

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche

Scientifique



Institut des Sciences

Département d'Électronique et des télécommunications

Mémoire de Fin d'Étude

En vue d'obtention du diplôme de master

Filière : automatique

Spécialité : automatique et systèmes

THEME

**COMMANDE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE
DOUBLE ÉTOILE PAR RÉGULATEUR GLISSANT**

Présenté par :

BALIOUZ ABDEL DJABAR

Devant le jury composé de :

Président	LARBI BECHKA	MAA	UNIV OUARGLA
Examineur	SOURI SAMIRA	MAA	UNIV OUARGLA
Encadreur	AMEUR FATIMA	MCB	UNIV OUARGLA

Année universitaire : 2022-2023

Remercîment

Tout d'abord on va remercier le bon Dieu de nous avoir données la santé la volonté et
la force de terminé ce modeste travail

Nous tenons à adresser nos vifs remerciements à Mme F. Ameur qui ont

Proposé et dirigé ce projet et pour leurs entière disponibilité, leurs aides et leurs

Précieux conseils. Notre sincère gratitude va aussi aux membres du jury qui ont bien

Accepté de juger ce présent travail. Nous tenons à remercier aussi tous les enseignants

Qui ont contribué à notre formation Enfin, que toute personne ayant contribué de près

Ou de loin à la réalisation de ce travail, trouve ici l'expression de nos sincères
Remerciements.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

*Ce qui sont les plus chers au monde, mes parents
auxquels je n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude
et ma reconnaissance, pour leur amour, leur soutien
tout au long de mes études.*

A ma sœur

Spécialement Mon Conjoint et Mon Fils

*A tous mes amis et mes collègues de Travail et
d'études*

A mon encadreuse Fatima. A mes

A toutes ces personnes cette thèse leur dédie à titre de

Modeste remerciement

الملخص: هذه المذكرة مخصصة للتحكم في آلة الاتزامنية ذات النجم المزدوج عن طريق الوضع المنزلق بمحولين للجهد. لهذا ، قدمنا أولاً النموذج للآلة بناءً على تحويل بارك ، نظرًا لأن هذا النموذج غير خطي ومتعدد المتغيرات ومقترن ، فقد اخترنا تطبيق إحدى تقنيات التحكم القوية ، تسمى التحكم في الوضع الانزلاقي. أظهرت النتائج التي تم الحصول عليها أن تقنية الضبط هذه توفر تحسينات ملحوظة، لأن منظمات وضع الانزلاق تقدم أداءً ثابتًا وديناميكيًا جيدًا، ورفضًا كليًا تقريبًا للاضطراب.

الكلمات الرئيسية - آلة غير متزامنة ذات نجمة مزدوجة (MASDE) ، النموذج الرياضي، التحكم في الوضع المنزلق. المنظم.

Résumé– Ce mémoire est consacré commande D'UNE MACHINE ASYNCHRONO DOUBLE ETOILE PAR MODE GLISSANT alimentée par deux onduleurs de tension. Pour cela, nous avons présenté d'abord le modèle de la machine basé sur la transformation de Park. Ensuite, vu que ce modèle est non-linéaire, multi variable et fortement couplé, nous avons opté d'appliquer de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande par mode de glissement. Les résultats obtenus ont montrés que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables. Car, les régulateurs par mode de glissement offre de bonnes performances statique et dynamique, un rejet quasi-total de la perturbation

Mots clés – *Machine asynchrone double étoile (MASDE), le modèle mathématique, commande par mode glissant, le régulateur.*

Abstract – This thesis is devoted to CONTROL OF A DOUBLE STATOR ASYNCHRONOUS MACHINE BY SLIDING MODE powered by two voltage inverters. For this, we first presented the model of the machine based on the Park transformation. Then, since this model is non-linear, multivariable and strongly coupled, we opted to apply one of the robust control techniques, named sliding mode control. The results obtained showed that this tuning technique provides remarkable improvements. Because, slip mode regulators offer good static and dynamic performance, almost total rejection of the disturbance.

Keywords – *Double stator asynchronous machine (MASDE), model of machine, sliding mode control, and regulator.*

Sommaire

Dédicaces.....	3
INTRODUCTION GENERALE.....	6
CHAPITRE I GENERALITE SUR LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE (MASDE)	8
I.1. INTRODUCTION	9
I.2. HISTOIRE DES MACHINES ELECTRIQUES	9
I.3. CARACTERISTIQUES DES MACHINES POLYPHASES	10
I.3.1. Machines polyphasées de "Type 1".....	10
I.3.2. Machines polyphasées de "Type 2".....	11
I.4. APPLICATIONS DES MACHINES POLYPHASEES	11
I.5. LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DE LA MACHINE.....	12
I.5.1. Avantages Des Machines polyphasées.....	12
I.5.2. Inconvénients Des Machines polyphasées	13
I.6. CONCLUSION	13
CHAPITRE II MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE (MASDE)	14
II.1 INTRODUCTION	15
II.2 PRESENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE	15
II.3 DESCRIPTION DU MOTEUR ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE.....	16
II.3.1 Partie fixe (stator ou inducteur)	16
II.3.2 Partie mobile (rotor ou induit)	16
II.4 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE	17
II.5 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICE	18
II.6 MODELE TRIPHASE DE LA MASDE	18
II.6.1. Equations Electriques	18

Sommaire

II.6.2. Équations des flux.....	19
II.6.3. Expression du couple électromagnétique.....	21
II.7 TRANSFORMATION DE PARK.....	22
II.7.1. Application de la transformation de Park au MASDE.....	23
a) Équations des tensions.....	23
b) Équations des flux	24
c) Équation mécanique.....	25
II.8 CHOIX DU REFERENTIEL	26
II.8.1 Référentiel lié au stator.....	26
II.8.2 Référentiel lié au rotor.....	26
II.8.3 Référentiel lié au champ tournant.....	26
II.9 MODELE DU MOTEUR DANS LE REPERE DE PARK LIE AU CHAMP TOURNANT.....	27
II.9.1 Mise sous forme d'équation d'état	27
II.10 SIMULATION NUMERIQUE	31
II.10.1 Fonctionnement à vide.....	31
II.10.2 Fonctionnement en charge.....	33
II.10.3 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS DE SIMULATION	34
II.10.4 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS DE SIMULATION	35
II.11 MODELISATION DE L'ASSOCIATION (REDRESEUR + FILTRE PASSE BAS LC + ONDULEUR DE TENSION COMMANDE EN COURANT PAR LA TECHNIQUE D'HYSTERESIS).....	35
II.11.1 Modélisation d'une redresseuse triphasée double alternance à diodes.....	36
II.11.2 Modélisation du circuit de filtrage	37
II.11.3 Modélisation de l'onduleur commandé à MLI	38
a) Commande par MLI à hystérésis.....	40
II.12 CONCLUSION.....	41
CHAPITRE III LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT DE MASDE.....	42

Sommaire

III.1. INTRODUCTION	43
III.2. THEORIE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT	43
III.2.1. Système à structures variables	43
a). Mode de convergence (MC)	43
b). Mode de glissement (MG).....	44
c). Mode du régime permanent (MRP)	44
III.3. CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSANT.....	44
-K.....	46
III.4. REGLAGE PAR MODE GLISSANT DE LA VITESSE ET LE FLUX ROTORIQUE DU MASDE	48
III.4.1. Surface de glissement pour la vitesse	49
III.4.2. Surface de glissement de flux rotorique.....	50
III.5. STRUCTURE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT DE LA VITESSE ET DU FLUX ROTORIQUE D'UN MASDE COMMANDE VECTORIELLEMENT :.....	51
III.6. SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS	51
III.7. CONCLUSION.....	55
Conclusion Générale.....	56
BIBLIOGRAPHIE	58

Liste des figures

Figure 1 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de phases.	12
Figure 2 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE.	15
Figure 3 : Modes de fonctionnement suivant le glissement.	17
Figure 4 : Modes de fonctionnement suivant le glissement.	22
Figure 5 : Représentation schématique du modèle du MASDE dans le repère de Park.	23
Figure 6 : Alimentation directe du MASDE.	31
Figure 7 : montre la caractéristique dynamique et statique de la MASDE à vide.	32
Figure 8 : réponse dynamique de la MASDE lors de l'introduction d'un couple de charge de 14 Nm à t=4s.	34
Figure 9 : La structure générale de l'alimentation de la MASDE est représentée.....	36
Figure 10 : Représentation d'une redresseuse triphasée double alternance à diodes.	36
Figure 11 : Représentation d'un filtre passe bas.	37
Figure 12 : Schéma de principe d'un onduleur triphasé.	38
Figure 13 : Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur.	40
Figure 14: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.	44
Figure 15 : Commande de type relais.	46
Figure 16 : Phénomène de broutement.	47
Figure 17 : fonctions de classe C1.	48
Figure 18 : Schéma bloc de contrôle de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant.....	51
Figure 19 : Caractéristiques temporelles du régulateur a mode glissant.	54

NOTATIONS SYMBOLIQUES

Symbole	Signification	Unité
C_{em}	Couple électromagnétique	N.m
C_r	Le couple résistant (couple de la charge)	N.m
f	Fréquence du réseau	Hz
J	Moment d'inertie de la machine	Kgm^2
K_f	Le coefficient de frottement	Kg/m^2
L_m	L'inductance de magnétisation.	H
L_{s1}	L'inductance propre de la 1ère étoile	H
L_{s2}	L'inductance propre de la 2eme étoile ;	H
L_{mr}	La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique	H
L_r	L'inductance propre d'une phase du rotor	H
L_{ms}	La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique	H
M_{sr}	La Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile	H
ω_{coor}	lavitesse de rotation du repère (d,q) par rapport au l'étoile 1	tr/mn
ω_{roor}	la vitesse de rotation du repère (d,q) par rapport au rotor	tr/mn
Ω_m	Vitesse de rotation mécanique du rotor	tr/mn
θ_0	La position initiale du rotor par apport au l'étoile1	rad
ω_s	La pulsation électrique statorique	rad/s, tr/mn

ω_r	La pulsation électrique rotorique.	rad/s, tr/mn
\mathcal{G}	Le glissement	Sans unité
P	le nombre de paires de pôles de la machine.	Sans unité
ϕ_r	Le flux rotorique	Wb
ϕ_m	Le flux magnétisant total	Wb
R_r	Résistance d'une phase rotorique	Ω
R_{S1}	La résistance d'une phase de la 1ere étoile	Ω
R_{S2}	La résistance d'une phase de la 2eme étoile	Ω
a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}	Les indices correspondants aux trois phases du stator 1.	Sans unité
a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}	Les indices correspondants aux trois phases du stator 2.	Sans unité
a_r, b_r, c_r	Les indices correspondants aux trois phases du rotor.	Sans unité
ε	L'erreur entre la valeur réelle et la valeur estimée.	Sans unité

GLOSSAIRE

Acronyme	Signification
MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
CMG	Commande par mode glissant
PI	Proportionnel- Intégrale

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les machines électriques sont de plus en plus présents dans nos foyers de tous les jours et dans de nombreux processus industriels ; également dans la manutention, les services de traction électrique (trains, tramways, voitures électriques, bateaux, etc.), la production d'énergie (éoliennes) et les domaines industriels et aéronautiques. De plus, les moteurs électriques sont largement utilisés dans des applications spéciales en raison de leur flexibilité et de leur confort, de leur faible maintenance, de leur robustesse, de leur flexibilité de contrôle et de leurs capacités évolutives.

Par ailleurs, Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, tant au niveau des composants semi-conducteurs qu'au niveau des convertisseurs statiques, ont non seulement permis de modifier significativement les conditions de fonctionnement des moteurs conventionnels à courant continu et alternatif, mais ont également conduit au développement de nouveaux types de machines qui permettent également la production d'équipements de contrôle faciles à contrôler.

Par conséquent, les moteurs deviennent faciles à contrôler et élargissent encore leur champ d'utilisation. Les moteurs polyphasés (moteurs à plus de trois phases) ont été introduits par les chercheurs comme une solution pour assurer une haute fiabilité de l'électrification dans des applications de forte puissance telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale. La solution consiste à appliquer une segmentation de puissance au niveau de l'ensemble convertisseur-moteur alimenté par onduleur, y compris les moteurs polyphasés. Parmi les autres avantages de ces machines, on peut citer : la minimisation des harmoniques du couple électromagnétique, la minimisation des pertes.

L'un des exemples les plus courants de moteurs polyphasés est le moteur asynchrone double étoile (MASDE), qui possède deux enroulements triphasés identiques. Les deux étoiles partagent le même stator et sont décalées d'un angle électrique de 30° . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor est la même que pour un moteur triphasé ; par conséquent, il peut être à cage d'écureuil ou enroulé comme un enroulement triphasé. Outre la segmentation de puissance et les redondances intéressantes qu'elle introduit, de telles machines présentent l'avantage de réduire significativement les fluctuations de couple électromagnétique et les pertes rotoriques [Dja00].

