement et ω_{gl} est la vitesse angulaire de glissement.

Si la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de synchronisme, les sens de rotation des deux vecteurs sont identiques, dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à la vitesse de synchronisme les sens seront opposés (cas de génératrice).

Pour que la rotation du vecteur résultant des f_{mms} par rapport au rotor se réalise, le courant rotorique doit avoir une fréquence f_r , définie à partir de $\omega_{gl} = 2 \cdot \pi \cdot f_r$; c'est à dire : $f_r = g \cdot f_s$ [Ben12].

I.4 Constitution de la machine asynchrone

La **figure I.2** illustre la vue éclatée du MAS tout en spécifiant ses différentes parties constitutives telle que : 1 - Joint côté entraînement CA, excepté labyrinthe, 2 - Couvercle de roulement CA, 3 - Ajutages de lubrification, 4 - Rondelle d'égalisation, 5 - Rondelle de serrage CA ou écrou d'axe, 6 - Anneau centrifuge CA, 7 - Roulement à billes CA, 8 - Joint

CA, intérieur, 9 - Couvercle de roulement CA, intérieur, 10 - Bâti de stator IMB3 avec empilage de tôles et enroulements, 11 - Boîte de raccordement, complète, 12 - Capot de ventilateur, 13 - Anneau de ventilation, 14 - Cale de fixation, 15 - Ressort de fixation, 16 - Ressort de fixation du ventilateur, 17 - Ventilateur, 18 - Anneau de fixation du ventilateur, 19 - Couvercle de fermeture, 20 - Couvercle de roulement COA, intérieur, 21 - Joint COA, intérieur, 22 - Roulement à billes COA, 23 - Anneau de fixation du roulement COA, 24 - Anneau centrifuge COA, 25 - Rondelle de serrage CA ou écrou d'axe, 26 - Couvercle de roulement CA, 27 - Joint côté entraînement COA, excepté labyrinthe, 28 - Couvercle porte-roulement, 29 - Bâti de stator sans pieds, complet.

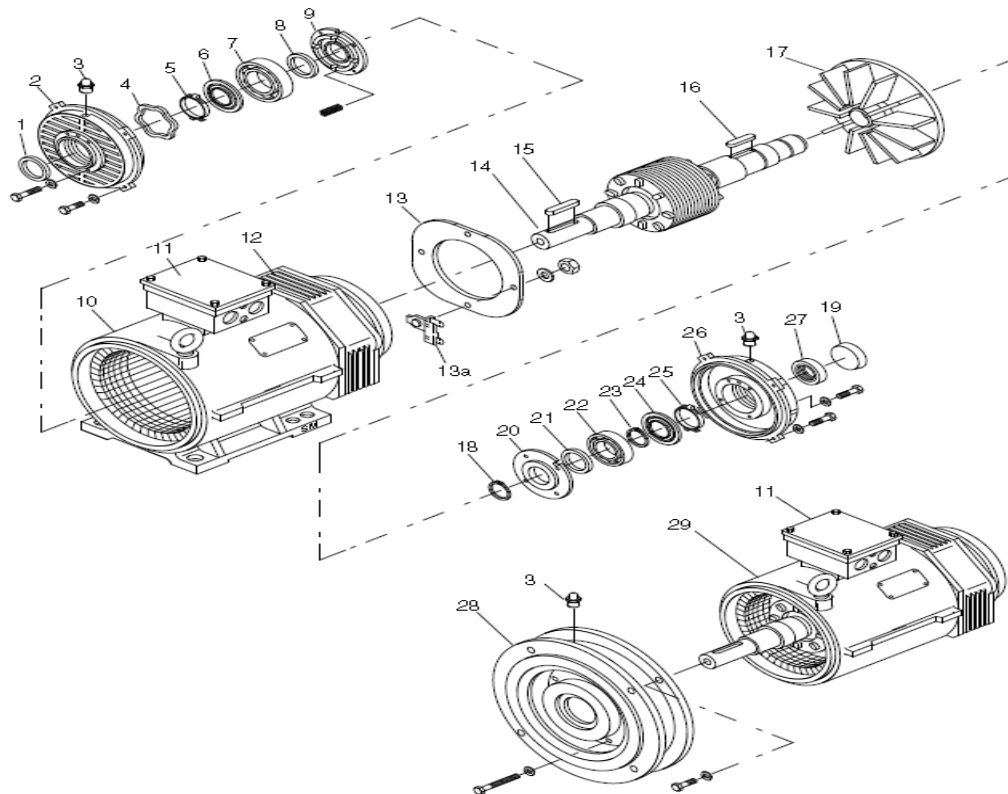


Figure I.2 - Vue éclatée de la machine asynchrone.

La machine asynchrone à cage d'écureuil est constituée de principaux éléments suivant :

1. Stator et boîte à bornes ;
2. Entrefer ;
3. Rotor ;
4. Enroulement ;
5. Paliers ;
6. Carcasse et arbre mécanique ;
7. Flasques ;
8. Ventilateurs ;
9. Plaque d'identification.

I.4.1 Stator et boîte à bornes

Le stator de la MAS est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont, pour les petites machines, découpées en une seule pièce alors qu'elles sont, pour les machines de puissance plus importantes, découpées par sections. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Une fois cette étape d'assemblage terminée, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet, ils sont répartis sur le pourtour du stator pour créer $2p$ pôles (association magnétique nord-sud). A partir du théorème de Ferraris, un cycle magnétique correspond alors à une fraction de tour du stator dont l'ouverture angulaire est $\frac{2\pi}{np}$, avec n le nombre de phase. Chaque pôle occupe donc un arc angulaire $\frac{2\pi}{3p}$, dans notre cas l'arc angulaire du pôle est 120° . L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone.

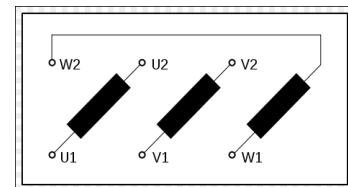
Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique. La **figure I.3** représente les différentes parties qui constituent le stator d'une machine asynchrone [Mer06].



a- Stator d'une machine b- triphasée



Stator feuilleté sans les bobinages



c- Diagramme de connexion d'un moteur triphasé

Figure I.3 - Différentes parties qui constituent le stator de la machine asynchrone.

I.4.2 Entrefer

Le stator et le rotor sont séparés par l'entrefer, cette partie amagnétique (c'est de l'air !) est d'épaisseur la plus faible possible (de l'ordre du millimètre). Il permet le mouvement du rotor par rapport au stator. La grande perméabilité magnétique des matériaux ferromagnétiques vis à vis de l'air permet de supposer que toute induction dans l'entrefer est normale au stator et donc radiale. Concernant les grandeurs magnétiques essentielles qui apparaissent dans la machine, on distingue l'induction magnétique dans l'entrefer qui est une grandeur vectorielle, l'autre grandeur est le champ d'excitation, lui aussi vectoriel, et dépendant des courants circulant dans les conducteurs en vertu du théorème d'Ampère.

I.4.3 Rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les enroulements du rotor de machines asynchrones à cage d'écurieil sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit", eux aussi fabriqués en cuivre ou en aluminium.

Il existe différentes structures de rotor à cage qui dépend principalement de la taille du moteur et de l'application qu'il en sera faite.

Nous donnons à la **figure I.4** ci-dessous les différents éléments de constitution d'un rotor à cage d'écurieil. Nous pouvons visualiser l'arbre sur lequel les tôles sont empilées, les deux anneaux de court-circuit ainsi que les barres d'aluminium formant la cage d'écurieil. Très souvent, ces barres sont uniformément inclinées pour limiter les harmoniques et ainsi diminuer très fortement le bruit lors de l'accélération de la machine asynchrone. L'isolation des bâfrés avec les tôles magnétiques n'est en général pas nécessaire du fait de la faible tension induite aux bornes de chacune d'entre elles, de plus, la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre [Mer06].

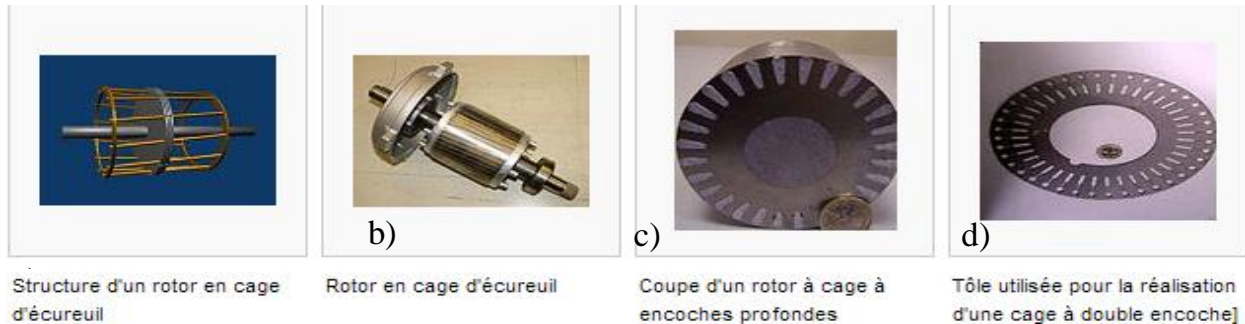


Figure I.4 - Rotor de la machine asynchrone à cage.

I.4.4 Enroulements

C'est un circuit électrique dans les encoches du stator qui forme un circuit magnétique après passage de courant. Ces enroulements peuvent être insérés de manières imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches.

I.4.5 Paliers

Ils permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en

fonte, sont fixés sur le carter du stator grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écurieil [Mer06].

I.4.6 Carcasse et arbre mécanique

La carcasse joue de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission, il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son fonctionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radial, etc.), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assure la libre rotation.

I.4.7 Flasques

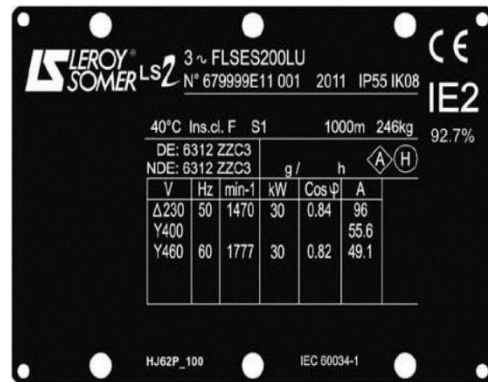
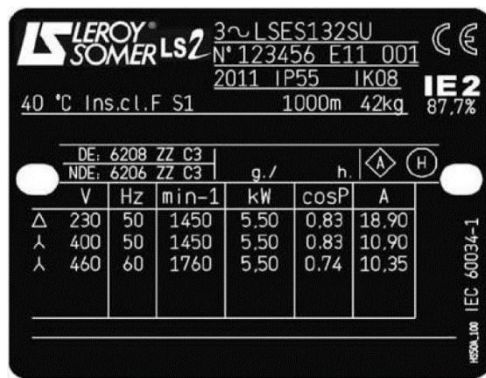
Elles servent à positionner les paliers par rapport à la carcasse et protègent les organes internes de la machine.

I.4.8 Ventilateur

La présence d'ailettes de ventilation assurant le refroidissement de la machine lorsque celle-ci fonctionne en charge.

I.4.9 Plaque d'identification (ou plaque signalétique)

- Fixée sur la carcasse, elle représente la fiche d'identité de la machine asynchrone avec le marquage IE obligatoire depuis juin 2011 (CEI60034-30 : septembre 2008), voici la nouvelle présentation des plaques signalétiques **figure I.5.a** et la définition des symboles inscrits sur elle **figure I.5.b**.
- Soit on dispose d'un réseau d'alimentation correspondant aux valeurs de tension de la troisième ligne et on doit réaliser un couplage étoile symbolisé par **Y** (cas le plus fréquent), soit on dispose d'un réseau d'alimentation correspondant aux valeurs de tension de la quatrième ligne et on doit réaliser un couplage triangle symbolisé par **Δ**. Sur la même ligne, la plaque signalétique indique pour chacun des couplages la valeur de l'intensité du courant de ligne qui sera absorbée au régime nominal.



* D'autres logos peuvent être réalisés en option :
une entente préalable à la commande est impérative.

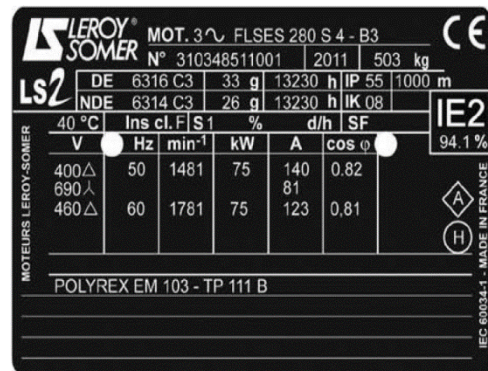


Figure I.5.a - Plaque signalétique avec le marquage obligatoire depuis juin 2011.

Définition des symboles des plaques signalétiques :



Repère légal de la conformité
du matériel aux exigences
des Directives Européennes.

MOT 3~ : Moteur triphasé alternatif
LSES : Série
132 : Hauteur d'axe
S : Symbole de carter

N° moteur

123456 : Numéro série moteur
E : Mois de production
11 : Année de production
001 : N° d'ordre dans la série
IE2 : Classe de rendement
83,8% : Rendement à 4/4 de charge

IP55 IK08 : Indice de protection
I cl. F : Classe d'isolation F
40°C : Température d'ambiance contractuelle de fonctionnement
S1 : Service - Facteur de marche
kg : Masse
V : Tension d'alimentation
Hz : Fréquence d'alimentation
min⁻¹ : Nombre de tours par minute
kW : Puissance assignée
cos φ : Facteur de puissance
A : Intensité assignée
Δ : Branchement triangle
Y : Branchement étoile

Roulements

DE : Drive end
Roulement côté entraînement
NDE : Non drive end
Roulement côté opposé à l'entraînement
g : Masse de graisse à chaque regraissage (en g)
h : Périodicité de graissage (en heures)

POLYREX EM103 : Type de graisse

Δ : Niveau de vibration
H : Mode d'équilibrage

Figure I.5.b - Définition des symboles de la plaque signalétique.

I.5 Divers couples résistants

Le **tableau I.1** représente les couples résistants des machines à entrainer par les MAS classés en 4 catégories distinctes.