Le contrôle de la machine asynchrone double étoile est similaire à celui de la machine asynchrone triphasée, mais en raison du fort couplage entre les variables d'entrée et de sortie et l'intérieur du moteur, la quantité de réglage est plus grande et il est plus difficile d'ajuster des variables telles que le flux magnétique, le couple et la vitesse.

Le moteur à courant alternatif aura des changements dans les paramètres électriques, dans les cas suivant : augmentation de température, les fluctuations de courant et de tension, les conditions de charge variant dans le temps, les conditions de conduite et de fonctionnement. Ces changements font que le moteur a des caractéristiques non linéaires. Par conséquent, la méthode de contrôle non linéaire est nécessaire.

Actuellement, les régulateurs ou contrôleurs modernes ont la capacité de remplacer les régulateurs PID grâce à la technologie de l'intelligence artificielle car ce sont des régulateurs non linéaires qui utilisent le raisonnement et les fonctions du cerveau humain. Avec le développement des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance, ces technologies ont connu des évolutions vertigineuses. Il en résulte un procédé industriel performant. Les exemples incluent la commande adaptative [Lan93], la commande floue, la commande en mode glissant, le backstepping, etc., ce dernier étant d'un intérêt récent principalement en raison de la disponibilité de commutateurs à haute fréquence de commutation et de microprocesseurs de plus en plus puissants. [Cha19] [Lev99] [Lan11].

Le but de ce travail est l'étude et la commande en mode glissant d'un moteur asynchrone double étoile. A cette fin, le manuscrit est présenté comme suit :

Le chapitre 1 présente quelques généralités sur les machines polyphasés (caractéristiques, usages, avantages et inconvénients) ;

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation du machines asynchrone double étoile et de son alimentation. Nous avons d'abord développé un modèle triphasé du moteur asynchrone double étoile, suivi d'un modèle triphasé basé sur la transformation de Park. Nous introduisons ensuite l'alimentation de la machine via un onduleur de tension piloté par M.L.I. Enfin, les résultats de la simulation sont affichés.

Le troisième chapitre résume la commande par modes glissants de MASDE Dans ce contexte, nous donnons tout d'abord une indication théorique pour la commande par modes glissants des systèmes à structure variable. Nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de contrôle à différentes étapes. Nous commençons après avoir appliqué la commande sur MASDE. Enfin, nous démontrons les avantages offerts par ce type de réglage, tout en présentant des résultats de simulation.

CHAPITRE I GENERALITE SUR LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE (MASDE)

I.1. INTRODUCTION

Les moteurs asynchrones sont de loin les moteurs les plus utilisés dans toutes les applications industrielles en raison de leur facilité de mise en œuvre, de leur petite taille, de leur rendement élevé et de leur fiabilité. Son seul point noir est le circuit magnétique (un entrefer aimanté consomme toujours de l'énergie réactive).

Pour assurer l'électrification des applications de forte puissance, une segmentation de puissance est souvent nécessaire. Pour cela, on peut agir au niveau des convertisseurs grâce à la technologie multiniveaux ou la mise en parallèle des convertisseurs. Une autre solution consiste à appliquer un moteur polyphasé (un moteur à plus de trois phases) alimenté par un onduleur. L'un des exemples les plus courants de moteurs polyphasés est le moteur asynchrone double étoile MASDE. [Mer08].

Dans ce contexte, ce chapitre sera consacré à la généralité (caractéristiques, domaines d'utilisation, avantages et inconvénients) des moteurs polyphasés.

I.2. HISTOIRE DES MACHINES ELECTRIQUES

Dans cette partie on reviendrons brièvement rappel historique sur les machines électrique [Mer08]:

- 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 Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté 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 réalisé 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 améliorait 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 Pacinotti 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 quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, générateurs moteur synchrones et asynchrones, etc.). Au cours de ces années, il y a eu une lutte entre Edison et Tesla sur le choix du courant continu ou du courant alternatif pour produire, utiliser et consommer de l'électricité.

Nous notons qu'au cours de cette brève histoire, les chercheurs et les ingénieurs n'ont cessé d'améliorer, de développer et d'inventer d'autres machines qui ont répondu aux besoins d'une variété d'applications industrielles et domestiques, ce que a donné lieu à de nombreuses machines allant de "micro machines" aux "giga machines".

I.3. CARACTERISTIQUES DES MACHINES POLYPHASES

On habituellement Deux types de machines polyphasés sont généralement distingués selon que le nombre de phases du stator est un multiple de trois. Ils peuvent donc être divisés en deux groupes, appelés "machines polyphasés de Type 1" et "machines polyphasés de Type 2"[Had01].

I.3.1. Machines polyphasées de "Type 1"

Les machines polyphasés "type 1" sont ceux dans lesquels le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, ils peuvent donc être divisés en η étoiles triphasées [Ben10-1], [Had01] :

$$q = 3\eta \quad (\eta = 1,2,3,\dots)$$

Ces machines sont également appelées "machines multi-étoiles". En fait, une machine à étoile binaire ($q = 6$) avec un mouvement d'étoile $\alpha = \pi/6$ a des propriétés différentes d'une machine avec un mouvement d'étoile $\alpha = \pi/3$. Afin de distinguer les configurations possibles, on peut introduire un "nombre de phase équivalent", noté q_α , qui est défini comme suit [Ben10], [Had01] :

$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$$

Un moteur triphasé avec un décalage régulier de $\pi/3$ a en fait les mêmes caractéristiques de fonctionnement (par rapport aux harmoniques spatiales et temporelles) qu'un moteur triphasé (où $q = q_\alpha = 3$).

I.3.2. Machines polyphasées de "Type 2"

Les machines polyphasées "type 2" sont des moteurs à nombre impair de phases statoriques q . Si α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, alors la phase q est régulièrement décalée de $2\pi/q=2\alpha$. Donc on a toujours :

$$q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$$

I.4. APPLICATIONS DES MACHINES POLYPHASEES

Les machines polyphasées sont plus utilisées dans les applications à haute puissance que les alternateurs conventionnels tels que les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée. Ces applications incluent les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les broyeurs à compression, les broyeurs à ciment, etc. [Mer08]. Les éoliennes à vitesse fixe sont couplées au réseau par l'intermédiaire d'un générateur asynchrone (GAS). Certains fabricants utilisent un système alternatif de conversion de l'énergie éolienne basé sur un générateur asynchrone double étoile (GASDE) pour améliorer l'efficacité. De ce fait, le bruit généré par l'éolienne est moindre aux basses vitesses, la présence de la deuxième étoile rend la conception de la machine particulière et augmente le coût et le diamètre de manière non négligeable, ce qui représente une augmentation globale du poids et de l'encombrement

- Etoiles de forte puissance avec un grand nombre de paires de pôles pour des vitesses de vent faibles.
- Très peu d'étoiles de faible puissance, permettant un fonctionnement à des vitesses de vent élevées.

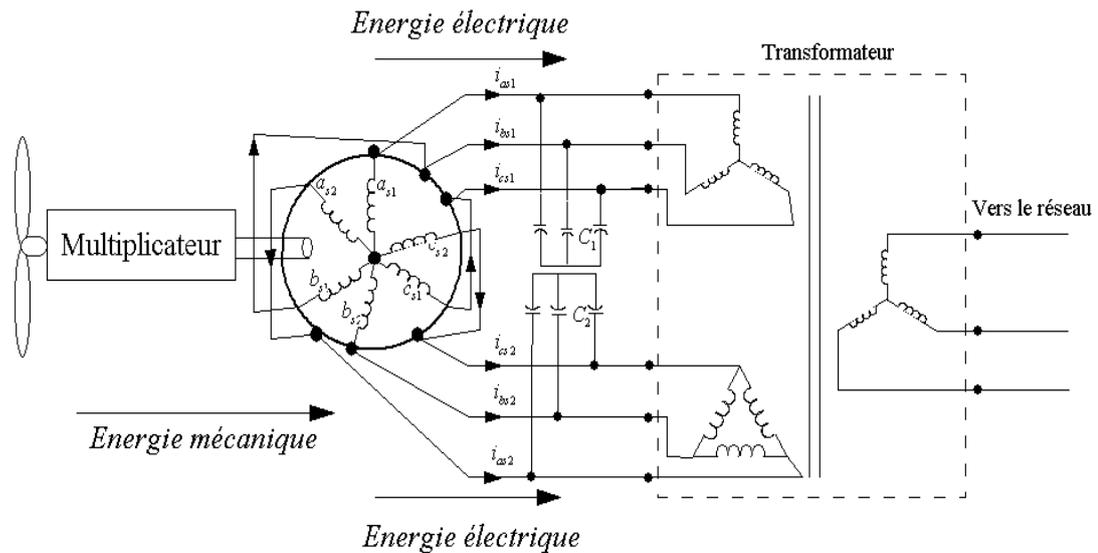


Figure 1 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de phases.

I.5. LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DE LA MACHINE

Comme d'autres machines, MASDE présente des avantages et des inconvénients liés à plusieurs facteurs : sa structure, sa stratégie de contrôle et son application. Parmi Ses avantages on peut citer :

I.5.1. Avantages Des Machines polyphasées

- Segmentation de puissance : Puisqu'un moteur polyphasé contient plusieurs phases, pour une puissance donnée, le courant dans chaque phase est réduit, de sorte que la puissance est répartie sur le nombre de phases [Had01].
- Réduire la perte de fer et améliorer les performances globales [G.k02].
- Faible courant par phase, pas de chute de tension par phase.
- L'utilisation de moteurs à induction polyphasés réduit le couple d'ondulation et augmente l'efficacité du moteur [Rez11][Fat14].
- Les moteurs à induction polyphasés sont moins bruyants que les moteurs à induction triphasés [Rez11].
- Un nombre élevé de phases permet de meilleures performances du moteur en cas de perte d'une ou plusieurs phases, de plus, l'utilisation de moteurs à induction polyphasés permet au moteur de démarrer et de fonctionner même avec plusieurs phases ouvertes ou en court-circuit. (fonctionnant en état dégénéré) [Rez11][Bouz14].

I.5.2. Inconvénients Des Machines polyphasées

Premièrement, MASDE est une machine asynchrone, puis le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui signifie que son contrôle est plus compliqué. En dehors de cela, nous pouvons également mentionner les inconvénients suivants :

- **Le coût** : Le nombre de composants semi-conducteurs composant un convertisseur statique augmente avec le nombre de phases stator de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine.
- Présence de courants harmoniques circulants en cas d'alimentation par un onduleur de tension [Mer08].
- Il est nécessaire de développer des techniques de commande approchée des convertisseurs statiques adaptées aux machines polyphasés de type 2, car les méthodes développées pour les systèmes triphasés ne sont pas directement applicables aux systèmes à nombre de phases impair, par exemple (5 phases, 7 égales) [G. k02] ;

I.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a donné quelques généralités sur les machines polyphasés, nous nous intéressons aux moteur le plus courant, les machines double étoile (MASDE), il est très intéressant de pouvoir étudier les deux modes de fonctionnement de ce dernier (moteur et générateur) Nous continuons à modéliser une machine électrique asynchrone double étoile (MASDE) en fonctionnement moteur.

CHAPITRE II MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE (MASDE)

II.1 INTRODUCTION

D'une part, la modélisation de tout système est indispensable pour étudier et contrôler son fonctionnement, et d'autre part, lorsqu'on souhaite lui appliquer des commandes spécifiques. Afin de contrôler MASDE, comme tout autre processus, nous devons en avoir un modèle, plus ou moins conscient des éléments constitutifs. Mathématiquement, on peut représenter MASDE par un modèle entrées-sorties sous la forme d'une fonction de transfert, voire sous la forme standard de l'équation des variables d'état [Mer08].

Dans ce chapitre, nous continuerons à modéliser de la machine asynchrone double étoile, nous rappellerons le modèle utilisant les équations électriques et mécaniques du moteur dans son référentiel triphasé, puis nous réduirons l'ordre du système en transférant MASDE à la nouvelle transformation Park biphasée dans le référentiel de phase. Les résultats de simulation sont présentés à la fin de ce chapitre pour confirmer la validité du modèle réalisé.

II.2 PRESENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE

Le MASDE est constitué d'un stator et d'un rotor à cage d'écurueil portant deux enroulements triphasés identiques décalés d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$.

La figure II.1 représente schématiquement les enroulements de la MASDE. Les angles θ_r et $(\theta_r - \alpha)$ représentent la position du rotor (phase A_r) par rapport à l'étoile 1 (phase A_{s1}) et l'étoile 2 (phase A_{s2}), respectivement. Les magnitudes associées aux deux étoiles (1 et 2) seront notées respectivement par les indices 1 et 2 [Had01].