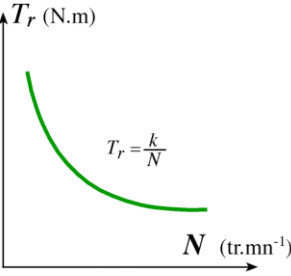
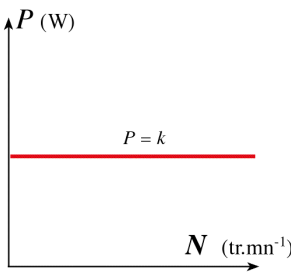
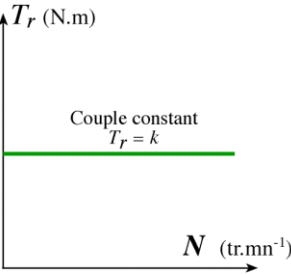
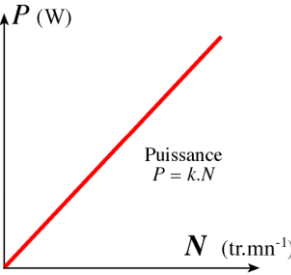
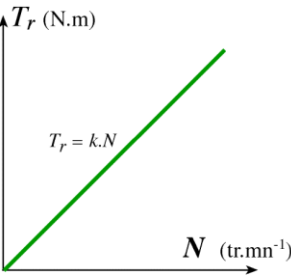
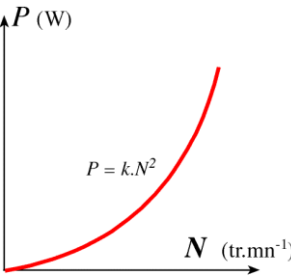
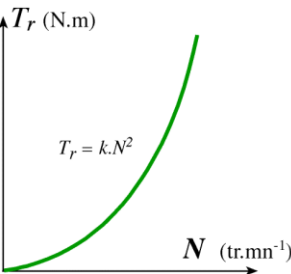
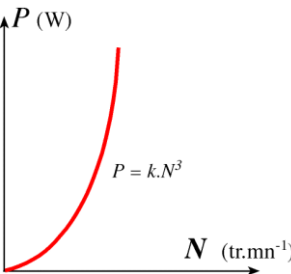
<p>Machine à puissance constante (enrouleuse, compresseur, essoreuse)</p>		
<p>Machine à couple constant (levage, Broyeur, pompe...)</p>		
<p>Machine à couple proportionnel à la vitesse, (mélangeur)</p>		
<p>Machine à couple proportionnel au carré de la vitesse (ventilateur, pompe centrifuge)</p>		

Tableau I.1 - Couples résistants des machines à entrainer par les MAS.

I.6 Bilan énergétique

On utilise les notations suivantes :

- P_a : puissance absorbée ou puissance électrique fournie à la machine ;
- P_u : puissance utile ou puissance mécanique transmise à la charge ;

Les pertes sont généralement notées en minuscule :

- p_{js} : pertes par effet Joule dans le bobinage du stator ;
- p_{fs} : pertes dans le fer du stator ;
- p_{jr} : pertes par effet joule dans le cuivre (barres + anneaux) du rotor ;
- p_{fr} : pertes dans le fer du rotor. Très souvent, on fait l'hypothèse qu'elles sont négligeables car ces dernières dépendent de la fréquence des courants qui induisent le champ magnétique dans le fer. Or la fréquence des courants dans le rotor ($|g| \cdot f$), lors du fonctionnement normale de la machine alimentée en régime sinusoïdal de courant, est très faible. Néanmoins il faut parfois en tenir compte lorsque la machine est alimentée par un onduleur ou dans certains types de fonctionnement à fort glissement.
- P_m : pertes mécaniques ;
- R_a : résistance mesurée entre deux bornes (phases).

Le schéma ci-dessous représente la transmission de la puissance à travers la machine.

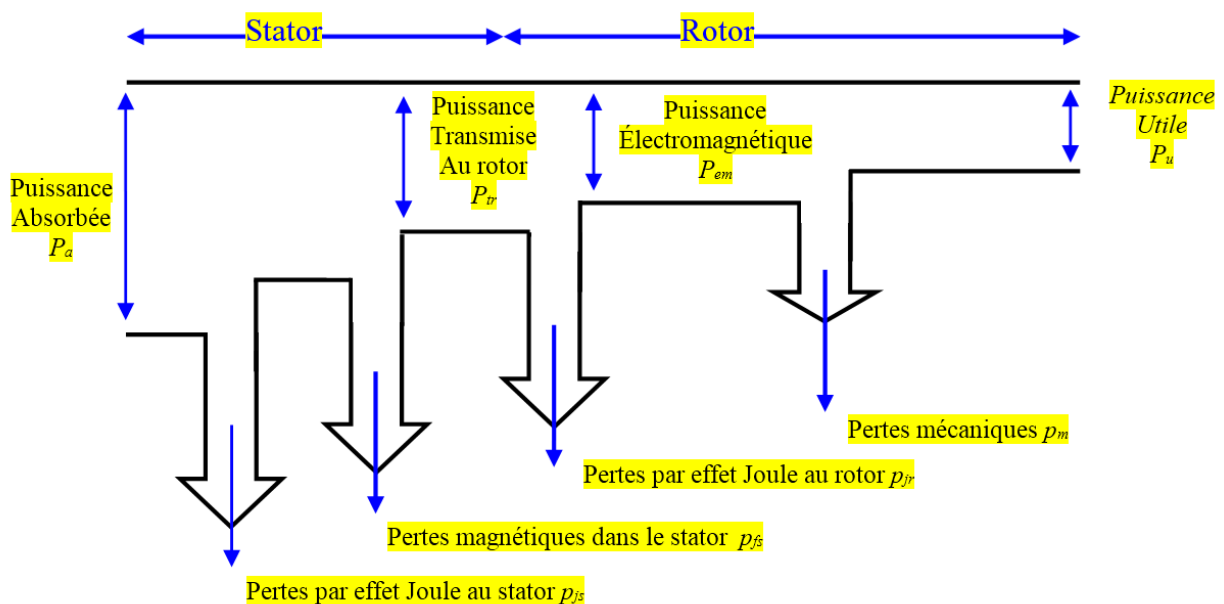


Figure I.6 – Transmission de la puissance à travers la machine

- À l'aide de grandeurs électriques fournies : tensions entre phases, intensités des courants de ligne et facteur de puissance, il est possible de calculer la puissance active absorbée et d'en déduire le rendement de la machine fonctionnant au régime nominal.
 - Puissance électrique absorbée par le stator :

$$P_a = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (\text{I.3})$$

- Pertes par effet joule dans le stator :

$$P_{js} = \frac{3}{2} \cdot R_a \cdot I^2 \quad (\text{I.4})$$

- Pertes fer (pertes par hystérésis et pas courant de Foucault) : p_{fs}
- Puissance transmise au rotor :

$$P_{tr} = P_a - p_{js} - p_{fs} \quad (I.5)$$

- Pertes par effet joule dans le rotor :

$$P_{jr} = g \cdot P_{tr} \quad (I.6)$$

- Pertes constantes (pertes mécaniques + pertes fer) : P_c (mesurée à partir d'un essai à vide)

- Puissance mécanique utile :

$$P_u = P_a - \sum p = (1 - g) \cdot P_{tr} - p_m = P_a - (p_{js} + p_{fs} + p_{jr} + p_m) \quad (I.7)$$

- Couple moteur (électromagnétique) :

$$C = C = \frac{P_{tr}}{\Omega_s} \quad (I.8)$$

- Couple utile :

$$C_u = \frac{P_u}{\Omega} \quad (I.9)$$

- Couple des pertes :

$$C_p = C - C_u = \frac{P_{méc}}{\Omega} \quad (I.10)$$

- Le rendement :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (I.11)$$

La conversion d'une forme d'énergie dans une autre est parfois possible dans les deux sens ; on parle alors de moteur réversible. Cependant le rendement d'une machine réversible est souvent inférieur à celui d'un moteur conçu pour une conversion dans un seul sens.

I.7 Avantages et inconvénients du moteur asynchrone

On ne peut pas parler d'avantages d'un moteur asynchrone sans définir le domaine d'utilisation du dit moteur

En ce qui concerne le choix d'un moteur pour une application donnée, il est intéressant de signaler les avantages et les inconvénients de ces moteurs.

Pour certaines applications l'asynchrone peut posséder des avantages alors que dans d'autres utilisations, il les perd.

I.7.1 Avantages

- Aucun contact électrique mobile, donc pas d'étincelle et très peu d'usure, de freinage et d'entretien ;
- Économies d'énergie, écoconception, développement durable, donc un bon rendement cote puissance et finance ;

- Robustesse ;
- Utilisation dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car elle offre le meilleur rapport qualité prix ;
- Le rotor est constitué de barre en court-circuit (dit à cage d'écureuil) Certains gros moteurs ont la possibilité d'ajouter des résistances en série pour diminuer le courant dans le rotor donc le courant d'alimentation « moteur à bagues » ;
- Pas de phénomène de « défretage » qui apparait lors d'utilisation à vitesse élevé ;
- Présente un taux de défaillance très peu élevé ;
- Conserve presque sans modification ses parties constitutives essentielles et elle a aussi l'avantage d'être standardisée.

I.7.2 Inconvénients

- La vitesse dépend de la fréquence d'alimentation et de la variation de la charge ;
- Dispositif plus complexe et plus couteux placé en amont pour avoir la vitesse souhaité ;
- Le courant d'enclenchement peut atteindre six fois le courant nominal au démarrage;
- Temps de démarrage long pour les moteurs de moyenne et grande puissance;
- La consommation importante de puissance réactive, même aux faibles charges ;
- Dispositif de freinage ou l'ajout d'une DRL à la rupture de l'alimentation.

MAS peuvent parfois présenter différents types de défauts, ces défauts peuvent être soit d'origine électrique, soit d'origine mécanique.

Les défauts rotoriques

- Cassure de Barre ;
- Les défauts d'excentricités statiques et dynamiques :

Excentricité statique: le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe ;

Excentricité dynamiques : le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe ;

- Défauts au niveau des roulements ;

Les défauts statoriques

- Courts-circuits inter-spores, phase et le neutre, phase et la carcasse métallique deux phases statoriques ;

- Dégradation des isolants ;

I.8 Domaines d'application

- Grand standard industriel ;
- Entraînements divers ;
- Parfois utilisée comme génératrice dans les éoliennes ;
- Traction électrique (Eurostar, TGV POS, TGV Duplex Dasye notamment) ;
- Propulsion des navires ;
- Propulsion électrique automobile (Tesla Roadster notamment) ;
- Machines-outils ;
- Ascenseurs ;
- Treuils ;
- Pompes ;
- Électroménager ;
- Chariots élévateurs.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentés quelques généralités sur la machine asynchrone, en particulier le moteur asynchrone à cage d'écureuil triphasé.

On remarque que le MAS possède de nombreux avantages et occupe presque tous les domaines des moteurs électriques et peut les perdre par son inconvénient majeur qui est la vitesse.

Comme notre travail porte sur la variation de la vitesse du MAS, il faut disposer d'un modèle mathématique le plus fidèle possible, décrivant le comportement de la machine et du convertisseur statique qui est l'onduleur MLI. Ce qui sera l'objet du chapitre suivant.

*Modélisation de la machine
asynchrone et de l'onduleur*

II.1 Introduction

L'étude du comportement d'un système est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés. Nous devons disposer d'un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement réel de ce système.

La modélisation de la machine asynchrone est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif. Pour certaines raisons, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (à définir et à respecter) peuvent être adoptées dans l'élaboration des modèles mathématiques. Vue la diversification des convertisseurs d'énergie électrique, nous modéliserons le convertisseur statique qui est l'onduleur de tension à commande MLI contrôlé par la technique de modulation sinus-triangle. Qui fera objet de ce chapitre [Ard10].

II.2 Description de la machine asynchrone

La machine asynchrone se compose d'un stator portant un enroulement triphasé identiques et décalés d'un angle électrique $= 60^\circ$, et d'un rotor à cage d'écureuil. La **figure II.1** représente schématiquement les six enroulements dans l'espace électrique de la machine asynchrone [Ami09].

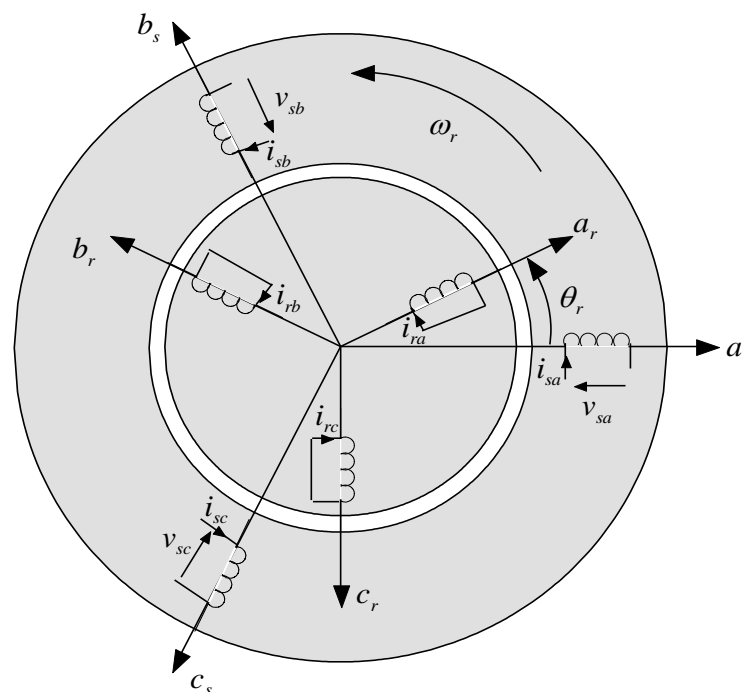


Figure II.1 - Représentation schématique des enroulements de la machine asynchrone.

L'angle θ_r représente la position du rotor (phase a_r) par rapport au stator (phase a_s) couplé en étoile.

II.3 Hypothèses simplificatrices et conventions

La machine asynchrone avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte.

Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes [Ami08]:

- ❖ La machine est constituée d'un stator et d'un rotor cylindrique et coaxiaux dont les enroulements sont symétriques, triphasés et répartis d'une façon sinusoïdale dans les encoches ;
- ❖ L'épaisseur de l'entrefer est uniforme ce qui conduit à une perméance d'entrefer constante ;
- ❖ L'induction dans l'entrefer est à répartition sinusoïdale ;
- ❖ La composante homopolaire du courant est nulle ;
- ❖ On prend en compte que les fondamentaux des grandeurs alternatives seulement ;
- ❖ On prend en compte que des pertes joules dans la machine ;
- ❖ On néglige les pertes fer ;
- ❖ L'adoption de la convention « récepteur » pour les deux enroulements ;
- ❖ L'effet d'encoche est négligeable ;
- ❖ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire) [Vid04] [Abd97] ;
- ❖ Machine de construction symétrique ;
- ❖ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables (inductances constantes).

II.4 Modèle triphasé de la machine asynchrone

II.4.1 Equations électriques

Les équations électriques des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques s'écrivent [Ben03] :

➤ **Au stator**

$$\begin{cases} v_{sa} = r_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa} \\ v_{sb} = r_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb} \\ v_{sc} = r_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

➤ **Au rotor**

$$\begin{cases} v_{ra} = r_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \varphi_{ra} = 0 \\ v_{rb} = r_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \varphi_{rb} = 0 \\ v_{rc} = r_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \varphi_{rc} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Soit on écriture matricielle :

$$\begin{cases} [v_s] = [r_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \\ [v_r] = [r_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; [r_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}; [r_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix};$$

$$[\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}; [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}.$$

r_s, r_r : Résistance propre par phase statorique et rotorique ;

$[v_s], [v_r]$: Vecteurs des tensions des phases statoriques et rotoriques ;

$[\varphi_s], [\varphi_r]$: Vecteurs des flux statoriques et rotoriques ;

$[i_s], [i_r]$: Vecteurs des courants des phases statoriques et rotoriques.

II.4.2 Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants. L'écriture matricielle ci-dessous résume les équations des flux statoriques :

$$[\varphi_s] = [l_s][i_s] + [m_{sr}][i_r] \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$[l_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}; [m_{sr}] = \begin{bmatrix} m_{aa} & m_{ab} & m_{ac} \\ m_{ba} & m_{bb} & m_{bc} \\ m_{ca} & m_{cb} & m_{cc} \end{bmatrix}.$$

De façon similaire, on aura les équations des flux rotoriques :

$$[\varphi_r] = [l_r][i_r] + [m_{rs}][i_s] \quad (\text{II.5})$$

Où,

$$[l_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}; [m_{rs}] = \begin{bmatrix} m_{aa} & m_{ba} & m_{ca} \\ m_{ab} & m_{bb} & m_{cb} \\ m_{ac} & m_{bc} & m_{cc} \end{bmatrix}$$

Et

$L_s = \frac{3}{2} l_s$: Inductance propre d'une phase statoriques ;

$L_r = \frac{3}{2} l_r$: Inductance propre d'une phase rotorique ;

$M = \frac{3}{2} m$: Inductance mutuelle propre entre deux phases statoriques ;

Pour l'ensemble stator et rotor, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} [\varphi_s] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [l_s] & [m_{sr}] \\ [m_{rs}] & [l_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

La matrice d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor est donnée par :

$$[m_{sr}] = m. \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

M : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor obtenue lorsque les axes en question coïncident.

$$[m_{sr}] = [m_{rs}]^t$$

II.4.3 Equations mécanique

L'équation fondamentale du mouvement de la machine est donnée par [Ami09] :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad (\text{II.9})$$

D'autre part :

$$\omega_r = (d\theta_r)/dt \quad (\text{II.10})$$

II.5 Modèle biphasé de la machine asynchrone

II.5.1 Transformation de Park

La modélisation de la machine asynchrone passe par la transformation d'un système triphasé au système biphasé et inversement, avec la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales, pour cela on applique les matrices de passage de Park directe et inverse suivantes [Aou02] :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$\theta = \theta_s$: Grandeurs statoriques ;

$\theta = \theta_r$: Grandeurs rotoriques.

Le changement de variables relatifs aux courants, aux tensions et aux flux est donné par la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix}.$$

X : peut être la grandeur de tension, courant ou flux ;

o : indice de l'axe homopolaire.

II.5.2 Modèle de la machine asynchrone selon le système d'axes généralisé (u, v)

La **figure II.2** représente le modèle généralisé de la machine asynchrone selon le système d'axe (u, v) tournant à la vitesse ω_{coor} [Ami09].

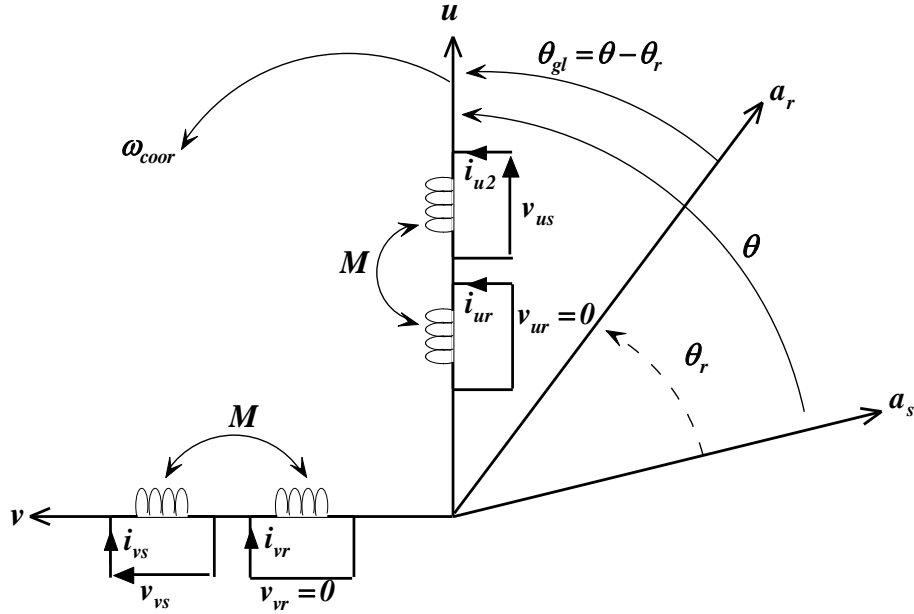


Figure II.2 - Représentation du modèle généralisé de la machine asynchrone selon les axes (u, v).

Avec :

$$\theta = \int_0^t \omega_{coor} dt : \text{Angle entre les systèmes d'axes biphasé et triphasé ;}$$

ω_{coor} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axe biphasé par rapport au système d'axe triphasé.

Les systèmes d'équations différentielles de la machine asynchrone selon (u, v) tournant à la vitesse ω_{coor} sont :

II.5.2.a Système d'équations électriques

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{us} = R_s i_{us} + \frac{d}{dt} \varphi_{us} - \omega_{coor} \varphi_{vs} \\ v_{vs} = R_s i_{vs} + \frac{d}{dt} \varphi_{vs} + \omega_{coor} \varphi_{us} \\ v_{ur} = R_r i_{ur} + \frac{d}{dt} \varphi_{ur} - (\omega_{coor} - \omega_r) \varphi_{vr} \\ v_{vr} = R_r i_{vr} + \frac{d}{dt} \varphi_{vr} + (\omega_{coor} - \omega_r) \varphi_{ur} \end{array} \right. \quad (\text{II.13})$$

II.5.2.b Système d'équations magnétiques

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{us} = L_s i_{us} + M i_{ur} \\ \varphi_{vs} = L_s i_{vs} + M i_{vr} \\ \varphi_{ur} = L_r i_{ur} + M i_{us} \\ \varphi_{vr} = L_r i_{vr} + M i_{vs} \end{array} \right. \quad (\text{II.14})$$

II.5.3 Choix du système d'axes

Pour étudier le comportement des machines électriques, il est recommandé de choisir un système d'axes de référence qui permet d'aboutir au système différentiel le plus simple possible, car le résultat final est indépendant du choix du système de coordonnées. On trouve que le calcul peut être plus ou moins complexe.

A partir du système d'axe (u, v) on peut avoir d'autres axes qui sont des cas particuliers.

Dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles :

- Référentiel fixé par rapport au stator : $\omega_{\text{coor}}=0$;
- Référentiel fixé par rapport au rotor : $\omega_{\text{coor}}=\omega_r$;
- Référentiel fixé par rapport au champ tournant : $\omega_{\text{coor}}=\omega_s$.

Cette dernière représentation qui fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, la conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du référentiel par rapport aux divers axes de flux.

II.5.3.a Système d'axes (α, β)

Ce système est immobile par rapport au stator, alors :

$$\omega_{\text{coor}} = 0 \rightarrow \theta = 0$$

II.5.3.b Système d'axes (x, y)

Celui-ci est immobile par rapport au rotor, d'où :

$$\omega_{\text{coor}} = \omega_r \rightarrow \theta = \int_0^t \omega_r dt$$

II.5.3.c Système d'axes (d, q)

Ce dernier est immobile par rapport au champ électromagnétique créée par les enroulements statoriques, donc :

$$\omega_{\text{coor}} = \omega_s \rightarrow \theta = \int_0^t \omega_s dt$$

II.5.4 Modèle biphasé de la machine lié au système d'axes (d, q)

En remplaçant dans les systèmes d'équations (II.13) et (I.14) ω_{coor} par ω_s et les indices (u, v) par (d, q) , on obtient :

II.5.4.a Equations électriques

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

II.5.4.b Equations magnétiques

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

En introduisant le système d'équations (II.16) dans (II.15), et en posant $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$ et $p = \frac{d}{dt}$, on trouve :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s p i_{ds} + M p i_{dr} - \omega_s (L_s i_{qs} + M i_{qr}) \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s p i_{qs} + M p i_{qr} + \omega_s (L_s i_{ds} + M i_{dr}) \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + L_r p i_{dr} + M p i_{ds} - \omega_{gl} (L_r i_{qr} + M i_{qs}) \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + L_r p i_{qr} + M p i_{qs} + \omega_{gl} (L_r i_{dr} + M i_{ds}) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

L'écriture sous forme matricielle est :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & -\omega_{gl} M & R_r & -\omega_{gl} L_r \\ \omega_{gl} M & 0 & \omega_{gl} L_s & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}.$$

D'où,

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} - \omega_{gl} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

En mettant le système (II.17) sous forme d'équation d'état, on trouve :

$$[\dot{I}] = [L]^{-1} \{ [B][U] - \omega_{gl}[C][I] - [D][I] \} \quad (\text{II.18})$$

Tel que :

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [U] = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} \quad [D] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix} \quad [I] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}; [\dot{I}] = p[I] \quad [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

II.5.5 Puissance absorbée et couple électromagnétique

La puissance absorbée par le MAS selon le système d'axes (d, q) , tout en négligeant les composantes homopolaires est exprimée par [Ami08] :

$$P_a = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \quad (\text{II.19})$$

En remplaçant les tensions v_{ds} et v_{qs} par leurs expressions (II.15) dans (II.19), on aura :

$$P_a = \{ R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \} + \left\{ i_{ds} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \right\} + \{ \omega_s (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \} \quad (\text{II.20})$$

L'expression (II.20) se compose de trois termes :

- le premier terme correspond aux pertes par effet Joule ;
- le second représente la variation de l'énergie électromagnétique ;
- le dernier terme est la puissance électromagnétique (P_{em}).

Sachant que $C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s}$ et $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ on a :

$$C_{em} = p \frac{P_{em}}{\omega_s}$$

En introduisant le dernier terme de l'expression (II.20) dans l'équation précédente on aura :

$$C_{em} = P(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds})$$

En simplifiant on aboutit

$$C_{em} = PM(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \quad (\text{II.23})$$

En remplaçant les courants rotoriques par leurs expressions (I.18) :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr}i_{qs} - \varphi_{qr}i_{ds}) \quad (\text{III.24})$$

II.6 Onduleur de tension triphasé à MLI

II.6.1 Principe de fonctionnement

On regroupant trois demi-ponts monophasés, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs. Cet onduleur fonctionnant en MLI est très utilisé pour alimenter à tension et fréquence variables des récepteurs triphasés équilibrés.

Donc dans un onduleur à MLI au lieu de former chaque alternance d'une tension de sortie avec seul créneau rectangulaire, on la forme de plusieurs créneaux de largeur convenables. Le schéma de l'onduleur reste le même, c'est la commande des interrupteurs qui est modifiée.

La multiplication du nombre d'impulsion formants chacune des alternances d'une tension de sortie présente deux avantages :

- Elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de la sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

II.6.2 Modulation de largeur d'impulsion

La technique de modulation de largeur d'impulsion permet de reconstituer des grandeurs telles que les tensions à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

La MLI, permet alors de s'approcher du signal désiré (onde sinusoïdale). Le contenu harmonique généré par une onde MLI entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, perte joule).

Elles génèrent dans les machines tournantes des oscillations de couple, des bruits acoustiques et résonance électromagnétique, elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système.

Il faut donc minimiser ses harmoniques.

Il existe plusieurs catégories de la MLI, dans notre étude nous nous intéressons à la technique de la MLI sinusoïdale.

II.6.2.a Principe de fonctionnement

Considérons un demi-pont monophasé **Figure II.3.a** formé de deux interrupteurs K_1 et K'_1 complémentaires et délivrant une tension $V_A - V_O$ égale à $+U/2$ ou à $-U/2$.

En MLI, on détermine les instants de fermeture de K_1 et K'_1 par les intersections :

- D'une onde de référence $(V_A - V_O)_w$ représentant la tension désirée de fréquence f ;
- Avec une onde de modulation (ou porteuse) M , de fréquence f' nettement supérieure à f , de forme triangulaire et d'amplitude égale à $U/2$ (**Figure II.3.b**).

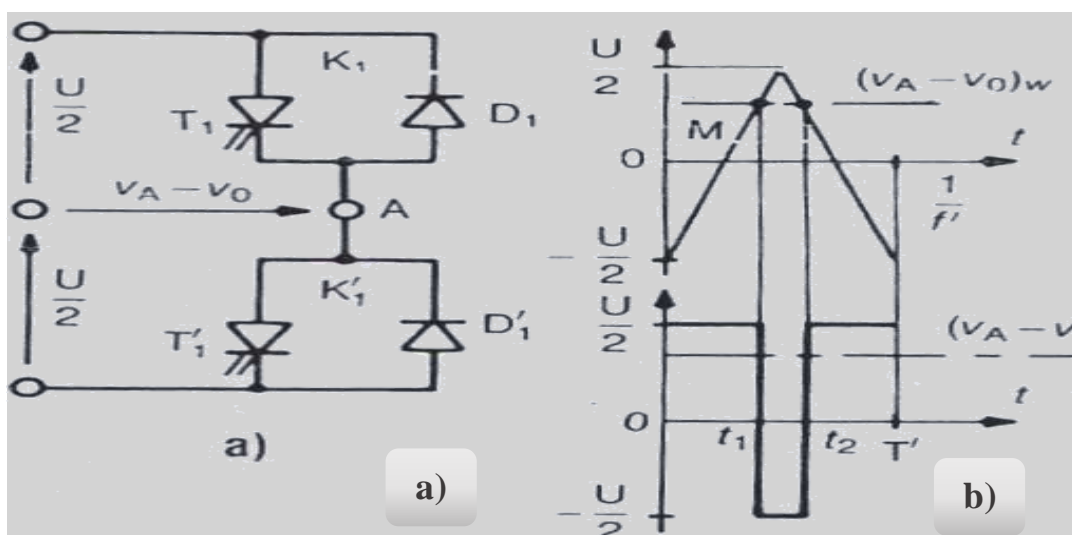


Figure II.3 – Obtention de la valeur moyenne d'une tension d'alimentation.

Les intersections de $(V_A - V_O)_w$ avec M croissant déterminent les instants de fermeture de K'_1 et donc le début des intervalles à $V_A - V_O$ égale à $-U/2$.

Les intersections de $(V_A - V_O)_w$ avec M décroissant déterminent les instants de fermeture de K_1 et donc le début des intervalles à $V_A - V_O$ égale à $+U/2$.

✓ D'après la **figure II.3.b**, on peut montrer facilement la valeur moyenne de $V_A - V_O$:

$$(V_A - V_O)_{moy} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \frac{U}{2} dt \quad (\text{II-25})$$

$$(V_A - V_O)_{moy} = (U/2 \cdot T') \cdot [T' - (t_2 - t_1)] = (V_A - V_O)_w$$

Avec : T : période de l'onde de modulation.