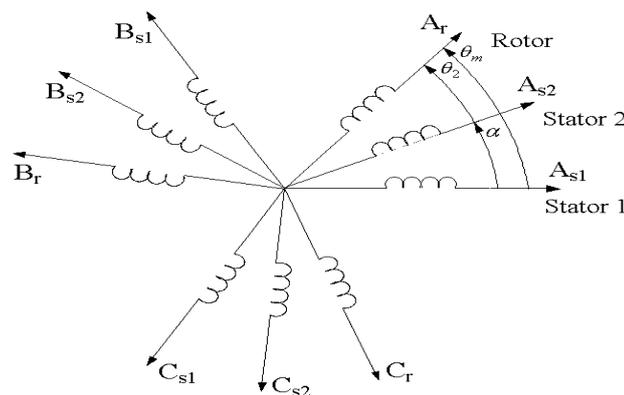


Figure 2 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE.

II.3 DESCRIPTION DU MOTEUR ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE

Le moteur asynchrone triphasé à deux stators est un moteur constitué de deux parties : la partie fixe est le stator (inductance), et la partie mobile est le rotor (induit) [Ben10], [Fer09], [Had01].

II.3.1 Partie fixe (stator ou inducteur)

Il se compose de deux stators qui sont décalés d'un angle de $\alpha = 30^\circ$, chacun composé de trois enroulements identiques. Leurs axes sont décalés l'un de l'autre dans l'espace d'un angle électrique égal et ils se trouvent dans des fentes du circuit magnétique.

Les deux enroulements statoriques sont respectivement alimentés par un système triphasé équilibré en courant, générant ainsi un champ tournant glissant dans l'entrefer.

La vitesse de rotation du champ magnétique tournant est inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation du courant statorique, par exemple :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$$

II.3.2 Partie mobile (rotor ou induit)

Le rotor est construit de manière à obtenir trois enroulements avec le même nombre de paires de pôles que le stator.

La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage d'écureuil constitué de barres conductrices (barres conductrices en aluminium à tôles ferromagnétiques) court-circuitées aux deux extrémités par des anneaux conducteurs. Cette option permet d'obtenir des machines peu coûteuses, robustes, simples d'utilisation et nécessitant peu d'entretien.

Les rotors tournent à des vitesses différentes, de sorte que les cages de rotor abritent un système EMF triphasé, qui génère lui-même trois courants de rotor. Par conséquent, l'influence de l'induction du stator sur le courant induit du rotor apparaît comme une paire de forces électromagnétiques sur le rotor, réduisant ainsi la différence de vitesse.

Le rapport : connu sous le nom de rapport entre le glissement du rotor et le champ magnétique tournant du stator

II.4 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE

Les courants statoriques génèrent un champ magnétique tournant dans les deux stators (étoile 1 avec courant triphasé, étoile 2 avec le même courant triphasé mais avec un angle de décalage $\alpha=30^\circ$).

La fréquence de rotation de ce champ magnétique est imposée par la fréquence du courant stator " f_s ", c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation, et la vitesse de ce champ magnétique tournant est appelée vitesse de synchronisme « ω_s »[Bou14].Elle est définie comme suit :

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} \text{ rad/s} \quad (\text{II. 1})$$

Ces deux champs magnétiques tournants générés par les deux bobinages du stator vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. En conséquence, une force électromotrice est générée pour faire tourner le rotor à une vitesse inférieure à la vitesse synchrone « $\omega_r < \omega_s$ », de sorte que l'influence de l'induction du stator sur le courant induit par le rotor se manifeste par la génération d'un couple de force électromagnétique sur le rotor , comme la réduction de la différence de vitesse.

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement :

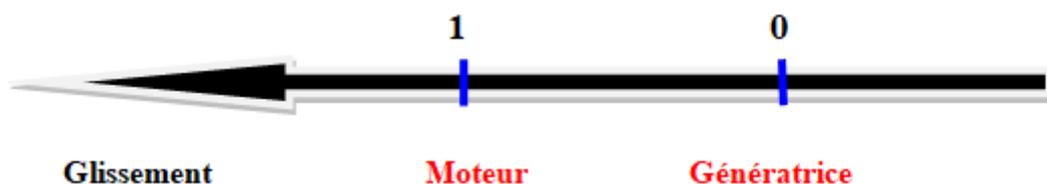


Figure 3 : Modes de fonctionnement suivant le glissement.

Les moteurs sont modélisés à l'aide d'équations générales très complexes. En effet, la répartition des bobinages et la géométrie spécifique du moteur asynchrone double étoile compliquent la mise en œuvre du modèle. Cependant, cette difficulté peut être contournée en adoptant certaines hypothèses simplificatrices.

II.5 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICE

Pour simplifier l'étude de cette machine, nous adoptons les hypothèses simplificatrices suivantes [Mer08] :

- Supposons que la structure de la machine est homogène, c'est-à-dire que la longueur de l'écart est constante.
- On admet aussi f.é.m. que les tensions générées par chaque phase des deux armatures ont une distribution spatiale sinusoïdale.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoile 1 et étoile 2) est négligeable.
- On considère que la machine fonctionne en régime équilibré.

II.6 MODELE TRIPHASE DE LA MASDE

II.6.1. Equations Electriques

En considérant les hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation vectorielle des valeurs de tension, courant et flux, les équations électriques pour l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor, on peut écrire [Had01], [Wed08] :

Pour l'étoile 1

$$\begin{aligned}
 [V_{s1}] &= [v_{as1} \quad v_{bs1} \quad v_{cs1}]^T \\
 [I_{s1}] &= [i_{as1} \quad i_{bs1} \quad i_{cs1}]^T \\
 [\Phi_{s1}] &= [\phi_{as1} \quad \phi_{bs1} \quad \phi_{cs1}]^T
 \end{aligned}
 \tag{II.2}$$

Pour l'étoile 2

$$\begin{aligned}
[V_{s2}] &= [v_{as2} \quad v_{bs2} \quad v_{cs2}]^T \\
[I_{s2}] &= [i_{as2} \quad i_{bs2} \quad i_{cs2}]^T \\
[\Phi_{s2}] &= [\phi_{as2} \quad \phi_{bs2} \quad \phi_{cs2}]^T
\end{aligned} \tag{II.3}$$

Pour le rotor

$$\begin{aligned}
[V_r] &= [v_{ar} \quad v_{br} \quad v_{cr}]^T \\
[I_r] &= [i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T \\
[\Phi_r] &= [\phi_{ar} \quad \phi_{br} \quad \phi_{cr}]^T
\end{aligned} \tag{II.4}$$

En combinant la loi d'Ohm avec la loi de Lenz, la relation suivante peut être écrite dans la convention du récepteur, qui est valable quelle que soit l'opération, [Ben10-2],[Had01],[Mer13]:

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1}] \tag{II.5}$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s2}] \tag{II.6}$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \tag{II.7}$$

II.6.2. Équations des flux

Les équations ci-dessous expriment les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles. [Ben10-1], [Mer13] :

$$[\Phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s2}][I_{s2}] + [M_{s1,r}][I_r] \tag{II.8}$$

$$[\Phi_{s2}] = [M_{s2,s1}][I_{s1}] + [L_{s2,s2}][I_{s2}] + [M_{s2,r}][I_r] \tag{II.9}$$

$$[\Phi_r] = [M_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] + [L_{r,r}][I_r] \tag{II.10}$$

Où: $[R_{S1}]$, $[R_{S2}]$, $[R_r]$: Matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques respectivement ; telles que [Mer08] :

$$\begin{aligned}
[R_{S1}] &= R_{s1} [ID]_{3 \times 3} \\
[R_{S2}] &= R_{s2} [ID]_{3 \times 3} \\
[R_r] &= R_r [ID]_{3 \times 3}
\end{aligned} \tag{II.11}$$

Avec :

$[ID]_{3 \times 3}$: Matrice identité d'ordre 3 ;

R_{s1} : Résistance d'une phase de la 1ere étoile ;

R_{s2} : Résistance d'une phase de la 2eme étoile ;

R_r : Résistance d'une phase du rotor.

Les sous matrices des inductances dans les équations (II.8), (II.9) et (II.10) sont exprimés comme suit [Had01], [Mer13] :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{pmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 & L_{s1} + L_{ms} \end{pmatrix}$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{pmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 & L_{s2} + L_{ms} \end{pmatrix}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{pmatrix} L_r + L_{mr} & -L_{mr} / 2 & -L_{ms} / 2 \\ -L_{mr} / 2 & L_r + L_{mr} & -L_{ms} / 2 \\ -L_{mr} / 2 & -L_{mr} / 2 & L_r + L_{mr} \end{pmatrix}$$

$$[M_{s1,s2}] = M_{sr} \begin{pmatrix} \cos \alpha & \cos(\alpha + 2\pi / 3) & \cos(\alpha + 4\pi / 3) \\ \cos(\alpha + 4\pi / 3) & \cos \alpha & \cos(\alpha + 2\pi / 3) \\ \cos(\alpha + 2\pi / 3) & \cos(\alpha + 4\pi / 3) & \cos \alpha \end{pmatrix}$$

$$[M_{s1,r}] = M_{sr} \begin{pmatrix} \cos \theta_m & \cos(\theta_m + 2\pi / 3) & \cos(\theta_m + 4\pi / 3) \\ \cos(\theta_m + 4\pi / 3) & \cos \theta_m & \cos(\theta_m + 2\pi / 3) \\ \cos(\theta_m + 2\pi / 3) & \cos(\theta_m + 4\pi / 3) & \cos \theta_m \end{pmatrix}$$

$$[M_{s2,r}] = M_{sr} \begin{pmatrix} \cos \theta_2 & \cos(\theta_2 + 2\pi / 3) & \cos(\theta_2 + 4\pi / 3) \\ \cos(\theta_2 + 4\pi / 3) & \cos \theta_2 & \cos(\theta_2 + 2\pi / 3) \\ \cos(\theta_2 + 2\pi / 3) & \cos(\theta_2 + 4\pi / 3) & \cos \theta_2 \end{pmatrix}$$

Les sous matrices : $[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T$; $[M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T$; $[M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T$

Où:

L_{s1} : Inductance propre de la 1^{ère} étoile

L_{s2} : Inductance propre de la 2^{ème} étoile ;

L_r : Inductance propre d'une phase du rotor

L_{ms} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique ;

L_{mr} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique ;

M_{sr} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

II.6.3. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique représenté par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [Abd97] :

$$C_{em} = \frac{\partial w}{\partial \theta_{geo}} = p \frac{\partial w}{\partial \theta_{ele}}$$

Décrite par les deux relations suivantes l'équation fondamentale du mouvement de la machine (rotation du rotor) [Ben10-1], [Mer08] :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Omega_m &= \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - k_f \Omega_m) \\ \frac{d\theta_r}{dt} &= \Omega_m \end{aligned} \quad (II.12)$$

Avec:

J : le moment d'inertie de la machine ;

C_{em} : le couple électromagnétique;

C_r : le couple résistant (couple de la charge);

K_f : le coefficient de frottement.

Par ailleurs, l'expression du couple électromagnétique est comme suit [Mer08] :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} [I_{S1}]^T \\ [I_{S1}]^T \\ [I_r]^T \end{pmatrix} \frac{\partial}{\partial \theta_m} \left\{ \begin{pmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s1}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{s1,s1}] & [L_{r,r}] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [I_{S1}] \\ [I_{S2}] \\ [I_r] \end{pmatrix} \right\} \quad (II.13)$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que la sous-matrice suivante dépend de ce qui donne une expression plus simple du couple électromagnétique que l'équation précédente (II.14) [Mer13] :

$$C_{em} = [I_{S1}]^T \frac{\partial}{\partial \theta_m} [M_{s1,r}] \cdot [I_r] + [I_{S2}]^T \frac{\partial}{\partial \theta_m} [M_{s2,r}] [I_r] \quad (II.14)$$

Après avoir établi le modèle électromagnétique de la machine dans le cadre triphasé compte tenu des hypothèses simplificatrices, on peut remarquer sa complexité, ce qui oblige à utiliser un modèle plus simple dans le cadre à nombre d'axes réduit, de sorte que les

mathématiques transrationnelles de la machine En toute simplicité, recherche et analyse de son régime transitoire [Mer13] :

Parmi ces modèles, nous citons le plus répandu, appelé modèle de Park (1929), qui est une opération mathématique qui permet de passer d'un système triphasé à un système diphasé plus facilement soluble [Fer09].

II.7 TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park consiste à transformer le système triphasé d'enroulements statoriques d'axes (a, d et c) en le système équivalent de deux enroulements diphasés d'axes (d, q) et inversement, tout en créant un champ électromagnétique suivant le magnétomoteur forcer la rotation.

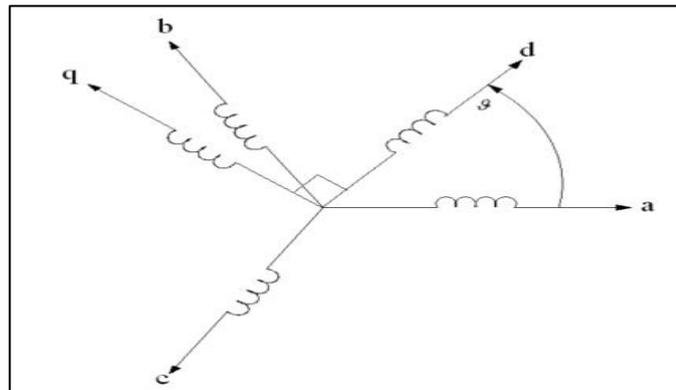


Figure 4 : Modes de fonctionnement suivant le glissement.