Et T' : demi-période de l'onde de modulation.

Dans la technique de la MLI sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande des interrupteurs : m et r .

m : c' est l'indice de modulation, il est égale au rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence du la référence $m = \frac{f'}{f}$

r : c' est le coefficient de réglage en tension, il est égale au rapport de l'amplitude de la référence à la valeur max, $(U/2)$ de l'onde de porteuse, qui est elle-même égale à l'amplitude de créneau de la tension de sortie.

✓ On dit que la modulation est synchrone si f' est un multiple entier de f , sinon la modulation est asynchrone

II.6.2.b Tensions de sortie

II.6.2.b.1 Formes d'ondes

En modulation synchrone, on adopte une valeur de l'indice de modulation multiple de trois pour que les trois tensions $V_A - V_O$, $V_B - V_O$, $V_C - V_O$ soient identiques à un tiers de leur période près ; cette identité se retrouvée alors avec les tensions V'_{BA} , V'_{CB} , V'_{AC} ou avec les tensions V'_A , V'_B , V'_C .

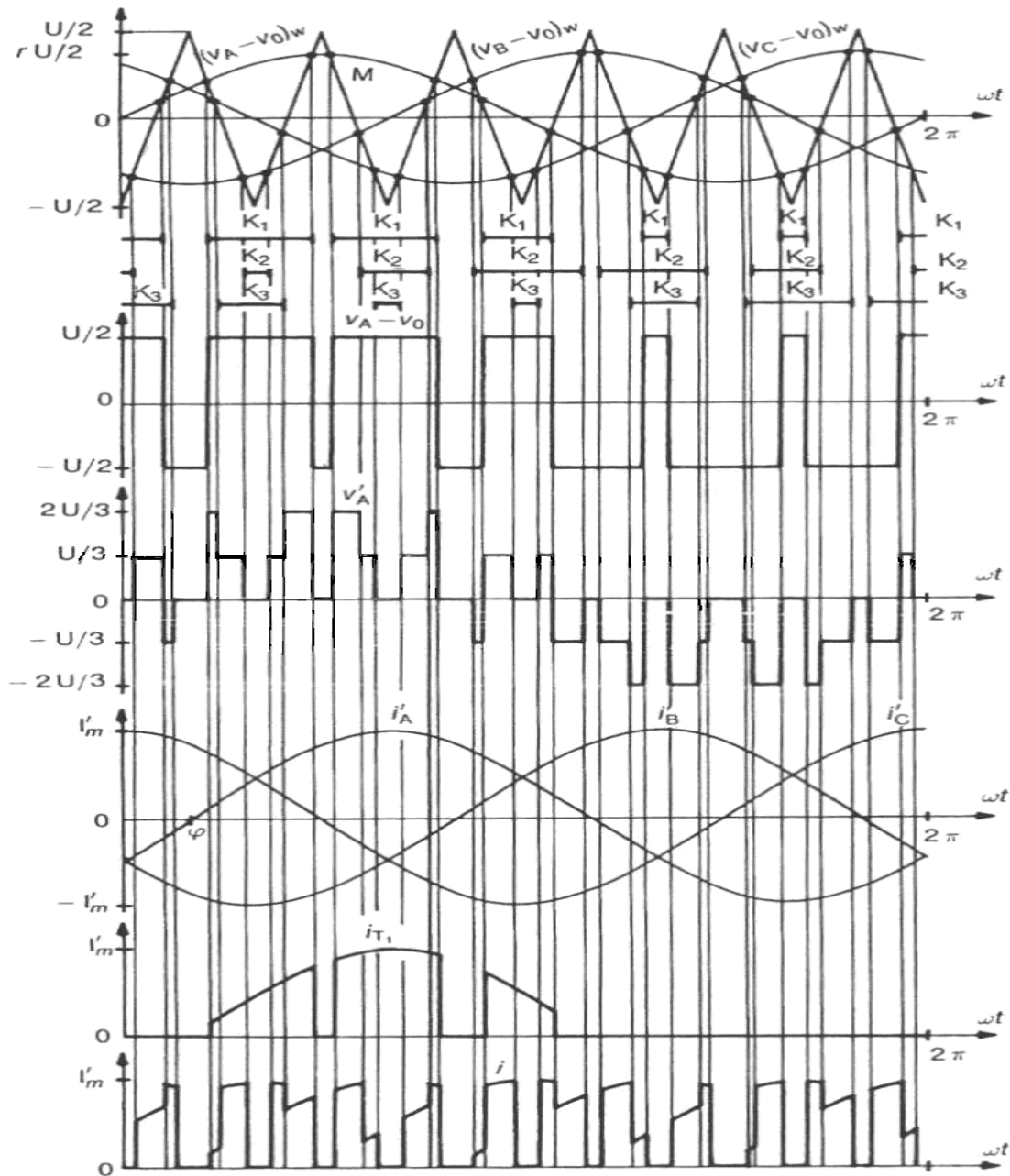


Figure II.4 – Forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur.

Les intervalles de fermeture des interrupteurs K_1, K_2, K_3 et K'_1, K'_2, K'_3 sont complémentaires.

II.6.2.b.2 Fondamental

Le fondamental des tensions V'_A, V'_B, V'_C est le même que celui des tensions $(V_A - V_0), (V_B - V_0), (V_C - V_0)$.

Dès que m est suffisant (égal ou supérieur à 6) ce fondamental est pratiquement égal à la tension de référence et a donc pour valeur efficace.

$$V_1' = \frac{1}{\sqrt{2}} r \frac{U}{2} \quad (\text{II.26})$$

A tension U d'entrée donnée, la MLI permet de faire varier la valeur des tensions de sortie, c'est-à-dire, quand r va de 0 à 1, V_1' va de 0 à $\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{U}{2}$.

La valeur maximale du fondamental est inférieure à sa valeur $\frac{\sqrt{2}U}{\pi}$ obtenue avec la commande en pleine onde. On dit qu'il y a un "déchet de tension".

$$\text{Celui-ci :} \quad \frac{\sqrt{2}.U}{\pi} - \frac{U}{2\sqrt{2}} \quad (\text{II.27})$$

Représente 21.5% de $\frac{\sqrt{2}.U}{\pi}$.

II.7 Simulation et interprétation des résultats du comportement du moteur lié directement au réseau

La **figure II.5** représente l'évolution des caractéristiques du MAS alimenté directement par le réseau. Les résultats montrés sur les figures ci-dessous sont celles simulé avec Matlab/Simulink, obtenus par le modèle basé sur les équations qui sont obtenues avec la transformation de Park lié au champ tournant, d'une machine de puissance nominale de 1.5 kW.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 156.2 rad/s (très proche de celle du synchronisme) à $t=0,3$ s (début du régime permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 45 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.16 s où il rejoint 25,6 N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 1.265 N.m, qui est due aux frottements. Les courants statoriques présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 fois le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Les courants statoriques suivant les axes direct et en quadrature, évoluent d'une façon à peu près analogue à l'évolution de la vitesse ; néanmoins, on remarque de faibles oscillations au niveau de ces derniers durant approximativement 0.2s. L'évolution des flux rotoriques est presque identique à celle du couple électromagnétique ; en fin du régime transitoire, les flux selon les deux axes (d,q) se stabilisent respectivement à -1.1 Wb et à -0.04 Wb.

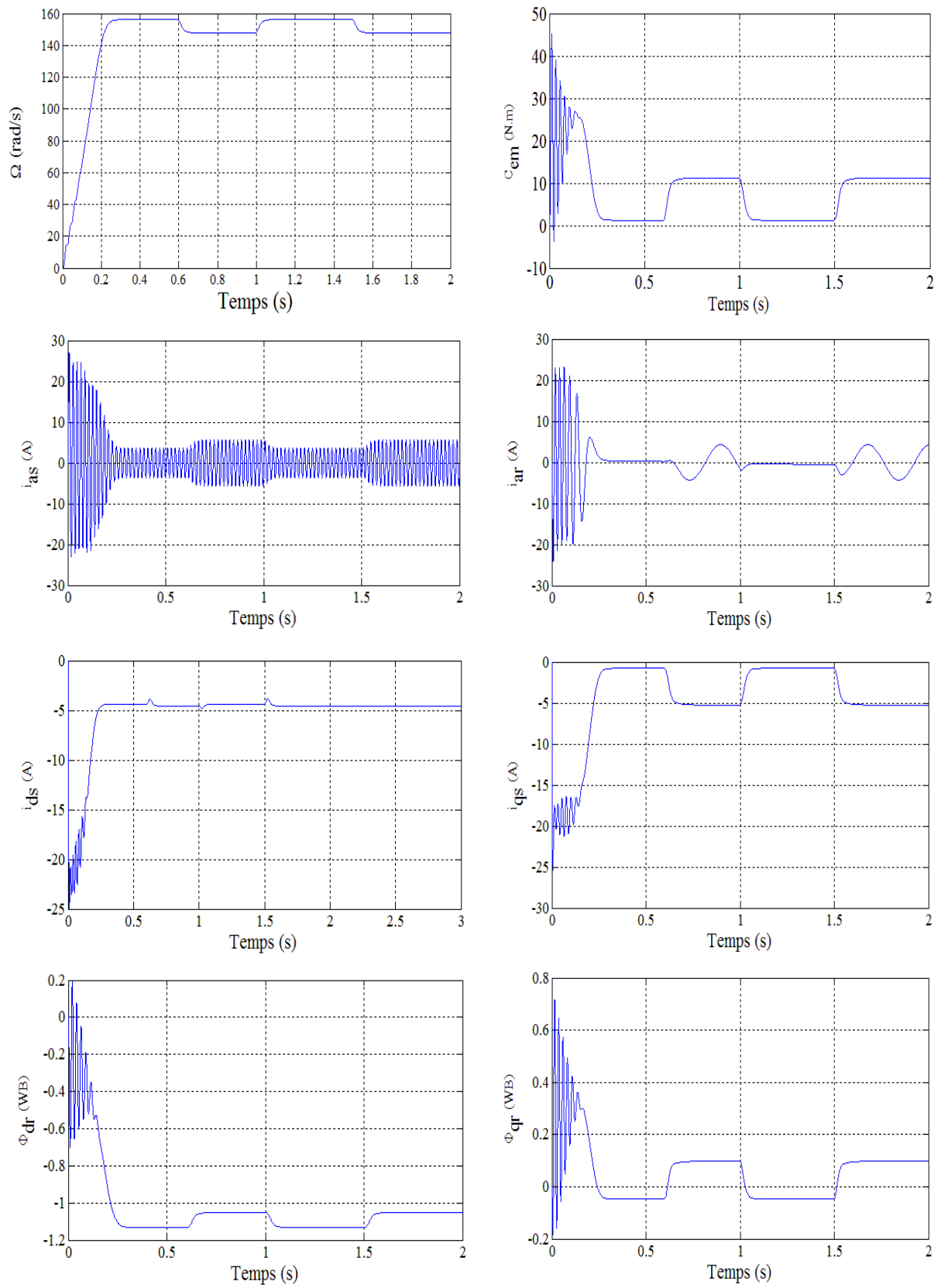


Figure II.5 – Evolution des caractéristiques du MAS relié directement au réseau triphasé.

En appliquant la charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à partir de l'instant $t = 0.6 \text{ s}$, on constate que la vitesse et les courants selon (d, q) diminuent et se stabilisent respectivement à $\Omega = 147.5 \text{ rad/s}$, $i_{ds} = -4.8 \text{ A}$ et $i_{qs} = -0.1 \text{ A}$; par contre, des augmentations sont observées par le couple électromagnétique, les courants statoriques et par les flux rotoriques selon (d, q) , qui se stabilisent respectivement à $C_{em} = 11.2 \text{ N.m}$ (légèrement supérieur au couple de charge) $i_{as} = 5.5 \text{ A}$, $\Phi_{dr} = -1.1 \text{ Wb}$ et $\Phi_{qr} = 0.086 \text{ Wb}$. Cependant, en fonctionnement moteur, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide (à vide il n'excède pas 1% alors qu'en charge 6%).

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous venons de faire la modélisation, de la machine asynchrone à l'aide des hypothèses simplificatrices, en utilisant la transformation de Park, basé sur la théorie unifiée des machines électriques, et du convertisseur statique.

On remarque que la caractéristique du MAS alimenter par une source alternative triphasée atteint rapidement son régime permanent et on peut dire que c'est un moteur synchrone à vide vue que la vitesse est très proche de la vitesse de synchronisme. Au moment où on applique la charge, on remarque son influence sur les grandeurs des caractéristiques du MAS qui sont la diminution de la vitesse et du courant quadratique, la légère variation du courant direct l'augmentation des autres grandeurs.

En résumé, l'augmentation de la charge fait diminuer la vitesse (Augmentation du glissement → plus de variation du flux dans un matériau conducteur → de courant dans le rotor et de couple)

Le chapitre suivant sera consacré à l'application de la commande par mode de glissement au MAS et de tester sa robustesse.

*Application de la commande
par mode de glissement sur un
MAS triphasé*

III.1 Introduction

La commande par mode glissant est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable (SSV). Les premiers travaux sur ce type de commande ont été menés dans l'ancienne U.R.S.S. à partir des années soixante. Elle est basée essentiellement sur la résolution des équations différentielles à second membre discontinu, initiée par le mathématicien soviétique A. G. Filippov [Fill60]. Le véritable essor de l'utilisation de cette technique date de la parution des livres d'Iktis [Ikt76] et d'Utkin [Utk92]. L'intérêt de cette commande ne cesse d'augmenter en raison de sa simplicité d'élaboration et ses multiples applications dans l'automatique ou de l'électronique de puissance [ouk12].

Dans ce chapitre, nous allons appliquer la commande par mode de glissement sur le MAS et tester sa robustesse.

III.2 Principe de fonctionnement

C'est un système pouvant changer de structure en faisant commuter sa commande entre deux valeurs, suivant le signe d'une fonction des coordonnées du système dans l'espace de phase.

Dans les SSV, on peut distinguer deux configurations de base différentes. La première configuration change la structure au niveau de la contre réaction d'état et la seconde par la commutation au niveau de l'organe de commande.

III.2.1 Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable :

L'organe de commande reçoit dans ce cas une tension de commande U qui commute rapidement entre deux variables U_1 et U_2 , voir la **figure III.1**, ce qui peut provoquer des fortes sollicitations de l'organe de commande, cet inconvénient empêche très souvent une réalisation pratique de cette configuration.

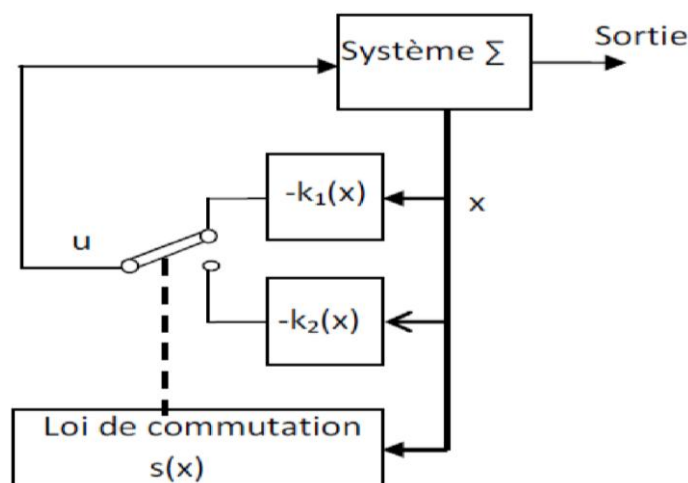


Figure III.1 - Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable [Buh86].

Σ : système à commander ;

$S(x)$: surface de glissement ;

U : signale de commande ;

X : vecteur d'état global de dimension n_s .

En partant que $s(x)$ est positive ou négative, la commande U est donnée par :

$$U = \begin{cases} U_1 = -K_1^T x & \text{pour } s(x) > 0 \\ U_2 = -K_2^T x & \text{pour } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$K_{1,2}^T$: gain du retour d'état.

III.2.2 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande :

Une autre configuration, où le changement de la structure se fait par commutation au niveau de l'organe de commande, est représentée à la **figure III.2**.

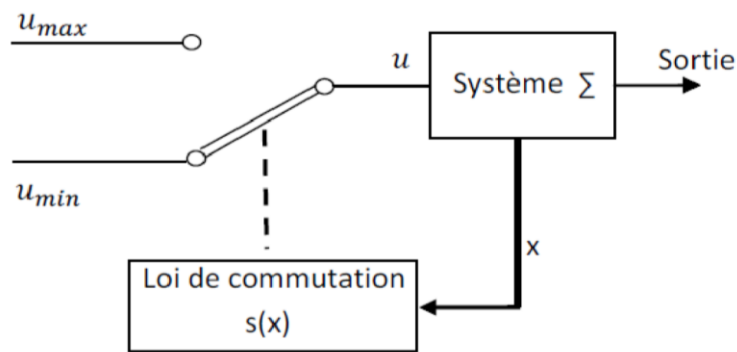


Figure III.2 - Configuration avec changement de structure par commutation de l'organe de commande [Buh86]

Dans ce cas l'organe de commande (O.CM) doit être conçu de sorte que la grandeur de commande U ne prenne que deux valeurs U_{max} et U_{min} . La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon :

$$U = \begin{cases} U_{max} & \text{si } s(x) > 0 \\ U_{min} & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

On peut la représenter dans la **figure III.3**

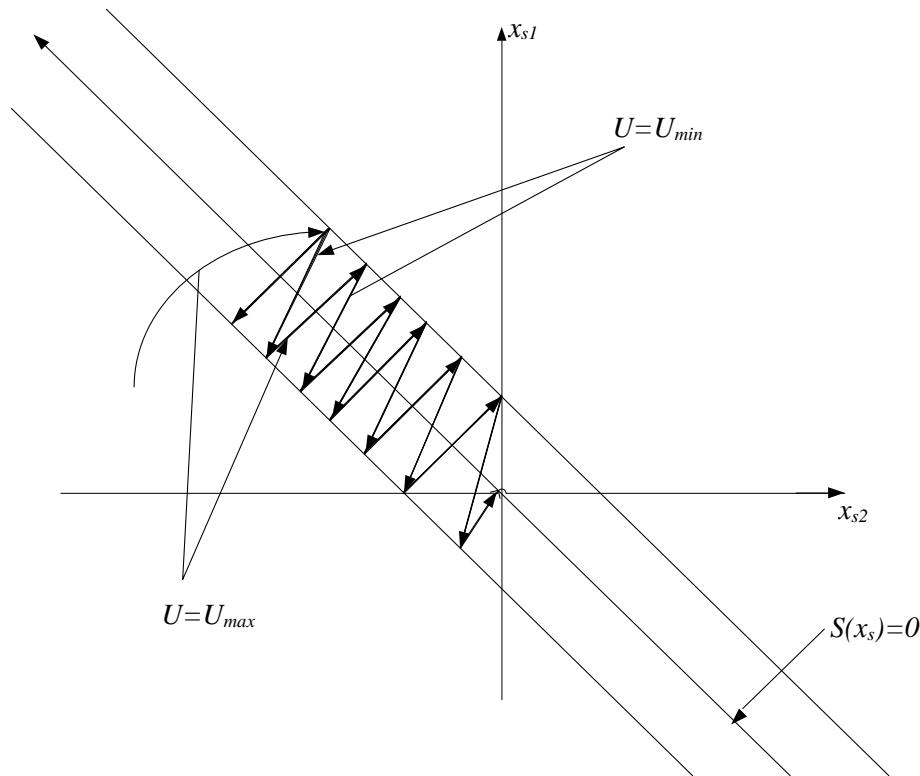


Figure III.3 - Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface de glissement.

III.3 Domaine d'application du réglage par mode glissant [Buh86]

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

Les entraînements électriques pour les machines électriques, ou robots, entraînements qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation).

Il faut mentionner que dans certains domaines tels que : les processus chimiques, où il y a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions, le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages qui sont :

- Robustesse et rejet de la perturbation.
- Le choix de la surface de commutation est assez libre.
- La commande est atténuée par la présence de la commande équivalente.
- On peut étendre la technique à des surfaces autres que des droites, de dimension quelconque.

III.4 Principe de la commande par mode glissant

La commande de tels systèmes par mode de glissement a en général deux modes de fonctionnement **figure III.4** :

- Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC).
- Le mode glissant (sliding mode).

Ainsi, la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant [Arz] [Den04].

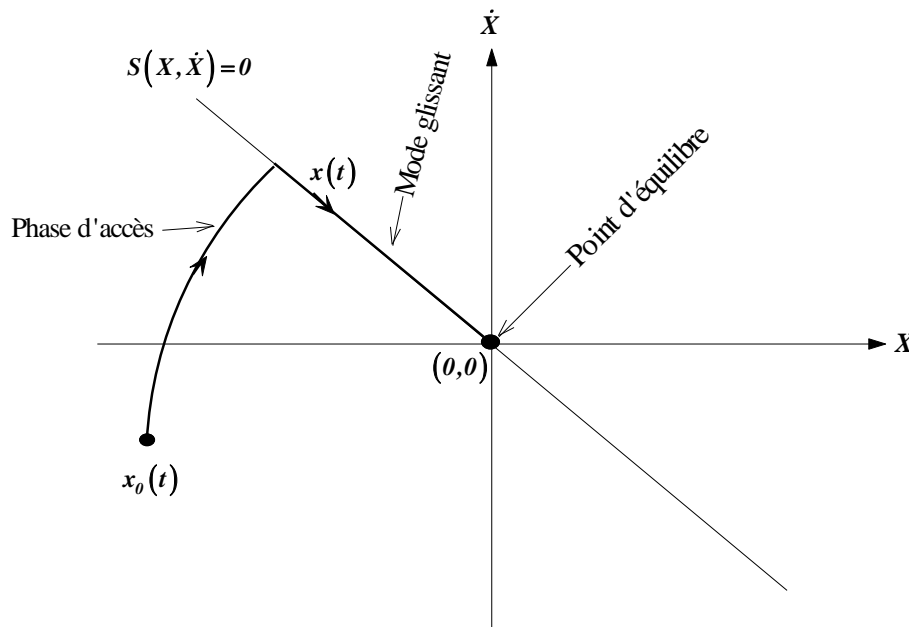


Figure. III.4 – Mode de fonctionnement dans le plan de phase [Ami08].

III.5 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [Sai06] [Nem02]:

- Choix des surfaces de glissement;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant;
- Détermination de la loi de commande.

III.5.1 Choix des surfaces de glissement :

On considère le modèle d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{III.3})$$

Où $[X] \in R^n$ est le vecteur d'état, $[U] \in R^m$ le vecteur de commande, avec $n > m$.

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $[U]$. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x^* , plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [Ben96] [Ber13]:

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

Avec :

λ_x : Gain positif;

$e(x) = x^* - x$: Écart de la variable à réguler ;

r : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande, tel que : $\frac{\partial s}{\partial x} \neq 0$ assurant la contrôlabilité ;

$S(x)$: est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ_x et c'est l'objectif de la commande.

III.5.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation externes et des variations paramétriques [Ker05]. On présente deux types de conditions qui sont :

III.5.2.a Approche directe :

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme [Fna06] [Arz] :

$$s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0 \quad (\text{III.5})$$

III.5.2.b Approche de Lyapunov :

Il s'agit de choisir une fonction 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 fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaire. En définissant par exemple une fonction de Lyapunov pour le système comme suit :

$$v(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{III.6})$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = s(x) \cdot \dot{s}(x) \quad (\text{III.7})$$

Pour que la fonction de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0 \quad (\text{III.8})$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [col94].

III.5.3 Détermination de la loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande.

De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode glissant est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et une deuxième stabilisante (U_n), cette dernière est importante dans la technique de la commande par mode glissant, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations.

Donc, on a :

$$U(t) = U_{eq}(t) + U_n(t) \quad (\text{III.9})$$

Tel que :

$U_{eq}(t)$: est la commande équivalente, elle est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{s}(x)=0$.

$U_n(t)$: est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0$. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement.

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée de grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre U_{max} et U_{min} (voir la **figure III.5**).

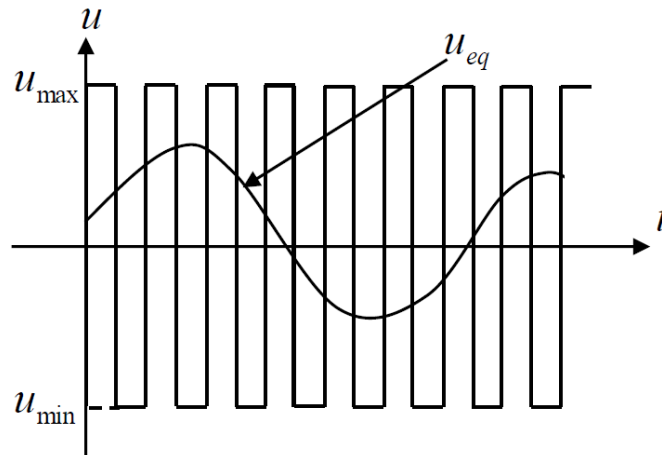


Figure III.5 - Valeur continue $U_{eq}(t)$ prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min} [Ben05].

Pour mettre en évidence le développement précédent, on considère le modèle d'état (III.1), on cherche à déterminer l'expression de la commande U .

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} \quad (\text{III.10})$$

En remplaçant (III.3) et (III.9) dans (III.10), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} \{ [A][X] + [B] U_{eq} \} \frac{\partial S}{\partial X} [B] U_n \quad (\text{III.11})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [A][X] \right\} \quad (\text{III.12})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial S}{\partial X} [B] \neq 0 \quad (\text{III.13})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.11), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} [B] U_n \quad (\text{III.14})$$

Et la condition d'attractivité $S(x)\dot{S}(x) < 0$ devient :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} [B] U_n < 0 \quad (\text{III.15})$$

Afin de satisfaire la condition d'attractivité, le signe de 'U_n' doit être opposé à celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x}$ [B]. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction sign (**figure III.6**).

$$U_n = K_x \text{sign } S(x) \quad (\text{III.16})$$

Tel que :

$$\text{sign} = \begin{cases} 1 & x < 0 \\ -1 & x > 0 \\ \infty & x = 0 \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Avec, K_x un gain positif.

Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de chattering).

Le signe de K_x doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x}$ [B].

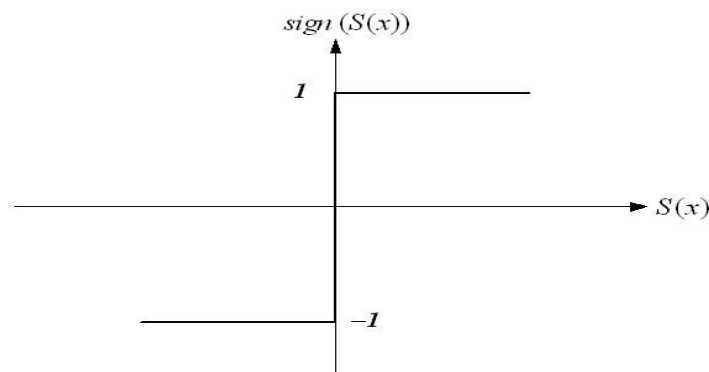


Figure III.6 – Représentation de la fonction “sign” (non linéarité tout ou rien) [Nez06].

Cependant, la fonction “sign” génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé réticence (ou « chattering » en anglais), qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes hautes fréquences. La **figure III.7** représente le phénomène réticence broutement [Ami08] [Wit00].

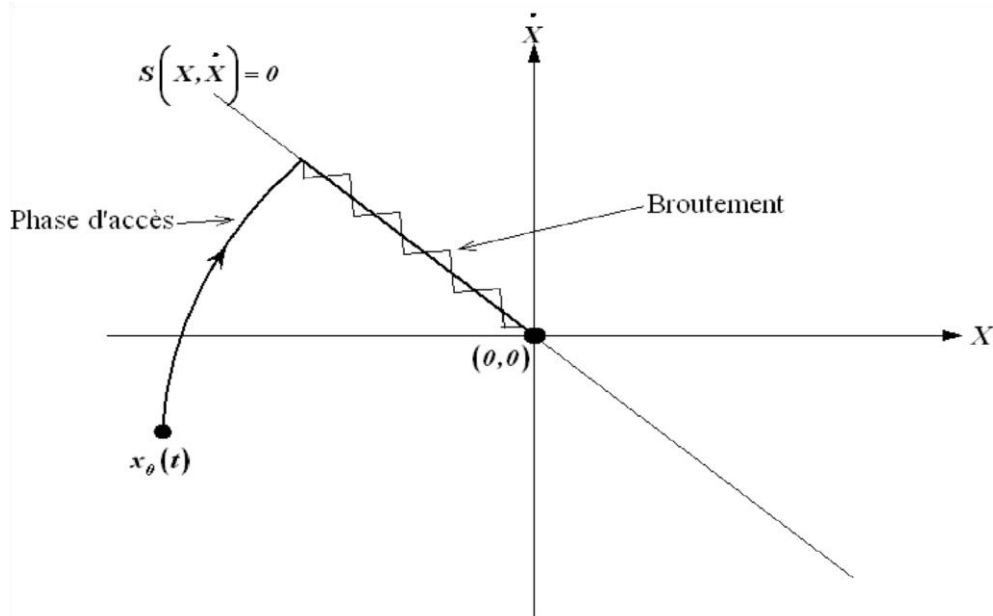


Figure III.7 - Phénomène de broutement [Nez06].