La composante unipolaire intervient pour équilibrer le système transformé [Car00].

La condition pour passer d'un système triphasé à un système biphasé est la génération d'un champ électromagnétique tournant avec une force magnétomotrice égale. Nous définissons une seule matrice de transformation de Park pour le courant, la tension et le flux, définie par [Oua10] :

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 4\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Et son inverse est donné par [Oua10] :

$$[A^{-1}] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 4\pi/3) & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes [Oua10], [Mer081] :

$$[G_{dq0}] = [A][G_{abc}] \quad (\text{II.17})$$

$$[G_{abc}] = [A^{-1}][G_{dq0}] \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$[G_{abc}]$: Est le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré ;

$[G_{dq0}]$: Est le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

II.7.1. Application de la transformation de Park au MASDE

Le modèle généralisé de la MASDE est représenté selon le système d'axes (d,q) tournant à la vitesse ω_{coor} par la figure (II.2)

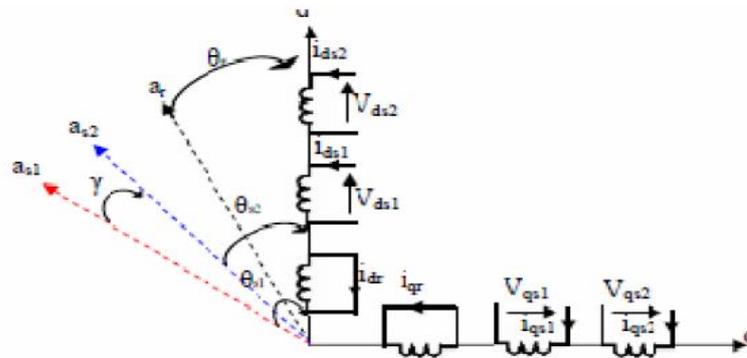


Figure 5 : Représentation schématique du modèle du MASDE dans le repère de Park.

a) Équations des tensions

Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle du MASDE dans le référentiel de Park sera donné par les équations suivantes [Ben10-1], [Mer08]:

Pour l'étoile 1

$$V_{ds1} = R_s i_{ds1} + \frac{d}{dt} \phi_{ds2} - \omega_{\text{coor}} \phi_{qs1} \quad (\text{II.19})$$

$$V_{qs1} = R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt} \phi_{qs2} + \omega_{\text{coor}} \phi_{ds1}$$

Pour l'étoile 2

$$V_{ds2} = R_s i_{ds2} + \frac{d}{dt} \phi_{ds2} - w_{coor} \phi_{qs2} \quad (II.20)$$

$$V_{qs2} = R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt} \phi_{qs2} + w_{coor} \phi_{ds2}$$

Pour le rotor

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (w_{coor} - w_r) \phi_{qr} \quad (II.21)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (w_{coor} - w_r) \phi_{dr}$$

Avec

ω_{coor} : vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé (d, q).

b) Équations des flux

L'application de transformation de Park sur les équations des tensions, si on applique cette transformation sur les équations des flux, on obtient [Ben10-1], [Mer08]:

Pour l'étoile 1

$$\phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{dr} \quad (II.22)$$

$$\phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qr}$$

Pour l'étoile 2

$$\phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{dr} \quad (II.23)$$

$$\phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qr}$$

Pour le rotor

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{dr} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{ds2} \quad (II.24)$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{qr} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qs2}$$

$$\text{Où : } \frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{mr} = \frac{3}{2} L_{sr} = L_m$$

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

Les équations (II.22), (II.23), (II.24) sont réécrites de cette façon [Mer13]:

Pour l'étoile 1

$$\begin{aligned} \phi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{aligned} \quad (II.25)$$

$$\begin{aligned}
\text{Pour l'étoile 2} \quad \phi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
\phi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
\end{aligned} \tag{II.26}$$

$$\begin{aligned}
\text{Pour le rotor} \quad \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
\phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
\end{aligned} \tag{II.27}$$

c) Équation mécanique

Lors d'un changement du repère, rechercher l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère. Pour calculer l'expression du couple instantané, il faut déterminer la puissance instantanée. La puissance instantanée absorbée par le moteur asynchrone double étoile est donnée par la formule suivante [Had01], [Mer08] :

$$P_{abc} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \tag{II.28}$$

Ce qui donne :

$$P_{abc} = V_{as1}i_{as1} + V_{bs1}i_{bs1} + V_{cs1}i_{cs1} + V_{as2}i_{as2} + V_{bs2}i_{bs2} + V_{cs2}i_{cs2} \tag{II.29}$$

De plus, on peut écrire

$$P_{abc} = V_{ds1}i_{ds1} + V_{qs1}i_{qs1} + V_{ds2}i_{ds2} + V_{qs2}i_{qs2} \tag{II.30}$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans l'équation (II.30) par leurs expressions dans les équations (II.19), (II.20), (II.21) on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$\begin{aligned}
P_{abc} &= \underbrace{R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2}_{\text{terme1}} \\
&+ \underbrace{w_{\text{coor}}(\phi_{ds1}i_{qs1} - \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds2})}_{\text{terme2}} \\
&+ \underbrace{\frac{d\phi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt}i_{qs2}}_{\text{terme3}}
\end{aligned} \tag{II.31}$$

On peut voir que la puissance instantanée générée est constituée de trois termes [Mer08] :

- Le premier terme peut être identifié comme la perte joule du stator ;

- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique stockée ;
- Le troisième terme représente l'énergie électrique convertie en énergie mécanique (en supposant des pertes fer négligeables).
- La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme standard :

$$P_{em} = \Omega_s C_{em} \quad (\text{II.32})$$

D'après le troisième terme il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante [Mer08]:

$$C_{em} = p(\phi_{ds1}i_{qs1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds1} - \phi_{qs1}i_{ds2}) \quad (\text{II.33})$$

II.8 CHOIX DU REFERENTIEL

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q).

II.8.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont fixes par rapport au stator ($w_{coor} = 0$). Dans ce cas, phase A_{s1} et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour traiter les grandeurs transitoires, avec l'avantage qu'aucune conversion vers un système réel n'est nécessaire. Les mécanismes de démarrage et de freinage des moteurs à courant alternatif peuvent être étudiés à l'aide de ce système [Mer08-1], [Ben10-1].

II.8.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse Ω donc ($w_{coor} = w_r$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [Ben10-1], [Mer08].

II.8.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont au repos par rapport au champ électromagnétique généré par les deux étoiles du stator ($w_{coor} = w_s$).

Ce référentiel est typiquement utilisé pour pouvoir appliquer des commandes de vitesse, de couple, etc. Car les quantités dans ce référentiel sont sous forme continue [Ben10-1], [Mer08].

II.9 MODELE DU MOTEUR DANS LE REPERE DE PARK LIE AU CHAMP TOURNANT

Dans notre travail, nous modélisons et commandons MASDE à l'aide de références liées à des champs tournants. Dans ce cas, son modèle devient [Had01], [Mer13] :

$$\text{Pour l'étoile 1} \quad V_{ds1} = R_s i_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs1} \quad (\text{II.34})$$

$$V_{qs1} = R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} + \omega_s \Phi_{ds1}$$

$$\text{Pour l'étoile 2} \quad V_{ds2} = R_s i_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \quad (\text{II.35})$$

$$V_{qs2} = R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} + \omega_s \Phi_{ds2}$$

$$\text{Pour le rotor} \quad \begin{aligned} 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (\text{II.36})$$

II.9.1 Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant Φ_m est la somme des deux flux magnétisants direct Φ_{md} et quadratique Φ_{mq} d'où [Ben10-2], [Mer08] :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (\text{II.37})$$

Deux expressions du flux magnétisant en fonction des courants stator et rotor sont données comme suit : [Ben10-2], [Zai06]:

$$\begin{aligned} \Phi_{md} &= L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{mq} &= L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{aligned} \quad (\text{II.38})$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (II.38) dans les équations (II.25), (II.26), (I.27), on aura :

$$\text{Pour l'étoile 1} \quad \begin{aligned} \Phi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + \Phi_{md} \\ \Phi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + \Phi_{mq} \end{aligned} \quad (\text{II.39})$$

$$\text{Pour l'étoile 2} \quad \begin{aligned} \Phi_{ds2} &= L_{s2} i_{ds2} + \Phi_{md} \\ \Phi_{qs2} &= L_{s2} i_{qs2} + \Phi_{mq} \end{aligned} \quad (\text{II.40})$$

$$\text{Pour le rotor} \quad \begin{aligned} \Phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \Phi_{md} \\ \Phi_{qr} &= L_r i_{qr} + \Phi_{mq} \end{aligned} \quad (\text{II.41})$$

A partir des équations (II.39), (II.40), (II.41), on tire [Mer08]:

Pour l'étoile 1

$$\begin{aligned} i_{ds1} &= (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) / L_{s1} \\ i_{qs1} &= (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) / L_{s1} \end{aligned} \quad (II.42)$$

Pour l'étoile 2

$$\begin{aligned} i_{ds2} &= (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) / L_{s2} \\ i_{qs2} &= (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) / L_{s2} \end{aligned} \quad (II.43)$$

Pour le rotor

$$\begin{aligned} i_{dr} &= (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) / L_r \\ i_{qr} &= (\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) / L_r \end{aligned} \quad (II.44)$$

En remplaçant les courants des équations (II.42), (II.43), (II.44) par leurs expressions dans les équations (II.34), (II.35), (II.36), on aura [Mer08]:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} &= V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + w_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} &= V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) + w_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} &= V_{ds2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + w_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} &= V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) + w_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} &= -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + w_{gl} \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} &= -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) + w_s \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (II.45)$$

Où : $w_{gl} = w_s - w_r$

A partir de l'équation (II.25), (II.26), (II.27) les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes [Ben10-2], [Zai06]:

$$\begin{aligned} \Phi_{md} &= L_a \left(\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \Phi_{mq} &= L_a \left(\frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right) \end{aligned} \quad (II.46)$$

$$\text{D'où : } L = \frac{1}{\left(\frac{1}{L_{s1}}\right) + \left(\frac{1}{L_{s2}}\right) + \left(\frac{1}{L_r}\right) + \left(\frac{1}{L_m}\right)}$$

En utilisant l'expression de la liaison de flux statorique, en remplaçant (II.25), (II.26), (II.27) dans (II.33), d'autres expressions de couple instantané peuvent être obtenues, nous obtenons [Ben10-2], [Zai06]. [Mer13] :

$$C_{em} = pL \left[(i_{qs1} + i_{qs2}) i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) i_{qr} \right] \quad (\text{II.47})$$

Une autre expression du couple peut être dérivée du flux du rotor dans l'équation (II.27). Considérez les courants de rotor suivants :

$$\begin{aligned} i_{dr} &= \frac{1}{L_m + L_r} \left[\Phi_{dr} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \right] \\ i_{qr} &= \frac{1}{L_m + L_r} \left[\Phi_{qr} - L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) \right] \end{aligned} \quad (\text{II.48})$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (II.47), on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \left[(i_{qs1} + i_{qs2}) \Phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \Phi_{qr} \right] \quad (\text{II.49})$$

Selon la substitution et la simplification de l'expression du flux magnétique dans la formule (II.45), nous obtenons les nouvelles équations suivantes [Mer08] :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} &= V_{ds1} - w_s \Phi_{qs1} \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \Phi_{ds1} + \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} \Phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} &= V_{qs1} - w_s \Phi_{ds1} \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \Phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} \Phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} &= V_{ds2} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s2} L_{s1}} \Phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s1} L_{s2}} \Phi_{ds2} + w_s \Phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} &= V_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} \Phi_{qs1} - w_s \Phi_{ds2} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} \Phi_{dr} + \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} &= \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \Phi_{ds1} + \frac{L_a}{T_r L_{s2}} \Phi_{ds2} + \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \Phi_{dr} + w_{gl} \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} &= \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \Phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_r L_{s2}} \Phi_{qs2} - w_{gl} \Phi_{dr} + \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \Phi_{qr} \end{aligned} \quad (\text{II.50})$$

En mettant le système d'équations (I.50) sous forme d'équations d'état, on aura :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{II.51})$$

Tels que :

$$X = [\Phi_{ds1} \quad \Phi_{qs1} \quad \Phi_{ds2} \quad \Phi_{qs2} \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr}]^T : \text{Vecteur d'état ;}$$

$$U = [V_{ds1} \quad V_{qs1} \quad V_{ds2} \quad V_{qs2} \quad V_{dr} \quad V_{qr}]^T : \text{Vecteur de commande (vecteur d'entrée).}$$

D'après le calcul matriciel, on aboutisse aux matrices suivantes [Ben10-2], [Mer13] [Zai06]:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & w_s & \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} & 0 \\ -w_s & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} \\ \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & w_s & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & -w_s & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} \\ \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & 0 & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & w_{gl} \\ 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & -w_{gl} & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Où :

$$T_{s1} = \frac{L_{s1}}{R_{s1}} : \text{Constante de temps statorique de la première étoile ;}$$

$$T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}} : \text{Constante de temps statorique de la deuxième étoile ;}$$

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

II.10 SIMULATION NUMERIQUE

Pour illustrer les propriétés générales de MASDE, on a simulé le comportement d'un moteur alimenté directement par un réseau triphasé dans deux situations : démarrage à vide, et en charge.

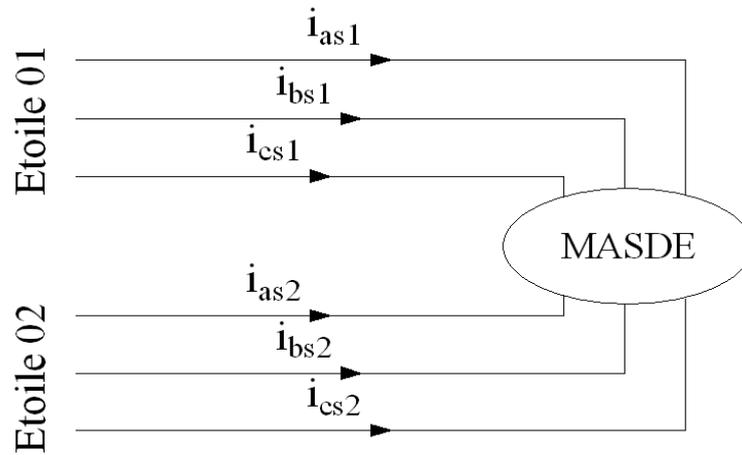


Figure 6 : Alimentation directe du MASDE.

II.10.1 Fonctionnement à vide

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile (MASDE) lors d'un fonctionnement à vide $Cr = 0$.

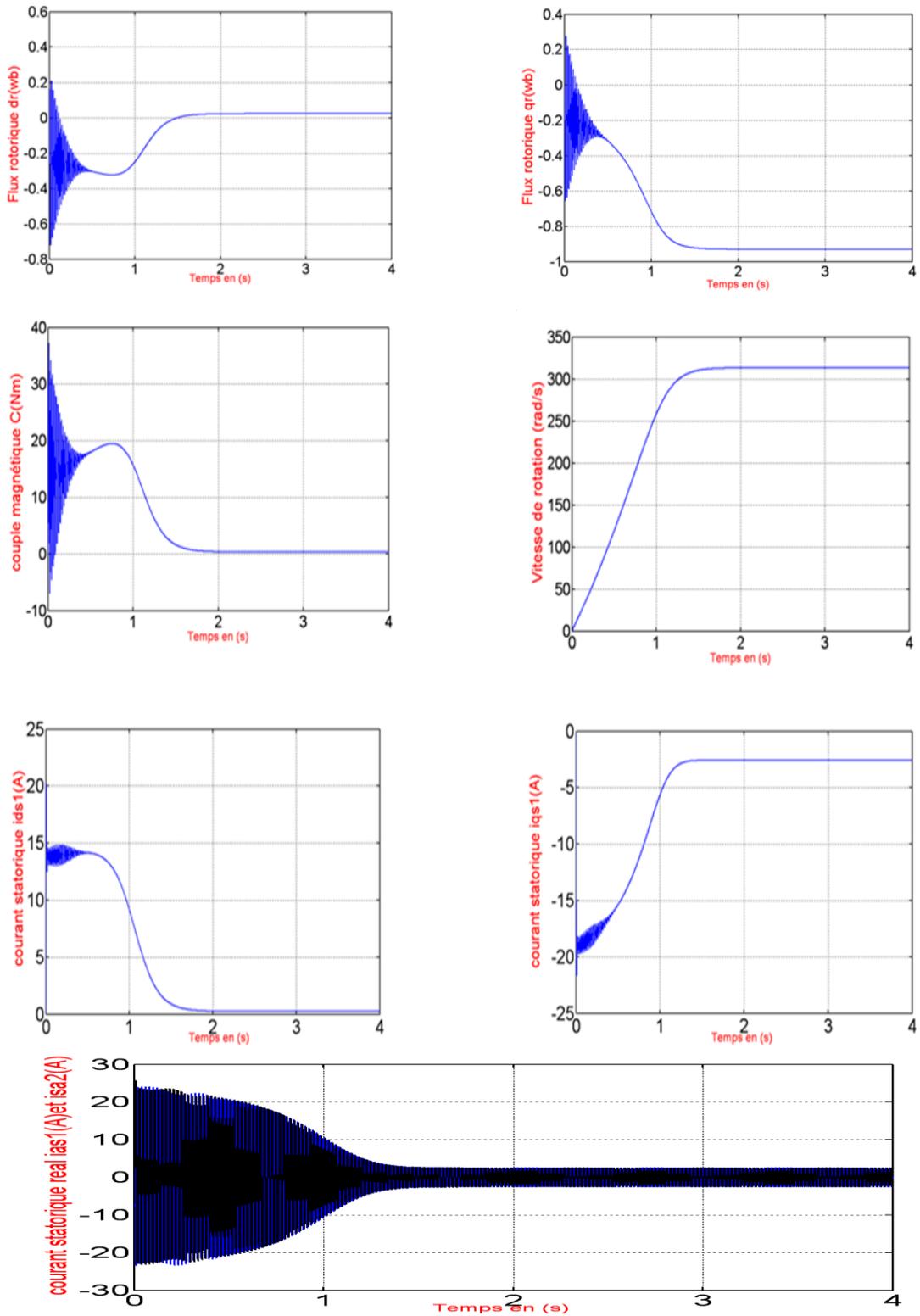
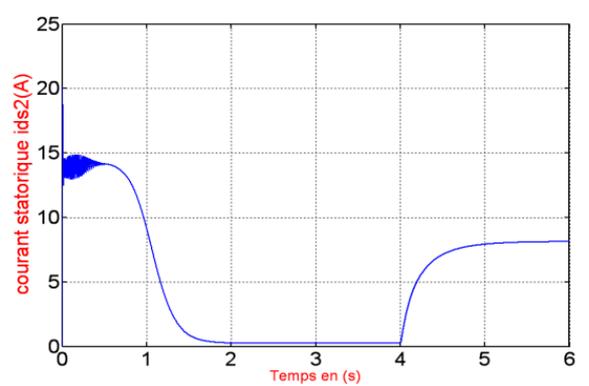
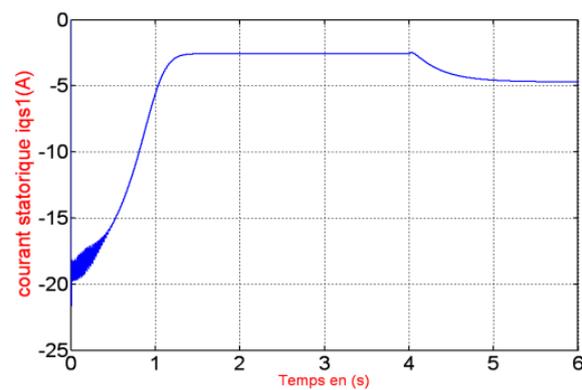
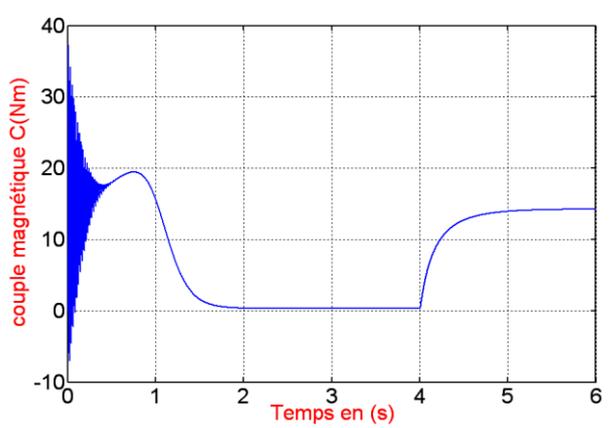
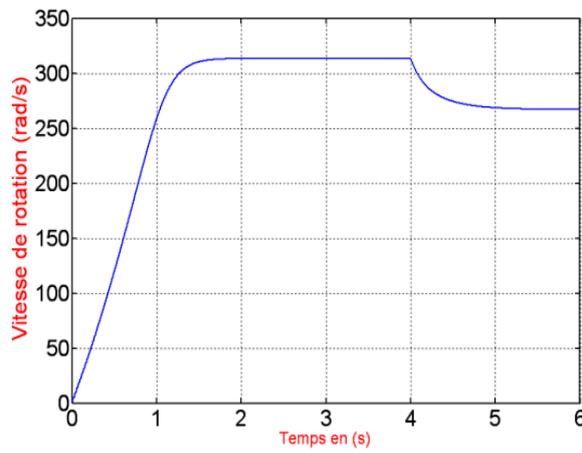
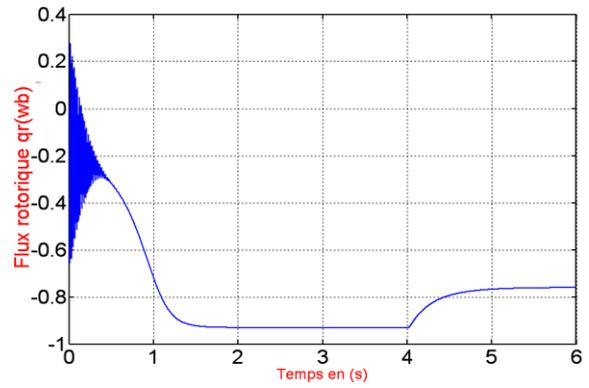
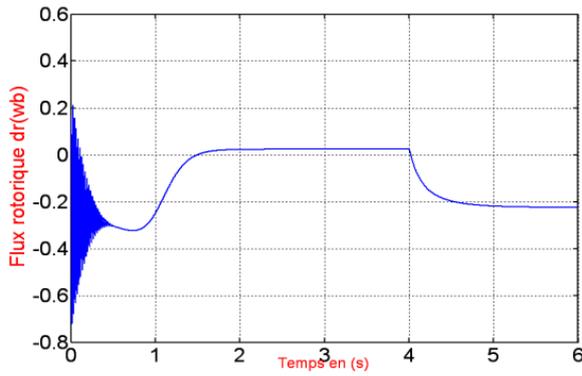


Figure 7 : montre la caractéristique dynamique et statique de la MASDE à vide.

II.10.2 Fonctionnement en charge

L'effet de l'introduction d'un couple de charge de (14Nm) à l'instant ($t=2$ s) après un démarrage à vide sur la dynamique du MASDE, est illustré aux figures suivantes :



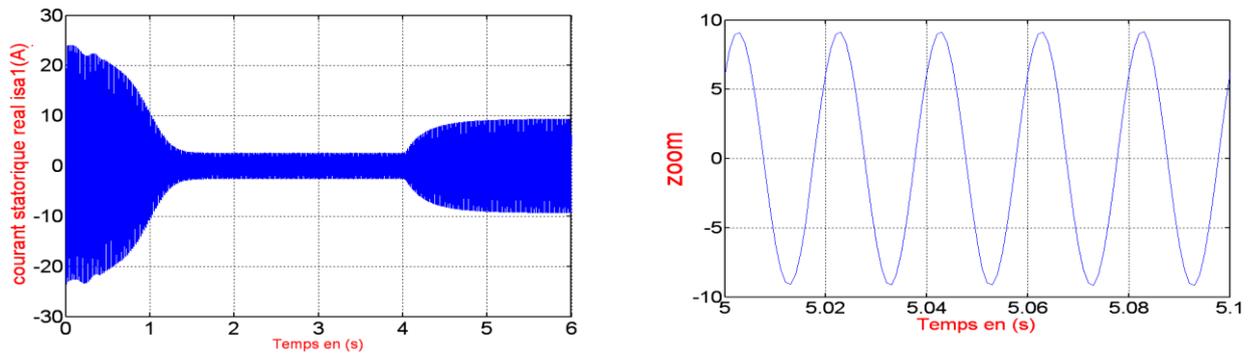


Figure 8 : réponse dynamique de la MASDE lors de l'introduction d'un couple de charge de 14 Nm à $t=4s$.

II.10.3 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS DE SIMULATION

À vide :

D'après les courbes de la figure (II.6), on peut voir que la vitesse augmente lentement après une période de 2 s.

Lors du démarrage, on remarque aussi un fort rappel de courant (24A), pour créer le flux nécessaire au couple demandé. Ce dernier atteint un pic de 37 Nm puis se stabiliser à une valeur pratiquement nulle en régime permanent.

Les courants statoriques ia_{s1} et ia_{s2} sont de forme sinusoïdale avec la même amplitude (les paramètres des deux étoiles statoriques sont les mêmes $R_{S1} = R_{S2}$ etc.).