Néanmoins, le broutement peut être réduit (ou éliminé) en remplaçant la fonction sign par une fonction de saturation adéquate qui filtre ces hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (**figure III.8**).

$$sat(S(x)) = \begin{cases} 1 & S(x) > \xi \\ -1 & \text{si } S(x) < -\xi \\ \frac{S(x)}{\varepsilon} & |S(x)| \leq \xi \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

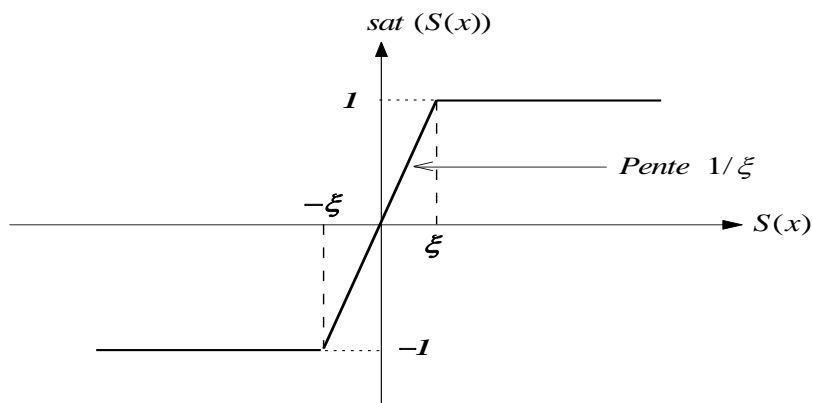


Figure III.8 - Fonction de saturation ($\xi > 0$ et petit).

Alors, on obtient la commande douce suivante :

$$U_n = \begin{cases} K_x \text{sign } S(x) & \text{si } |S(x)| > \xi \\ \frac{K_x}{\varepsilon} \text{sign } S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \xi \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

On peut aussi la remplacer par une fonction de classe C^1 . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (**figure III.9**).

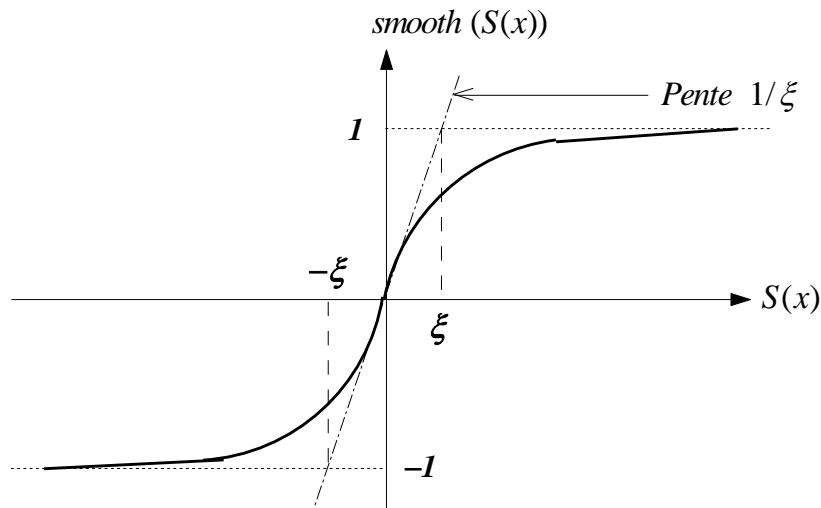


Figure III.9 – Fonction de classe C^1 ($\xi > 0$ et petit)

$$\text{smooth } S(x) = \tanh\left(\frac{S(x)}{\xi}\right) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (\text{III.20})$$

D'où, on aura la commande douce suivante :

$$U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (\text{III.21})$$

III.6 Orientation du flux rotorique

Les loi de commande sont obtenues à partir des équations de la MAS selon la transformation de Park liée au champ tournant (d, q) et par orientation du flux rotorique

En considérant comme grandeur de référence la vitesse Ω^* , et en exprimant que :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r^* \\ \varphi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

$$\varphi_r^* = 0 \quad (\text{III.23})$$

$$\begin{cases} R_r i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \text{ et } R_r i_{qr} + \omega_{gl}^* \varphi_r^* = 0 \\ i_{qr}^* = -\frac{\omega_{gl}^* \varphi_r^*}{R_r} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

A partir des équations des flux rotoriques (II.16)

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} (\varphi_{dr}^* - M i_{ds}) \quad (\text{III.25})$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} (\varphi_{qr}^* - M i_{ds}) \quad (\text{III.26})$$

En remplaçant (III.22) dans (III.25) et (III.26), on trouve :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} (\varphi_r^* - M i_{ds}) \quad (\text{III.27})$$

$$i_{qr} = -\frac{M}{L_r} i_{qs} \quad (\text{III.28})$$

En introduisant (III.27) et (III.28) dans les équations des flux rotorique (II.16), on aura :

$$\varphi_{ds}^* = L_s i_{ds}^* + \frac{M}{L_r} (\varphi_r^* - M i_{ds}^*) \quad (\text{III.29})$$

$$\varphi_{qs}^* = L_s i_{qs}^* - \frac{M^2}{L_r} i_{qs}^* \quad (\text{III.30})$$

En substituant (III.24) dans (III.25), on obtient :

$$\varphi_r^* = M i_{ds} \quad (\text{III.31})$$

Et à partir de l'équation (III.28) :

$$M i_{qs} = -L_r i_{qr} \quad (\text{III.32})$$

En remplaçant (III.29) et (III.30) dans (II.15), on trouve :

$$v_{ds}^* = R_s i_{ds} + \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) p i_{ds} + \frac{M}{L_r} p \varphi_r^* - \omega_s^* \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{qs} \quad (\text{III.33})$$

$$v_{qs}^* = R_s i_{qs} + \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) p i_{qs} + \omega_s^* \left[\left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{ds} + \frac{M}{L_r} \varphi_r^* \right] \quad (\text{III.34})$$

On pose $\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \right) \Rightarrow L_s - \frac{M^2}{L_r} = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \right) = L_s \sigma$

Puisque $\varphi_{dr} = \varphi_r^*$ et $p \varphi_{dr} = 0 \Rightarrow p \varphi_r^* = 0$ alors :

$$v_{ds}^* = R_s i_{ds} + L_s \sigma p i_{ds} - L_s \sigma \omega_s^* i_{qs} \quad (\text{III.35})$$

$$v_{qs}^* = R_s i_{qs} + L_s \sigma p i_{qs} + L_s \sigma \omega_s^* i_{ds} + \frac{M}{L_r} \omega_s^* \varphi_r^* \quad (\text{III.36})$$

En introduisant (III.28) dans (III.24), on tire :

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r M i_{qs}}{\varphi_r^* L_r} \quad (\text{III.37})$$

En substituant (III.22) dans (II.24), on obtient :

$$C_{em}^* = P \frac{M}{L_r} \varphi_r^* i_{qs} \quad (\text{III.38})$$

A partir de (II.8), on aura :

$$J p \Omega = C_{em}^* - C_r - K_f \Omega \quad (\text{III.39})$$

D'après (III.3) et (II.16) :

$$p\varphi_r = -\frac{R_r}{L_r} \varphi_r + \frac{R_r M}{L_r} i_{ds} \quad (\text{III.40})$$

Le principe de la commande vectorielle avec la régulation de la vitesse, consiste à déterminer directement la composante du flux rotorique à partir de la vitesse mécanique de rotation du rotor en utilisant un capteur de vitesse, cela est réalisable par un bloc de défluxage défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \varphi_r^* = \varphi_r & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \varphi_r^* = \frac{\varphi_r \Omega_n}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

Schématisé par la **figure III.10**

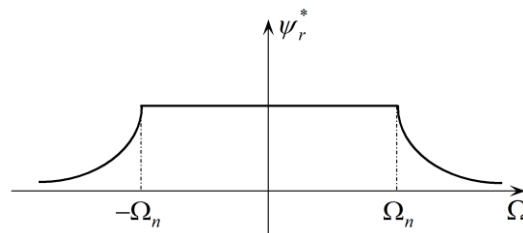


Figure III.10 – Schéma de défluxage

III.7 Détermination des différentes surfaces de régulation et application

En réarrangeant les équations précédentes, tire le système d'équation d'état suivant :

$$\begin{cases} pi_{ds} = \frac{1}{L_s \sigma} (v_{ds}^* - R_s i_{ds} + L_s \sigma \omega_s^* i_{qs}) \\ pi_{qs} = \frac{1}{L_s \sigma} (v_{qs}^* - R_s i_{qs} - L_s \sigma \omega_s^* i_{ds} - \frac{M}{L_r} \omega_s^* \varphi_r^*) \\ p\Omega = \frac{1}{J} (C_{em}^* - C_r - K_f \Omega) \\ p\varphi_r = -\frac{R_r}{L_r} \varphi_r + \frac{R_r M}{L_r} i_{ds} \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

III.7.1 Surface de régulation de la vitesse :

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif $r = 1$ est de la forme :

$$S(\Omega) = \Omega^* - \Omega \quad (\text{III.43})$$

En dérivant la surface $S(\Omega)$, on obtient :

$$pS(\Omega) = p\Omega^* - p\Omega$$

D'où

$$pS(\Omega) = p\Omega^* - \frac{1}{J} (C_{em}^* - C_r - K_f \Omega)$$

En remplaçant le C_{em}^* avec sa valeur en (III.38), on trouve :

$$pS(\Omega) = p\Omega^* - \frac{1}{J} \left(P \frac{M}{L_r} \varphi_r^* i_{qs} - C_r - K_f \Omega \right) \quad (\text{III.44})$$

A présent, en remplaçant le courant i_{qs} par le courant de commande $i_{qs}^* = i_{qseq} + i_{qsn}$ dans l'équation (III.44), on aura :

$$pS(\Omega) = p\Omega^* - \frac{P M}{J L_r} \varphi_r^* i_{qseq} - \frac{P M}{J L_r} \varphi_r^* i_{qsn} + \frac{C_r}{J} + \frac{K_f}{J} \Omega \quad (\text{III.45})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\Omega_r) = 0$ et par conséquent $pS(\Omega_r) = 0$ et $i_{qsn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (III.45) :

$$i_{qseq} = \frac{J L_r}{P M \varphi_r^*} \left(p\Omega^* + \frac{C_r}{J} + \frac{K_f}{J} \Omega \right) \quad (\text{III.46})$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\Omega_r) pS(\Omega_r) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant (III.46) dans (III.45), on obtient :

$$pS(\Omega) = \frac{P M}{J L_r} \varphi_r^* i_{qsn} \quad (\text{III.47})$$

On prend la commande douce suivante :

$$i_{qsn} = K_\Omega \frac{S(\Omega)}{|S(\Omega_r)| + \varepsilon_\Omega} \quad (\text{III.48})$$

III.7.2 Surface de régulation de flux rotorique

Prenant la même surface que celle de la vitesse :

$$S(\varphi_r) = \varphi_r^* - \varphi_r \quad (\text{III.49})$$

D'où

$$pS(\varphi_r) = p\varphi_r^* - p\varphi_r \quad (\text{III.50})$$

En substituant l'équation de $p\varphi_r$ (système d'équation (III.42) dans (III.50), on trouve :

$$pS(\varphi_r) = p\varphi_r^* + \frac{R_r}{L_r} \varphi_r - \frac{R_r}{L_r} M i_{ds} \quad (\text{III.51})$$

On introduisant le courant de commande $i_{ds}^* = i_{dseq} + i_{dsn}$ dans l'équation (III.51), on aura :

$$pS(\varphi_r) = p\varphi_r^* + \frac{R_r}{L_r} \varphi_r - \frac{R_r}{L_r} M i_{dseq} - \frac{R_r}{L_r} M i_{dsn} \quad (\text{III.52})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\varphi_r) = 0$ et par conséquent $pS(\varphi_r) = 0$ et $i_{dsn} = 0$, d'où on tire i_{dseq} de la relation (III.52) :

$$i_{dseq} = \frac{L_r}{R_r M} \left(p\varphi_r^* + \frac{R_r}{L_r} \varphi_r \right) \quad (\text{III.53})$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\varphi_r) pS(\varphi_r) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant (III.53) dans (III.52), on obtient :

$$pS(\varphi_r) = \frac{R_r}{L_r} M i_{dsn} \quad (\text{III.54})$$

On considère la commande non linéaire suivante :

$$i_{dsn} = K \varphi_r \frac{S(\varphi_r)}{|S(\varphi_r)| + \varepsilon \varphi_r} \quad (\text{III.55})$$

III.7.3 Surface de régulation des courants statoriques

On prend les surfaces suivantes :

$$S(i_{ds}) = i_{ds}^* - i_{ds} \quad (\text{III.56})$$

$$S(i_{qs}) = i_{qs}^* - i_{qs} \quad (\text{III.57})$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement :

$$pS(i_{ds}) = pi_{ds}^* - pi_{ds} \quad (\text{III.58})$$

$$pS(i_{qs}) = pi_{qs}^* - pi_{qs} \quad (\text{III.59})$$

En substituant les expressions des courants pi_{sd} et pi_{sq} données par le système d'équations (III.42) dans les équations précédentes, on obtient :

$$pS(i_{ds}) = pi_{ds}^* - \frac{1}{L_s \sigma} (v_{ds}^* - R_s i_{ds} + L_s \sigma \omega_s^* i_{qs}) \quad (\text{III.60})$$

$$pS(i_{qs}) = pi_{qs}^* - \frac{1}{L_s \sigma} \left(v_{qs}^* - R_s i_{qs} - L_s \sigma \omega_s^* i_{ds} - \frac{M}{L_r} \omega_s^* \varphi_r^* \right) \quad (\text{III.61})$$

En remplaçant les tensions v_{ds} et v_{qs} par les tensions de commande $v_{ds}^* = v_{dseq} + v_{dsn}$, $v_{qs}^* = v_{qseq} + v_{qsn}$, on aura :

$$pS(i_{ds}) = pi_{ds}^* - \frac{1}{L_s \sigma} (v_{dseq} + v_{dsn} - R_s i_{ds} + L_s \sigma \omega_s^* i_{qs}) \quad (\text{III.62})$$

$$pS(i_{qs}) = pi_{qs}^* - \frac{1}{L_s \sigma} (v_{qseq} + v_{qsn} - R_s i_{qs} - L_s \sigma \omega_s^* i_{ds} - \frac{M}{L_r} \omega_s^* \varphi_r^*) \quad (\text{III.63})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons $S(i_{ds}) = 0$, $S(i_{qs}) = 0$ et par la suite $pS(i_{ds}) = 0$, $(i_{qs}) = 0$, $v_{qsn} = 0$ et $v_{dsn} = 0$. Alors, on tire à partir les équations (III.62) - (III.63), les expressions des commandes équivalentes v_{dseq} , v_{qseq} respectivement :

$$v_{dseq} = \sigma L_s \left[pi_{ds}^* - \frac{1}{\sigma L_s} R_s i_{ds} + \omega_s^* i_{qs} \right] \quad (\text{III.64})$$

$$v_{qseq} = \sigma L_s pi_{qs}^* + R_s i_{qs} + \sigma L_s \omega_s^* i_{ds} + \frac{M}{L_r} \omega_s^* \varphi_r^* \quad (\text{III.65})$$

Durant le mode de convergence, les conditions $S(i_{ds}).pS(i_{ds}) < 0$, $S(i_{qs}).pS(i_{qs}) < 0$, doivent être vérifiées. En substituant les équations (III.64) (III.65) dans (III.62) et (III.63), les expressions des commandes équivalentes v_{dseq} et v_{qseq} respectivement, on aura :

$$pS(i_{ds}) = -\frac{1}{L_s\sigma} v_{dsn} \quad (\text{III.66})$$

$$pS(i_{qs}) = -\frac{1}{L_s\sigma} v_{qsn} \quad (\text{III.67})$$

On prend respectivement :

$$v_{dsn} = K_{ds} \frac{S(i_{ds})}{|S(i_{ds})| + \varepsilon_{ds}} \quad (\text{III.68})$$

$$v_{qsn} = K_{qs} \frac{S(i_{qs})}{|S(i_{qs})| + \varepsilon_{qs}} \quad (\text{III.69})$$

D'après l'équation (III.24)

$$\omega_{gl}^* = -\frac{i_{qr}^* R_r}{\phi_r^*} \quad (\text{III.70})$$

Les équations (III.22), (III.24) et (III.26) donnent

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r}{\phi_r^*} \frac{M}{L_r} i_{qs} \quad (\text{III.71})$$

III.8 Application de la commande sur le MAS

L'application de réglage en cascade de la vitesse et de flux rotorique par mode glissant sur le MAS avec la méthode indirecte est illustrée par la figure III.11.