En régime transitoire, la machine consomme un courant très important, et son amplitude atteint la valeur $ia_{s1} = ia_{s2} = 24A$. Après le transitoire, le courant statorique diminue et atteint une valeur crête de 2,6A.

Les deux courants d'axe d ont la même forme (les deux étoiles sont identiques). Ces courants sont de signe positif et se stabilisent à la valeur presque nulle.

La situation est la même pour les deux courants de l'axe q, sauf que la valeur du courant en régime permanent est de -2,6.

Le flux ϕ_{dr} a des oscillations presque dans la région négative et tend vers zéro en régime permanent, et le flux magnétique ϕ_{qr} a des oscillations dans la zone négative et se stabilise à la valeur -0.93 Wb.

II.10.4 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS DE SIMULATION

En charge

On remarque sur la figure (II.7) que l'introduction du couple résistant entraîne une diminution de la vitesse rotation (267 rad/s), ainsi que le flux rotoriques, ce qui montre bien la présence de fortes variables de couplage entre ces différentes variables. En effet, le couple électromagnétique compense le couple résistant et bien sûr les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de 14.24 N.m.

De plus le courant de l'étoile 1 i_{as_1} atteint la même valeur au démarrage qu'en fonctionnement à vide, et lorsqu'une charge est branchée, le courant augmente et atteint une valeur crête de 9,3A.

Les courants : i_{ds1} à augmente au temps $t = 4$ s, i_{qs1} diminue, le courant i_{ds1} atteint une valeur 8.1 A, tandis que i_{qs1} atteint la valeur -4.7 A.

Le flux ϕ_{dr} lors de l'application de la charge diminue 0 Wb à -0.22 W, et le flux ϕ_{qr} augment de -0.93 Wb à -0.76 Wb.

Par conséquent, pour améliorer la réponse dynamique de la machine et éliminer l'interaction entre différentes variables, il est nécessaire d'introduire une loi de commande capable de maintenir les performances dynamiques et statiques de la machine, notamment lors des changements de charge.

II.11 MODELISATION DE L'ASSOCIATION (REDRESEUR + FILTRE PASSE BAS LC + ONDULEUR DE TENSION COMMANDE EN COURANT PAR LA TECHNIQUE D'HYSTERESIS)

Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, tant au niveau des composants semi-conducteurs qu'au niveau des convertisseurs statiques, permettent la réalisation de dispositifs de contrôle à puissance de sortie élevée et facilement commandables.

Pour développer la tension triphasée qui anime la machine, un convertisseur statique est utilisé, fournissant ainsi une tension à amplitude et fréquence réglables à partir d'un réseau standard 220/380 50Hz. La présence de deux enroulements statoriques nécessite l'alimentation de deux onduleurs de tension dont la commande de la MLI est décalée de l'angle α . Les deux onduleurs sont alimentés par le même pont de diodes dont la tension de sortie est filtrée par un filtre passe-bas LC.

La structure générale de l'alimentation de la MASDE est représentée sur la figureII.8 :

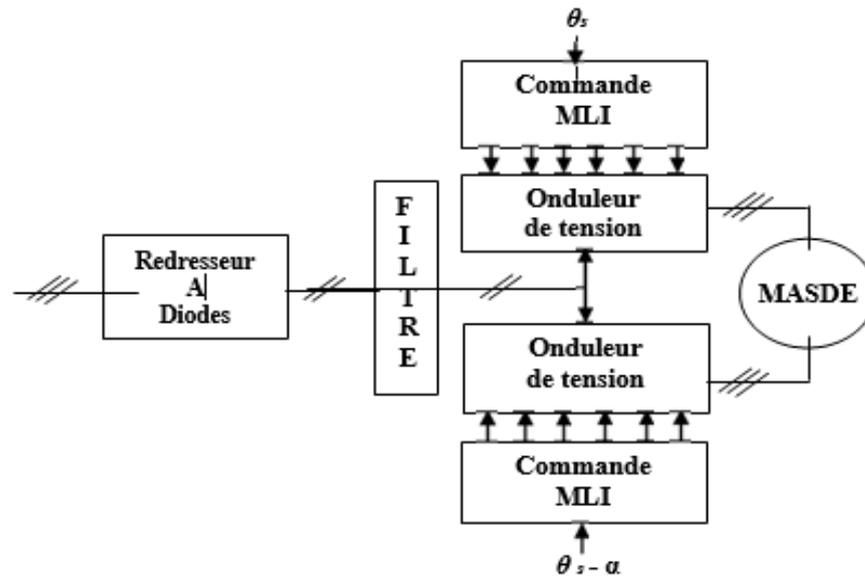


Figure 9 : La structure générale de l'alimentation de la MASDE est représentée.

II.11.1 Modélisation d'une redresseuse triphasée double alternance à diodes

Un redresseur est un convertisseur (AC/DC). Cette conversion d'énergie électrique permet d'obtenir du courant continu à partir de sources alternatives [Zai06]. La figure suivante représente le schéma d'une redresseuse triphasée double alternance à diodes :

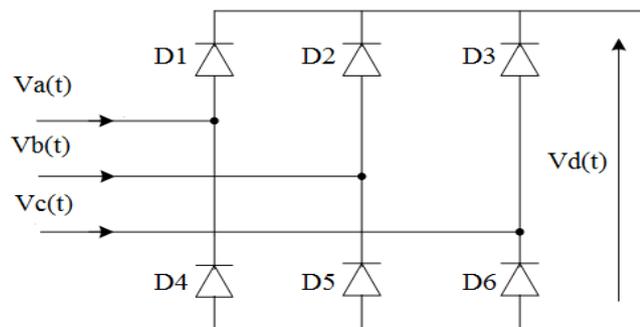


Figure 10 : Représentation d'une redresseuse triphasée double alternance à diodes.

Si on suppose que le redresseur est alimenté par le réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{aligned}
 V_a(t) &= \sin(\omega t) \\
 V_b(t) &= \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_c(t) &= \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{II.52}$$

La tension de sortie du redresseur sera exprimée comme suite :

$$V_d(t) = \text{Max}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] - \text{Min}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] \quad (\text{II.53})$$

La tension de sortie n'est pas vraiment continue, elle contient des faibles ondulations, pour les minimiser on ajoute un filtre passe bas

II.11.2 Modélisation du circuit de filtrage

Pour que les ondulations de tension seront minimisées et un courant relativement lisse, on insère un circuit de filtrage qui contient une capacité et une inductance. La capacité C supprime les brusques variations de la tension durant les intervalles de commutation et absorbe les courants négatifs récupérés par la charge ; et l'inductance L permet le lissage du courant sensiblement constant. Ce filtre est représenté dans la figure dans la page suivante [Tal 04]:

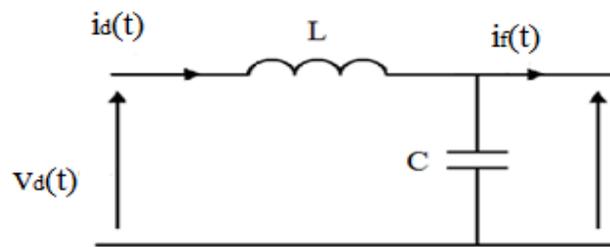


Figure 11 : Représentation d'un filtre passe bas.

On peut écrire :

$$\begin{aligned} \frac{di_d(t)}{dt} &= \frac{1}{L} (v_d(t) + U_f(t)) \\ \frac{dU_f(t)}{dt} &= \frac{1}{C} (i_d(t) + i_f(t)) \end{aligned} \quad (\text{II.54})$$

Où U_f est la tension de l'entrée de l'onduleur, $V_d(t)$ est la tension redressée.

La fonction de transfert du filtre précédent dans le plan de Laplace s'écrit comme suit :

$$F(p) = \frac{U_f(p)}{V_d(p)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{LC}p)^2} \quad (\text{II.55})$$

Avec :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{II.56})$$

Où : f_c Fréquence de coupure.

II.11.3 Modélisation de l'onduleur commandé à MLI

L'onduleur est plus important dans le domaine de l'électronique de puissance, et l'onduleur de tension est un convertisseur statique composé d'unités de commutation. Pour les fortes puissances, on utilise des transistors ou les thyristors GTO notamment dans le domaine des entraînements électriques à vitesse variable, et pour les puissances plus faibles, on utilise des transistors de commutation. (IGBT ou MOSFET) [Mer08].

Pour alimenter le MASDE on utilise deux onduleurs triphasés commandé à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) symétriques.

Pour modéliser les deux onduleurs, on modélise d'abord l'onduleur triphasé :

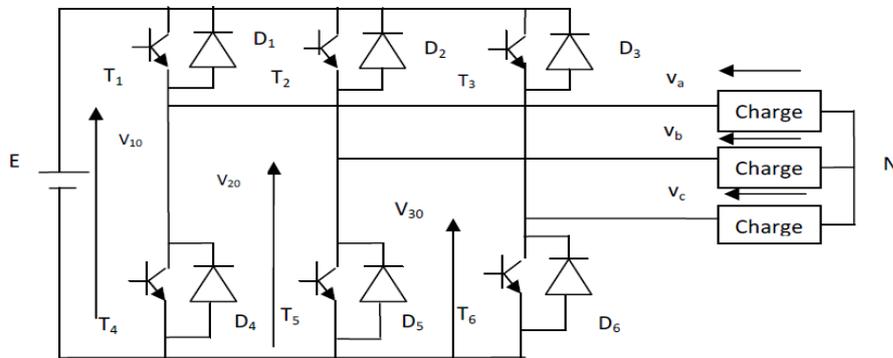


Figure 12 : Schéma de principe d'un onduleur triphasé.

D'après la figure (I.10), v_a , v_b et v_c sont les tensions de phases mesurées par rapport au neutre N de la charge triphasée symétrique,

Chaque interrupteur (transistor + diode) supposé idéal, ($\kappa_{ij}, i = 1, 2$ ou $3, j = 1$ ou 2), on peut établir les relations suivantes [Mer08] :

$$v_{10} - v_a + v_b - v_{20} = 0 \quad (\text{II.56})$$

$$v_{10} - v_a + v_c - v_{30} = 0 \quad (\text{II.57})$$

Par addition de l'équation (I.56) à l'équation (I.57), on obtient :

$$2v_{10} - 2v_a + v_b + v_c - v_{20} - v_{30} = 0 \quad (\text{II.58})$$

La somme des courants i_a, i_b et i_c doit être nulle car la charge est à neutre isolé et symétrique. Même chose pour les tensions des phases ($v_a + v_b + v_c = 0$) Donc, dans l'équation (II.58), on peut remplacer $v_a + v_b$ par $-v_c$.

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{1}{3}(2v_{10} - v_{20} - v_{30}) \\ v_b &= \frac{1}{3}(-v_{10} + 2v_{20} - v_{30}) \\ v_c &= \frac{1}{3}(-v_{10} - v_{20} + 2v_{30}) \end{aligned} \quad (\text{II.59})$$

Les tensions des branches v_{j0} peuvent être égales à E ou à 0 selon l'état des Interrupteurs K_{ij} . On définit trois fonctions de commutation F_1, F_2 et F_3 qui prennent 1 si l'interrupteur K_{i1} est fermé ou -1 s'il est ouvert. L'équation (II.60) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.60})$$

L'alimentation de la MASDE composée par deux onduleurs de tension triphasée donc :

Pour l'onduleur N°1, on a :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{III.61})$$

Pour l'onduleur N°2, on a :

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{12} \\ F_{22} \\ F_{32} \end{bmatrix} \quad (\text{II.62})$$

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique de MLI sinus-triangle (onduleur de tension) ou, on utilise la commande du courant par la MLI à hystérésis (onduleur de courant). La technique de commande utilisée dans notre travail est la commande du courant par MLI à hystérésis [Mer08].

a) Commande par MLI à hystérésis

Le contrôle par MLI hystérétique force les courants de phase à suivre le courant de référence. L'application d'un courant sinusoïdal à la machine assure un couple électromagnétique constant. La méthode la plus simple à cette fin est une stratégie de commande qui utilise un comparateur à hystérèse pour effectuer une comparaison entre le courant de phase mesuré et le courant de référence (voir la Figure II.10), Celui-ci génère des impulsions d'amorçage et de blocage pour la commutation de l'onduleur afin de limiter les courants phase dans une bande d'hystérésis $2\Delta i$ autour du courant de référence [Mer08].