Le schéma bloc de découplage FOC (MG) est représenté par la figure III.12.

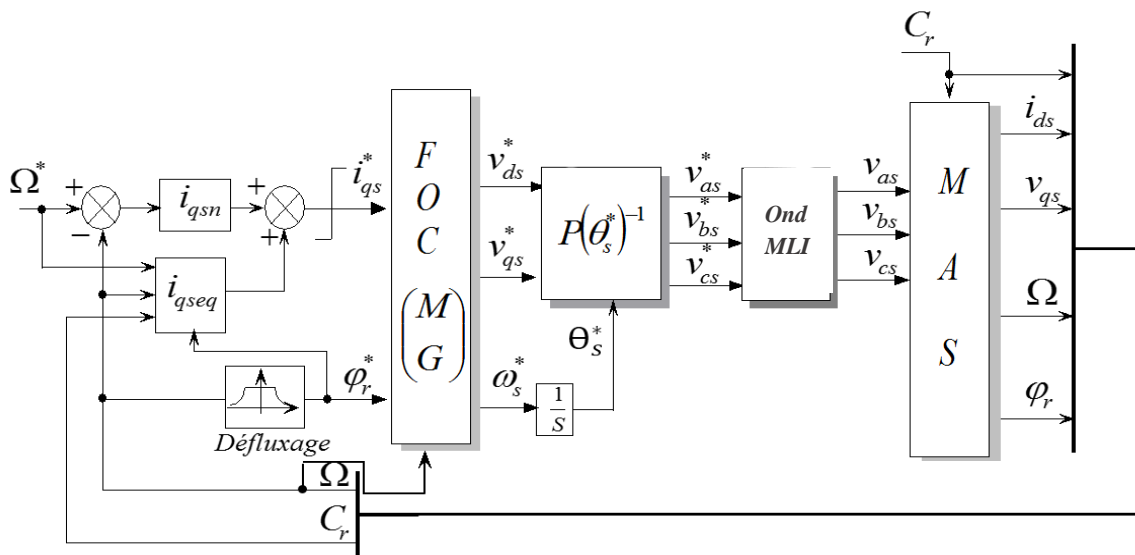


Figure III.11 – Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et de flux rotorique par mode de glissement.

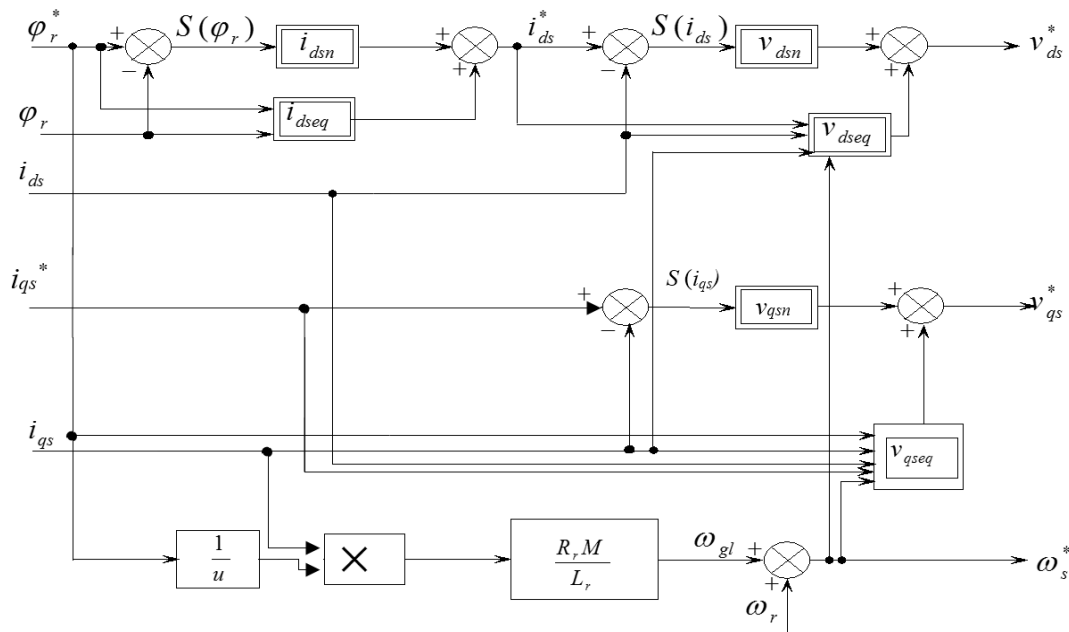


Figure III.12 – Représentation schématique du bloc FOC (MG).

III.9 Simulation et interprétation des résultats

La figure III.13 représente l'évolution des caractéristiques du MAS avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application de charge $C_r = 10N.m$ entre les intervalles $t \in [0.5, 1s]$ et $t \in [1.5, 2s]$, en imposant la vitesse de référence $\Omega_{ref} = 140rad/s$.

Celle-ci montre que :

Au démarrage, toute la caractéristique atteint son régime de référence et nominale après le régime transitoire qui dure $0.18s$, sans dépassement pour la vitesse et le couple électromagnétique atteint la valeur maximale de $46.3N.m$ à $t = 0.0256s$, puis se stabilise à sa valeur nominale et à l'application du couple résistant, il oscille autour de $10N.m$ avec un dépassement de 38.5% ($(13.85-10)/10$). Au début, le courant statorique $i_{as} = 17,4A$, c'est-à-dire ils présentent un courant d'appel d'environ $6,4$ fois le courant nominal, après le régime transitoire il se stabilise à une valeur de $2,7A$, et l'application de la charge le ramène à $7A$. Le courant en quadrature, initialement atteint $20,68A$, après il évolue identiquement au couple électromagnétique. Les flux rotoriques selon l'axe (d, q) présentent au démarrage des pics pendant une fraction de seconde oscillant aux alentours de leurs consignes, ensuite ils se stabilisent respectivement à $t = 0,05$ et $0,35s$ en poursuivant leurs parcours selon leurs références, ($\varphi_{dr} = 0.7Wb$ et $\varphi_{qr} = 0Wb$).

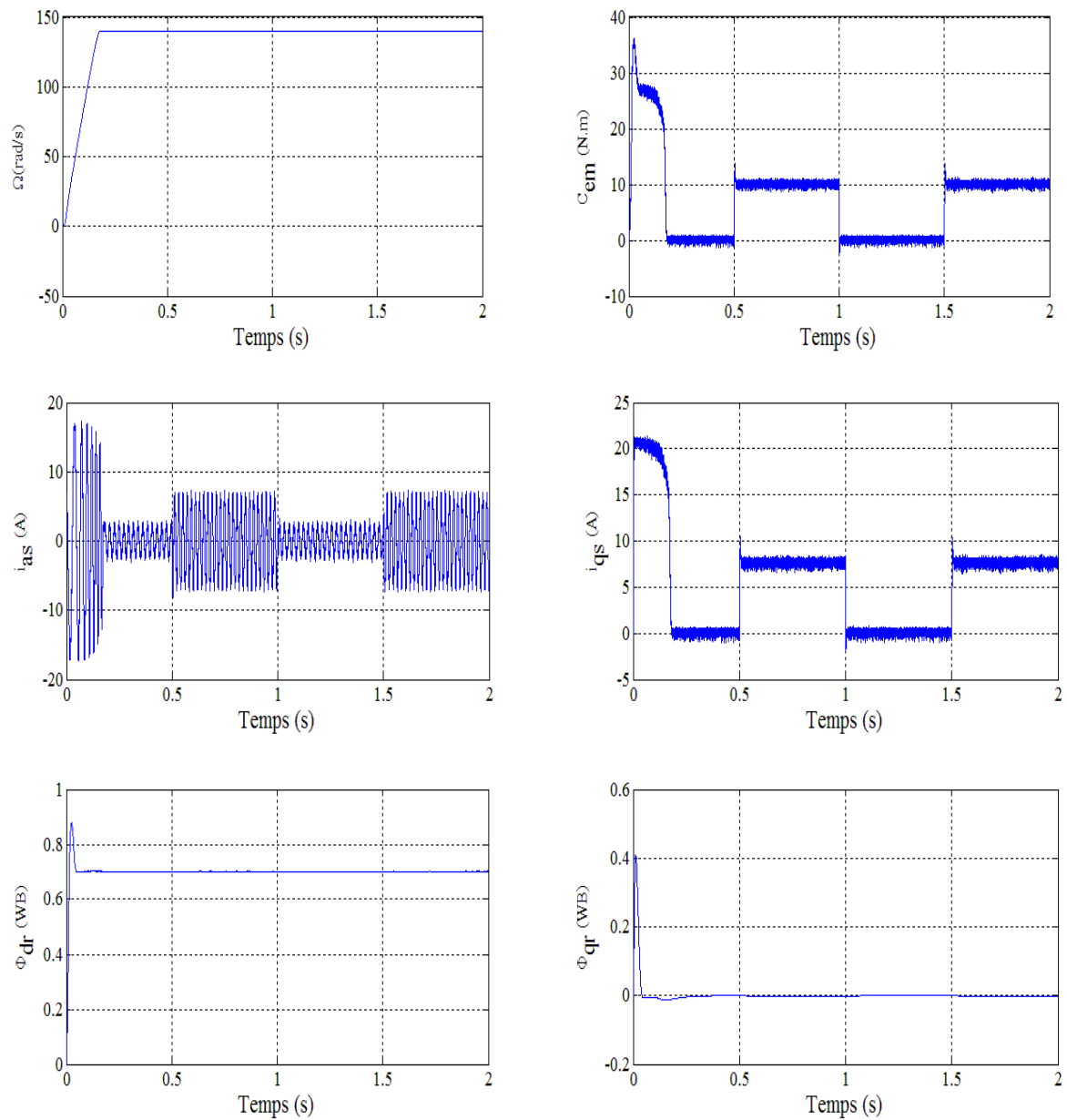


Figure III.13 - Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement suivi de l'application de la charge.

III.10 Tests de robustesses

Afin de tester la robustesse de la commande par mode de glissement du MAS, on effectue deux tests qui sont l'inversion de la vitesse et de l'augmentation à 50% de J .

La **figure III.14** représente l'évolution des caractéristiques du MAS avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 140 à -140rd/s à partir de l'instant $t = 0.8\text{s}$.

Cette figure montre clairement que :

Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse (de $t = 0s$ à $0.8s$), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment (**figure III.13**).

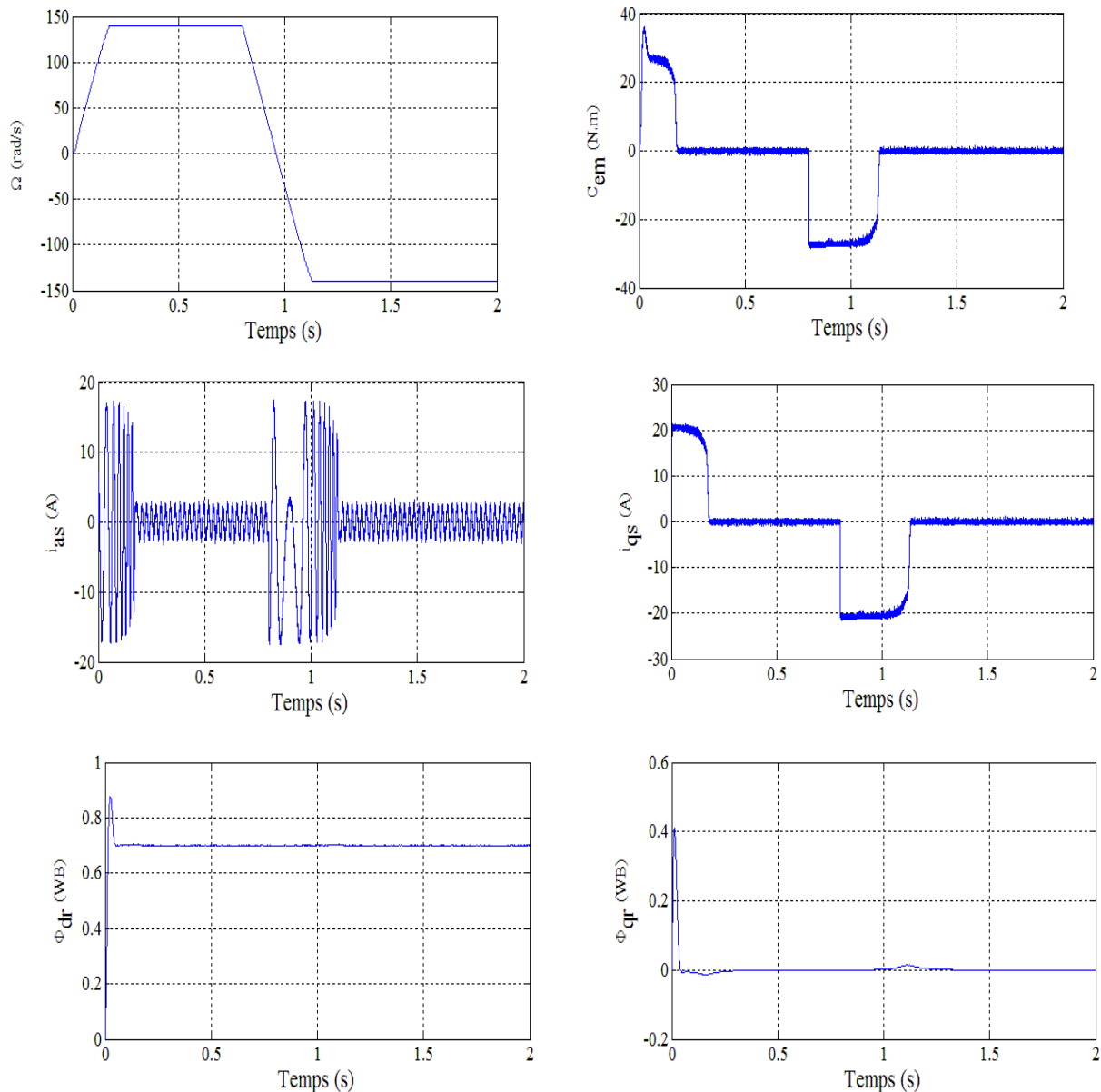


Figure III.14 - Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement suivi de l'inversion de la vitesse de 140 à $-140rd/s$ à partir de $t=0.8s$.