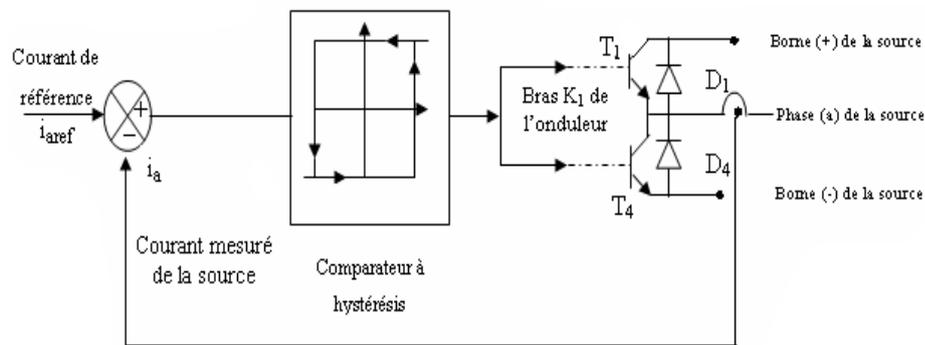


Figure 13 : Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur.

Les conditions de commutation des commutateurs statiques des deux onduleurs sont définies en termes d'états logiques correspondant de la façon suivante :

$$si \quad i_{ksj} \geq i_{ksjref} + \Delta i; \quad F_{kj} = 1 \quad (II.63)$$

$$si \quad i_{ksj} \leq i_{ksjref} - \Delta i; \quad F_{kj} = 1 \quad (II.64)$$

$$si \quad i_{ksj} = i_{ksjref}; \quad F_{kj} = F_{kj-1} \quad (II.65)$$

Avec :

i_{ksj} ($k=1, 2,3/ j=1,2$) : sont les courants de phases statoriques ($i_{as1}, i_{bs1}, i_{cs1}, i_{as2}, i_{bs2}, i_{cs2}$), respectivement.

Δi : Est la bande d'hystérésis, elle est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence admissible de commutation des semi-conducteurs, et à minimiser les harmoniques du courant.

II.12 CONCLUSION

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone double étoile. Cette modélisation nous a permis de construire un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Afin de simplifier le modèle du moteur asynchrone triphasé double étoile, nous adoptons la transformation de Park. Par conséquent, nous avons vérifié le système d'équation d'état de la machine par des simulations numériques.

Sur les caractéristiques de MASDE directement alimenté par une source de signal sinusoïdale dans des conditions de charge et à vide. Les résultats de simulation numérique obtenus montrent clairement un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui nécessite d'ajuster la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous présentons la modélisation d'une alimentation MASDE composée principalement de deux onduleurs de tension commandés par commande de courant par MLI à hystérésis. Le chapitre suivant est consacré à la Commande par mode de glissement du MASDE.

CHAPITRE III LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT DE MASDE

III.1. INTRODUCTION

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les efforts de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques modernes de contrôle qui ont évolué de façon vertigineuse avec le développement des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Il en résulte un procédé industriel performant. Emelyanov a présenté et élaboré les premiers travaux sur les systèmes de contrôle à structure variable en mode glissant au début des années 1950.

A partir des années 1980, la commande par modes glissants est devenue si intéressante qu'elle a été classée comme une technique de commande de systèmes avec des modèles inexacts.

Dans ce chapitre, nous montrerons comment appliquer la commande par mode de glissement au contrôle MASDE. Pour cela, nous présenterons d'abord des pistes théoriques pour la commande par modes glissants des systèmes à structure variable, puis nous aborderons la conception de l'algorithme de commande à ces différentes étapes, que nous présenterons après application de la commande sur MASDE, et afin d'illustrer et de visualiser les résultats de la simulation.

III.2. THEORIE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

III.2.1. Système à structures variables

Le système à structure variable VSC (Variable Structure System) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement, qui se caractérise par la sélection des fonctions et la logique de commutation. Ce choix permet de basculer entre chaque structure à tout moment pour combiner les propriétés utiles de chacune [Ame14B].

Dans les systèmes avec des structures variables en mode glissant, la trajectoire de l'état est amenée à une surface, puis en utilisant des lois de commutation, elle est forcée de rester près de cette surface. Cette dernière est appelée une surface de glissement et le mouvement le long de celle-ci est appelé un mouvement de glissement. Il existe généralement trois modes de fonctionnement [Haz05], [Ami12] pour le contrôle de tels systèmes par méthode glissante :

a). Mode de convergence (MC)

Durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x, y)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

b). Mode de glissement (MG)

Pendant cette période, la variable à régler se déplace de tout point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x, y)=0$. Ce modèle est caractérisé par des lois de commande et des critères de convergence. [Nem02].

c). Mode du régime permanent (MRP)

Il a été ajouté pour étudier la réponse du système près de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il se caractérise par la qualité et les performances sur commande.

Les trois modes de fonctionnement sont illustrés dans la figure ci-dessous [Nem02] :

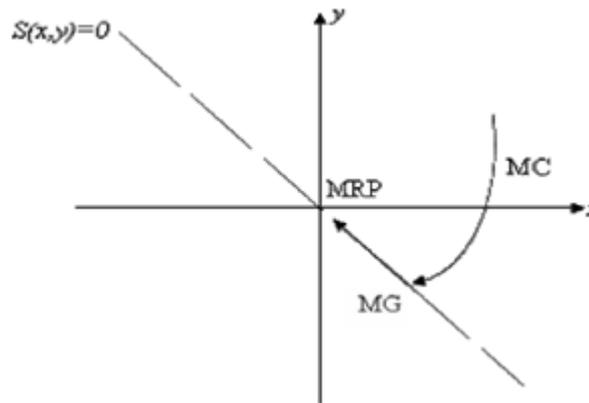


Figure 14: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

III.3. CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSANT

Le réglage en mode glissant est un type de contrôle de structure variable (VSC) avec des avantages indéniables de robustesse, de précision et de stabilité. Ceux-ci les rendent adaptés aux systèmes où le modèle est imprécis

Il est Souvent, judicieux de spécifier la dynamique du système en mode convergent. Par conséquent, le contrôleur comporte deux parties. L'un des continuums représente la dynamique en mode glissant et l'autre discontinuité représente la dynamique du système en mode convergent.

Pour la synthèse de la commande, le système non linéaire est supposé être décrit par l'équation suivante [Kou02] :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x) \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{III.1}$$

Avec :

La surface de glissement la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état à sa référence est définie par [Ame14B]:

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} (x_{ref} - x) \quad (III.2)$$

Où :

r : Est le degré relatif au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

λ : Est une constante positive .

Par ailleurs, pour l'attractivité et l'invariance de la surface de glissement, on doit définir la loi de commande de la façon suivante [Ame14B] :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (III.3)$$

Telle que U_{eq} est la commande équivalente définie par Utkin [Utk78], qui permet de maintenir les trajectoires d'état du système sur la surface de glissement (propriété d'invariance).

$$S(x) = 0; \dot{S}(x) = 0 \quad (III.4)$$

On peut interpréter la commande équivalente comme étant la valeur moyenne de la commande au cours de la commutation rapide entre ces deux valeurs extrêmes U_{max} et U_{min} [Buh99].

Quand le système défini par l'équation (III.1), fonctionne en régime de glissement, sa dynamique vérifie la condition (III.4). Sachant que :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} \frac{dx}{dt}$$

Et en remplaçant U de son expression (III.3) dans l'équation (III.1), on obtient [Bon06],[Kou08]:

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} [f(x) + g(x)U_{eq}] + \frac{dS}{dx} [g(x)U_n] \quad (III.5)$$

La dynamique du système d'ordre n est réduite à l'ordre (n-1) (système équivalent d'ordre réduit). Ceci est obtenu en utilisant la méthode de la commande équivalente.

Lors de l'établissement du mode de glissement, et puisque $U_n = 0$ sur la surface de glissement, la valeur de la commande équivalente peut s'exprimer par [Bon06]:

$$U_{eq} = -\left[\frac{dS}{dx} g(x)\right]^{-1} \left[\frac{dS}{dx} f(x)\right] \quad (\text{III.6})$$

L'addition du terme U_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement S . Celle-ci est attractive si seulement si [Bon06],[Kou08]:

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

Ou encore :

$$S(x) \dot{S}(x) = S(x) \frac{dS}{dx} g(x) U_n < 0$$

La condition (III.7) permet de définir la région dans laquelle le mode de glissement existe [12]. Généralement, le réglage par mode de glissement peut se faire par une commande de type relais (voir la figure (III.2)) donnée par l'expression suivante [Bou06]:

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.8})$$

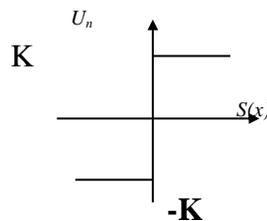


Figure 15 : Commande de type relais.

En remplaçant U_n par son expression dans l'équation (III.7) on aura [Bou06]:

$$S(x) \dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} g(x) K |S(x)| < 0 \quad (\text{III.9})$$

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité.

Cependant l'utilisation de la commande de type relais peut provoquer des dynamiques indésirables caractérisés par le phénomène de chattering [Ame14B].

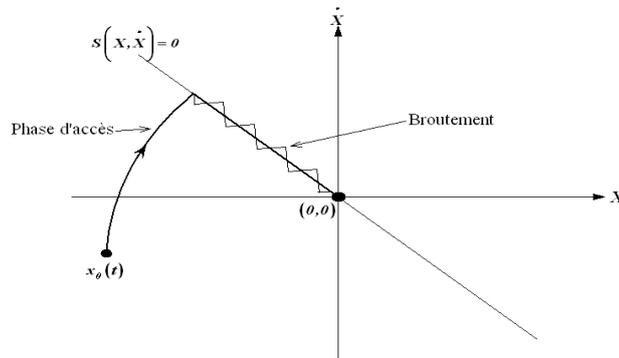


Figure 16 : Phénomène de broutement.

Le phénomène de *chattering* ou de broutement est un sérieux obstacle pour les applications de la commande par mode de glissement, car les oscillations dues à ce phénomène peuvent nuire le fonctionnement de circuit de puissance.

Pour résoudre ce problème, plusieurs méthodes ont été proposées, parmi lesquelles on se réfère à la commande adoucie, qui consiste à remplacer la fonction de commutation de type relais par une fonction de saturation appropriée qui filtre les composantes hautes fréquences. Cette fonction saturante peut être représentée par [Ame14B] :

$$U_n = \begin{cases} \frac{K}{\varepsilon_s} S(x) & \text{si } |S(x)| < \varepsilon_s \neq 0 \\ K \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon_s \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Il y a une autre méthode pour faire la commande douce, c'est la fonction de classe C^1 comme elle est montré dans la figure suivante :

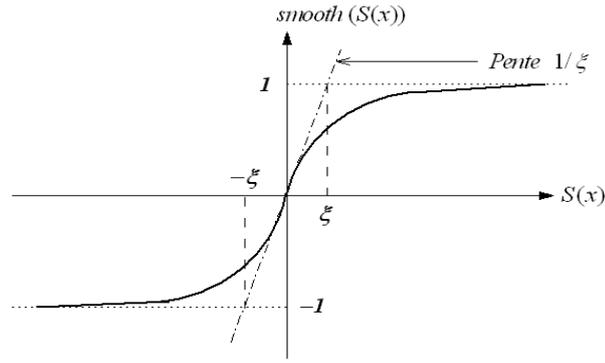


Figure 17 : fonctions de classe C1.

On aura la commande douce suivante :

$$U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda_x} \quad (\text{III.11})$$

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode de glissement, on va analyser dans cette partie le réglage par mode glissant de la vitesse du MASDE commandée vectoriellement.

III.4. REGLAGE PAR MODE GLISSANT DE LA VITESSE ET LE FLUX ROTORIQUE DU MASDE

On tire le système d'équations d'états, à partir du chapitre précédent on obtient :

$$i_{ds1} = \frac{1}{L_1} \{V_{ds1} - r_{s1} i_{ds1} + w_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \Phi_r^* w_{gl}^*)\} \quad (\text{III.12})$$

$$i_{qs1} = \frac{1}{L_1} \{V_{qs1} - r_{s1} i_{qs1} - w_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_r^*)\} \quad (\text{III.13})$$

$$i_{ds2} = \frac{1}{L_2} \{V_{ds2} - r_{s2} i_{ds2} + w_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \Phi_r^* w_{gl}^*)\} \quad (\text{III.14})$$

$$i_{qs2} = \frac{1}{L_2} \{V_{qs2} - r_{s2} i_{qs2} - w_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_r^*)\} \quad (\text{III.15})$$

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{j} \left\{ p \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \Phi_r^* - c_r - K_f \Omega \right\} \quad (\text{III.16})$$

$$\dot{\Phi}_r = -\frac{r_r}{L_r + L_m} \Phi_r + \frac{r_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (\text{III.17})$$

En premier lieu on va commencer par la conception du régulateur par mode glissant de la vitesse du MASDE dans ce cas on doit définir :

III.4.1. Surface de glissement pour la vitesse

Etant donné que notre objectif c'est d'assurer une bonne poursuite de la vitesse a sa consigne, donc il est plus demandé de choisir la surface de glissement de la façon suivante [3,15]:

$$S(w_r) = w_r^* - w_r \quad (III.18)$$

On a : $\Omega = \omega_r/p$.