Au-delà de $t = 0.8s$, la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative sans aucun dépassement. Cela engendre un régime transitoire pour la machine asynchrone qui dure $0.4s$ pour redonner lieu à la forme du régime permanent ; le couple électromagnétique atteint $-39N.m$ au moment de l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne négative ($-140rd/s$) ; Le courant en quadrature $i_{qs}(A)$ progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique ; les courbes des flux rotoriques observent une légère variation pendant l'inversion de la vitesse.

La **figure III.15** ci-dessous représente l'évolution des caractéristiques du MAS avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'augmentation du moment d'inertie à $t=0.75s$ de 50%.

Cette figure montre clairement que la variation de J n'a pas d'influence sur l'évolution des caractéristiques du MAS

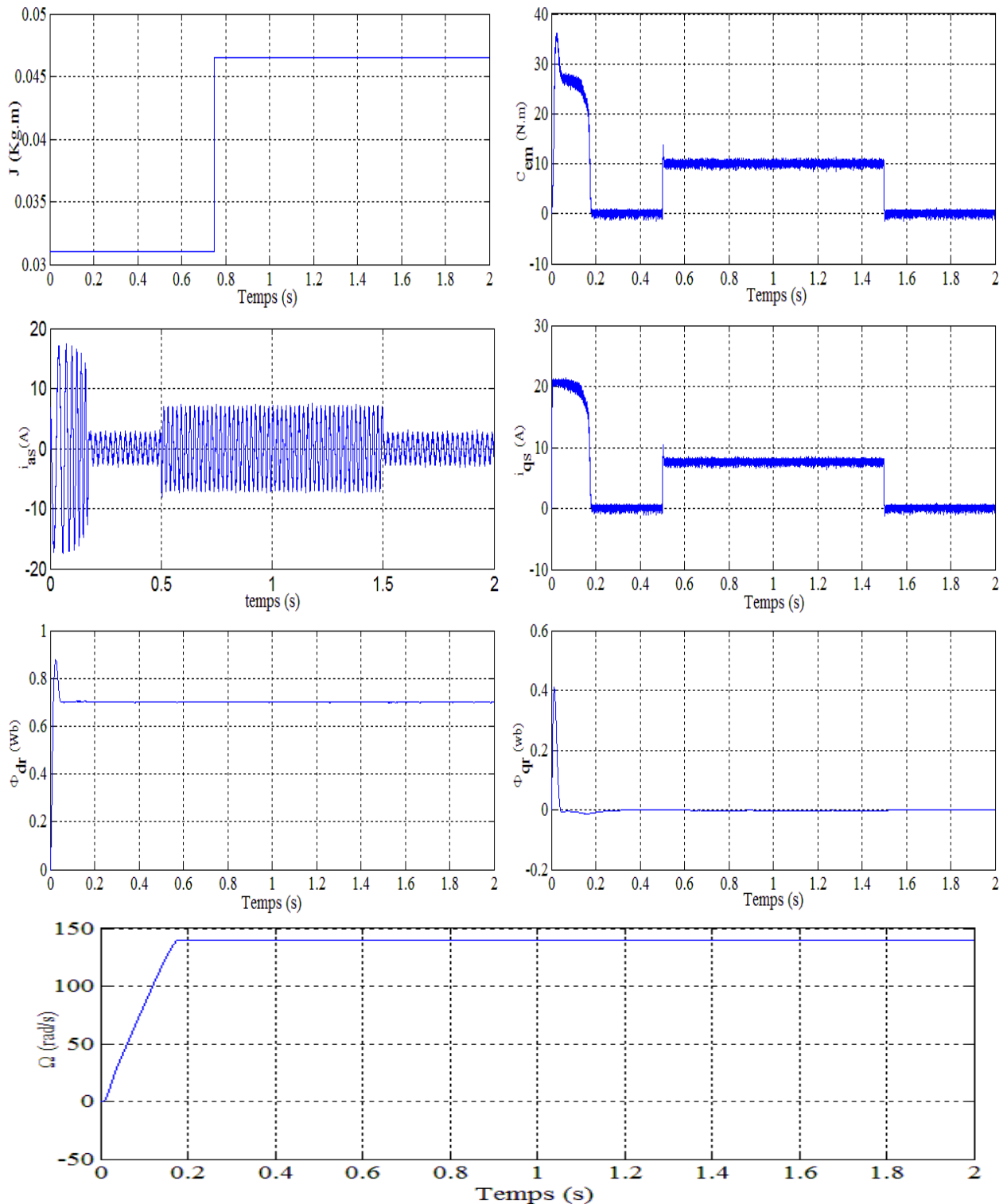


Figure III.15 – Evolution de la caractéristique du MAS pour J augmentant de 50% à $t=0.75s$

III.11 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par mode de glissement sur le MAS, l'objectif principal étant la régulation de la vitesse.

Dans ce contexte, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous avons ensuite abordé la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, puis on a appliqué cette dernière sur le MAS, et enfin des résultats de simulation sont présentés et commentés.

La régulation de la vitesse par le mode de glissement, telles quelle soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses sont rapides à vide et robustes lors de la variation de la charge. Afin de Le test de robustesse effectué montre clairement que le système est insensible .

A partir de ce qui précède, on conclut que la régulation par mode de glissement offre des bonnes performances statiques et dynamiques (stabilité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse court et sans dépassement, et ils accordent aussi une bonne poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation.

Conclusion générale

Conclusion générale

La commande du MAS par mode de glissement alimenté par un onduleur MLI et contrôlé par orientation du flux rotorique, tel est l'objectif principal de ce mémoire.

Afin d'aborder cette étude, nous avons consacré le premier chapitre aux généralités sur le MAS.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation et à la simulation du MAS directement alimenté par une source triphasée équilibrée et à la modélisation de l'onduleur.

Dans le dernier chapitre, nous nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande par mode de glissement. Les résultats obtenus ont montré que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables par rapport aux autres techniques de réglage (travaux déjà publiés). Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique, un rejet quasi-total de la perturbation, comme ils accordent une bonne poursuite.

Nous espérons à travers ce travail apporter une contribution appréciable à la communauté pédagogique et scientifique concerné par les techniques de réglage des machines électriques.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

[Abd97]	R. Abdessemed, M. Kadjoudj, “ <i>Modélisation des machines électriques</i> ”, Presses de l’Université de Batna, Algérie 1997.
[Ami08]	Hocine Amimeur, “ <i>Contribution à la commande d’une machine asynchrone double étoile par mode de glissement</i> ”, Mémoire de Magister de l’Université de Batna, Mai 2008.
[Ami09]	Salem Aouane, Hakim Amimeur, “ <i>Réglage par mode de glissement d’un moteur asynchrone alimenté par un convertisseur matriciel</i> ”, Mémoire d’Ingénieur de l’Université A. Mira de Bejaïa, Algérie 2009.
[Aou02]	B. Aoues, A. Ndiaye, “ <i>Commande vectorielle découplée de la machine asynchrone</i> ”, Mémoire d’Ingénieur de l’Université A. MIRA de Bejaia 2002.
[Ard10]	S. A. E. M Ardjoun, “ <i>Commande en vitesse par mode glissant d’une Machine Asynchrone à Double Alimentation</i> ”, Mémoire de Magister de l’Université DJILALI LIABES de SIDI-BEL-ABBES, Algérie 2010.
[Arz]	D. Arzelier, D. Peucelle, <i>Systèmes et asservissement non linéaire</i> , Notes de Cours, Version 4, CNAM-B2.
[Ben03]	A /M. Benkhalfoune, T. Medjdoub, “ <i>Commande par mode de glissement d’une machine asynchrone muni d’un pilotage vectoriel</i> ”, Mémoire d’Ingénieur de l’Université A. MIRA de Bejaïa 2003.
[Ben05]	F. Benchabane, “ <i>commande en position et en vitesse par mode de glissement d’un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering</i> ”, Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2005.
[Ben12]	C. Bennour, “ <i>Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d’une chaîne éolienne à base d’une machine asynchrone à double alimentation</i> ”, Mémoire de Magister de l’Université Mohamed Khider de Biskra, Algérie, Novembre 2012.
[Ben96]	M. F. Benkhoris, A. Gayed, <i>Discrete sliding control technique of DC motor drive, IEE Conference Publication N°.249 Power Electronics and Variable Speed Drives</i> , September 1996.
[Ber13]	L. Berkani, L. Abbache, “ <i>Commande par Mode de Glissement d’un Moteur Asynchrone Double Etoile</i> ”, Mémoire de Master de l’Université A. Mira de Bejaïa, Algérie, juin 2013.
[Buh86]	H. Buhler, “ <i>Réglage par mode de glissement</i> ”, Presses Polytechniques Romandes 1986.
[Can00]	C. Canudas, “ <i>Commande des moteurs asynchrones : Modélisation Contrôle vectoriel et DTC</i> ”. Vol. 1, Hermès Science publications, Paris 2000.
[col94]	C. P. Coleman, D. Grodble, <i>A comparison of robustness fuzzy logic, PID, sliding mode control</i> , IEEE, pp.1654-1659, 19994.
[Den04]	A. Dendouga, “ <i>Commande par mode de glissement de la machine asynchrone double alimentation alimentée par onduleur de tension</i> ”, Mémoire de Magister de l’Université de Batna, Algérie 2004.
[Fil60]	A. G. Filippov, “ <i>Differential equations with discontinuous right-hard side</i> ”, Amer. Math. Soc trans.62: 199-231, 1960.
[Fna06]	M. A. Fnaiech, F. Fnaiech, G. A. Capolino, <i>Slideing mode control for dual three-phase induction motor drives</i> , IEEE ISIE, Montréal, Québec, Canada, pp.2281-2285, July 9-12 2006.
[Ikt76]	U. Iktis, <i>Control systems of variable structure</i> , J. Wiley, Now York 1976.

[Ker05]	M. Kercha, " <i>Commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas à aimant permanent</i> ", Mémoire de Magister de l'Université de Batna, 2005.
[May06]	P. Mayé, <i>Aide-mémoire électrotechnique</i> , Paris, Dunod 2006.
[Mer06]	R. Merad, " <i>Outils de diagnostic appliqués à la machine asynchrone triphasé à cage d'écureuil</i> ", Mémoire de Magister de l'Université de Constantine, Algérie 2006.
[Mer08]	E. Merabet, " <i>Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile</i> ", Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Novembre 2008.
[Nem02]	A. L. Nemmour, " <i>Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation</i> ", Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Avril 2002.
[Nez06]	M. Nezar, " <i>Diagnostic des associations convertisseurs statiques-machines asynchrone en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle</i> ", Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2006.
[ouk12]	L. Oukaci, N. Zaidi, " <i>Commande d'un générateur Photovoltaïque basé sur la technique du mode glissant modifiée</i> ", Mémoire de Master de l'Université A. Mira de Bejaïa, Algérie, juin 2012.
[Rec01]	Wikipédia, moteur asynchrone.
[Sai06]	A. Saïbi, M. O. H. Mahmoudi, L. Nazli, <i>Commande par mode de glissement d'une machine asynchrone double alimentation alimentée par onduleur à MLI à trois niveaux</i> , 4 th International Conference on Electrical Engeneering, CEE'06, Batna University, Novembre 2006.
[Utk92]	V. I. Utkin, " <i>Sliding modes in control and optimization</i> ", Springer. Berlin 1992.
[Vid04]	P. Vidal, " <i>Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation</i> ", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
[Wit00]	C. C. D. Wit, <i>Commande des moteurs asynchrones. 2 – Optimisation, discrétisation et observateurs</i> , Hermès Science Publication, Paris 2000.
[Zou10]	Y. Zouaoui, " <i>Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone</i> ", Mémoire de Magister de l'Université Ferhat Abbas de Sétif, Algérie, Mars 2010.

Annexe

ANNEXE

Paramètres du moteur asynchrone

$$p = 1,5 \text{ kW}$$

$$v = 220 \text{ V}$$

$$P = 2$$

$$N = 1420 \text{ tr/min}$$

$$f = 50 \text{ Hz}$$

$$R_s = 4.85 \Omega$$

$$R_r = 3.805 \Omega$$

$$L_s = 0.274 \text{ H}$$

$$L_r = 0.274 \text{ H}$$

$$M = 0.258 \text{ H}$$

$$J = 0,031 \text{ kg.m}^2$$

$$K_f = 0.0081 \text{ N.m.s}$$

Paramètres des régulateurs par mode de glissement

===== Régulateur de vitesse =====

$$\varepsilon_\Omega = 1.5$$

$$K_\Omega = 21$$

===== Régulateur de flux =====

$$\varepsilon_{\varphi_r} = 0.1$$

$$K_{\varphi_r} = 10$$

===== Régulateur de courant =====

$$\varepsilon_{d_s} = 0.01$$

$$K_{d_s} = 185$$

$$\varepsilon_{q_s} = 0.01$$

$$K_{q_s} = 185$$

Résumé

RESUME

Les machines électriques ont acquis un intérêt énorme de la part des chercheurs, car leurs avantages sont incontestables de par leurs aptitudes à s'adapter à tout environnement et à leurs rendements efficaces, dépassant ainsi d'autres actionneurs non électriques.

Vu, la simplicité, le coût réduit, et l'absence d'entretien, le moteur asynchrone est le plus utilisé, sa gamme d'utilisation s'étant du micromoteur aux moteurs à très grandes puissances. Les avancées technologiques récentes de l'électronique de puissance et de traitement de signal numérique, ont ouverts aux chercheurs les voix de développements de commandes performantes qui répondent aux exigences industrielles.

La commande actuellement prépondérante dans l'industrie est la commande vectorielle à flux orienté FOC, et la commande directe du couple DTC. Le FOC et la DTC, sont très sollicités quand il s'agit d'exigences plus performantes. Cependant, elles présentent quelques inconvénients, dont la sensibilité aux incertitudes intérieurs et extérieurs. Ce qui laisse les portes ouvertes aux chercheurs de développer de nouvelles techniques pour les améliorer.

Le premier objectif est de définir pour connaître au mieux la machine asynchrone. Le deuxième objectif est de simuler l'ensemble convertisseur-machine pour avoir les caractéristiques du fonctionnement nominal qui seront pris comme référence pour la réalisation du dernier objectif. Enfin, le dernier objectif est l'application de la commande par mode glissant dans le but de maintenir la vitesse stable loin des perturbations.

Mots Clés: Machine Asynchrone, MLI, FOC, Mode glissant.