Par ailleurs la dérivée de la vitesse est donnée par :

$$\dot{w}_r = \frac{p^2 L_m}{j(L_m + L_r)} (i_{qs1} + i_{qs2}) \Phi_r^* - \frac{K_f}{j} w_r - \frac{p}{j} c_r \quad (III.19)$$

Le dérivé de la surface $S(w_r)$ est donné par :

$$\dot{S}(w_r) = \dot{w}_r^* - \dot{w}_r \quad (III.20)$$

De plus si on pose que $i_{qs1} + i_{qs2} = i_{qs}$ et on remplaçant dans l'équation (III.20) on aura :

$$\dot{S}(w_r) = \dot{w}_r^* - \frac{p^2 L_m}{j(L_m + L_r)} i_{qs} \Phi_r^* + \frac{K_f}{j} w_r + \frac{p}{j} c_r \quad (III.21)$$

Le courant i_{qs} est remplacé par le courant de commande $i_{qs}^* = i_{qseq} + i_{qsn}$ dans l'équation (III.21) on obtient :

$$\dot{S}(w_r) = \dot{w}_r^* - \frac{p^2 L_m}{j(L_m + L_r)} i_{qseq} \Phi_r^* - \frac{p^2 L_m}{j(L_m + L_r)} i_{qsn} \Phi_r^* + \frac{K_f}{j} w_r + \frac{p}{j} c_r \quad (III.22)$$

Pendant le régime permanent la surface de glissement de la vitesse est nulle aussi son dérivé, donc on aura la commande équivalente qui peut être défini par :

$$i_{qseq} = \frac{j(L_m + L_r)}{p^2 L_m \Phi_r^*} \left[\dot{w}_r^* + \frac{K_f}{j} w_r + \frac{p}{j} c_r \right] \quad (III.23)$$

De plus la condition d'attractivité de la surface de glissement de la vitesse impose un courant statorique sur l'axe « q » exprimé en portant :

$$S(w) \cdot \dot{S}(w_r) < 0 \quad (\text{III.24})$$

$$i_{qsn} = \begin{cases} k_w S(w_r) & \text{si } |S(w_r)| < 0 \\ k_w \text{sign} S(w_r) & \text{si } |S(w_r)| > 0 \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Ce qui permet de définir la loi de commande suivante :

$$i_{qs} = i_{qseq} + i_{qsn} \quad (\text{III.26})$$

III.4.2. Surface de glissement de flux rotorique

On choisit la surface de glissement de flux comme suite :

$$S(\Phi_r) = \Phi_r^* - \Phi_r \quad (\text{III.27})$$

Donc sa dérivée peut être exprimé par :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_r^* - \dot{\Phi}_r \quad (\text{III.28})$$

Si on pose que $i_{ds1} + i_{ds2} = i_{ds}$ et on remplaçant l'équation(III.17) dans l'équation (III.28) on obtient :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_r^* + \frac{r_r}{L_m + L_r} \Phi_r - \frac{r_r L_m}{L_m + L_r} i_{ds} \quad (\text{III.29})$$

Le courant de commande est $i_{ds}^* = i_{dseq} + i_{dsn}$ on le remplace dans l'équation (III.29) on aura :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_r^* + \frac{r_r}{L_m + L_r} \Phi_r - \frac{r_r L_m}{L_m + L_r} i_{dseq} - \frac{r_r L_m}{L_m + L_r} i_{dsn} \quad (\text{III.30})$$

On tire le i_{dseq} d'après le régime permanent du mode de glissement :

$$i_{dseq} = \frac{L_r + L_m}{r_r L_r} \left[\dot{\Phi}_r^* + \frac{r_r}{L_m + L_r} \Phi_r \right] \quad (\text{III.31})$$

Finalement la commande non-linéaire peut être déduite à partir de la condition d'attractivité suivante :

$$S(\Phi_r) \cdot \dot{S}(\Phi_r) < 0 \tag{III.32}$$

$$i_{dsn} = \begin{cases} k_\phi S(\Phi_r) & \text{si } |S(\Phi_r)| < 0 \\ k_\phi \text{sign}S(\Phi_r) & \text{si } |S(\Phi_r)| > 0 \end{cases} \tag{III.33}$$

Ce qui permet de définir la loi de commande suivante :

$$i_{ds} = i_{dseq} + i_{dsn} \tag{III.34}$$

III.5. STRUCTURE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT DE LA VITESSE ET DU FLUX ROTORIQUE D'UN MASDE COMMANDE VECTORIELLEMENT :

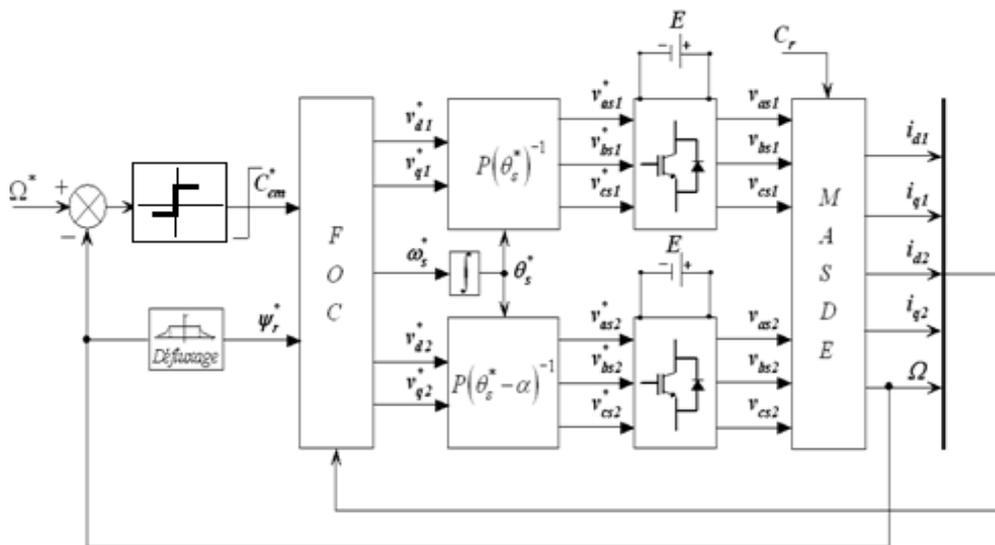
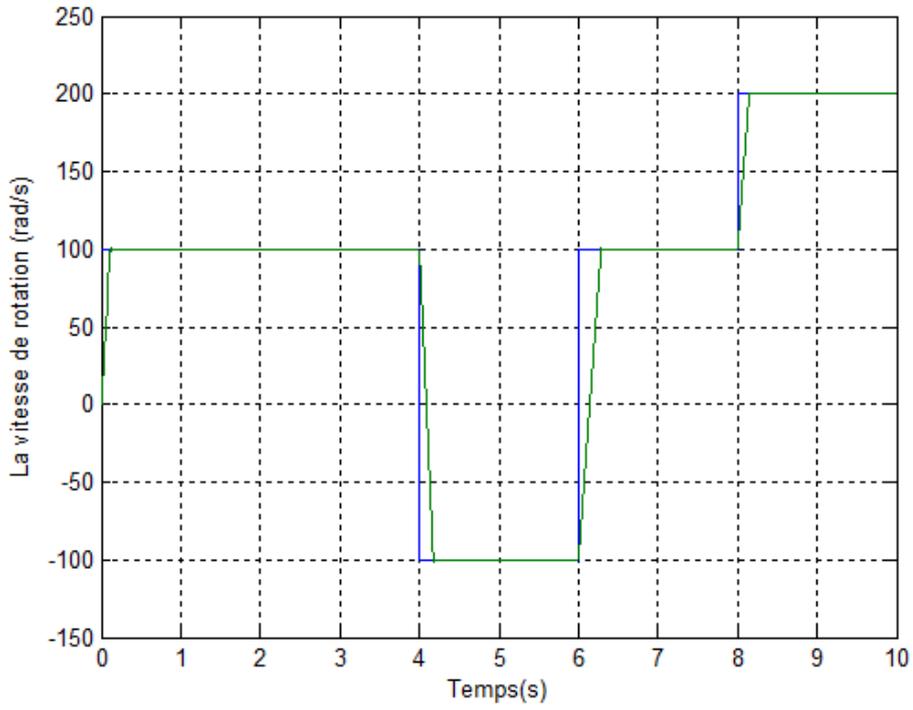


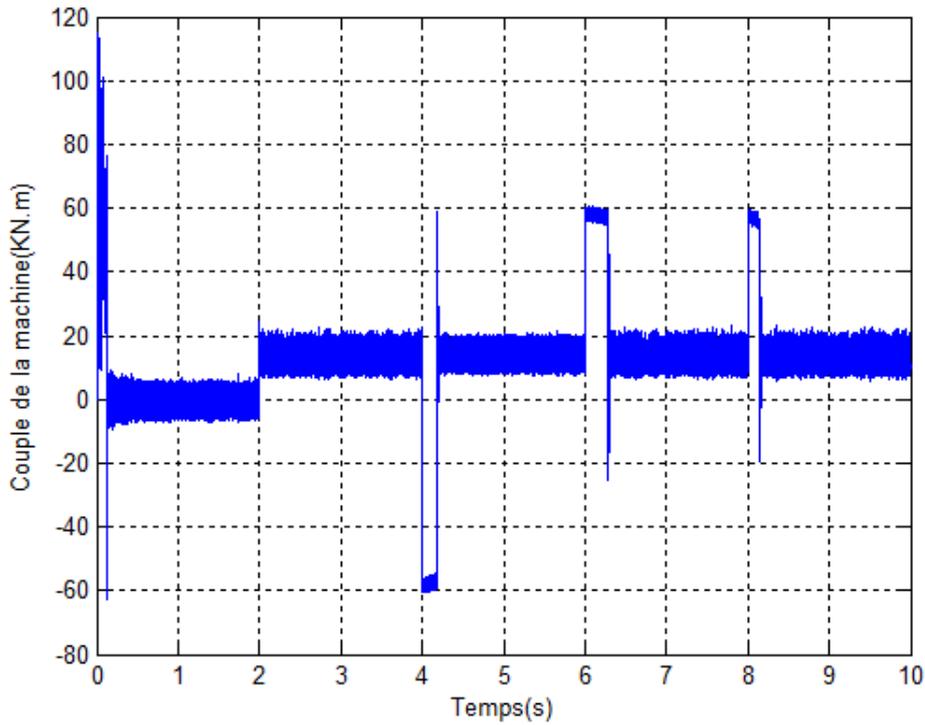
Figure 18 : Schéma bloc de contrôle de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant.

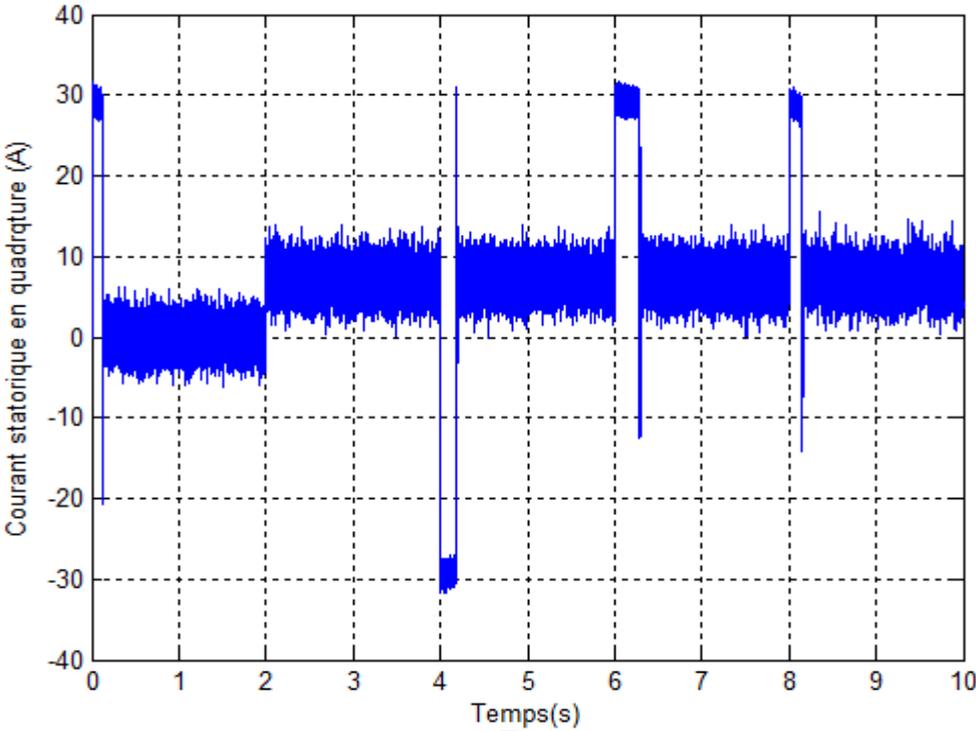
III.6. SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

Les figures suivantes représentent les performances du MASDE avec le réglage par mode de glissement au niveau de vitesse et le flux rotorique avec une insertion d'un couple de charge égale à 14N.m à l'instant t=2s



-





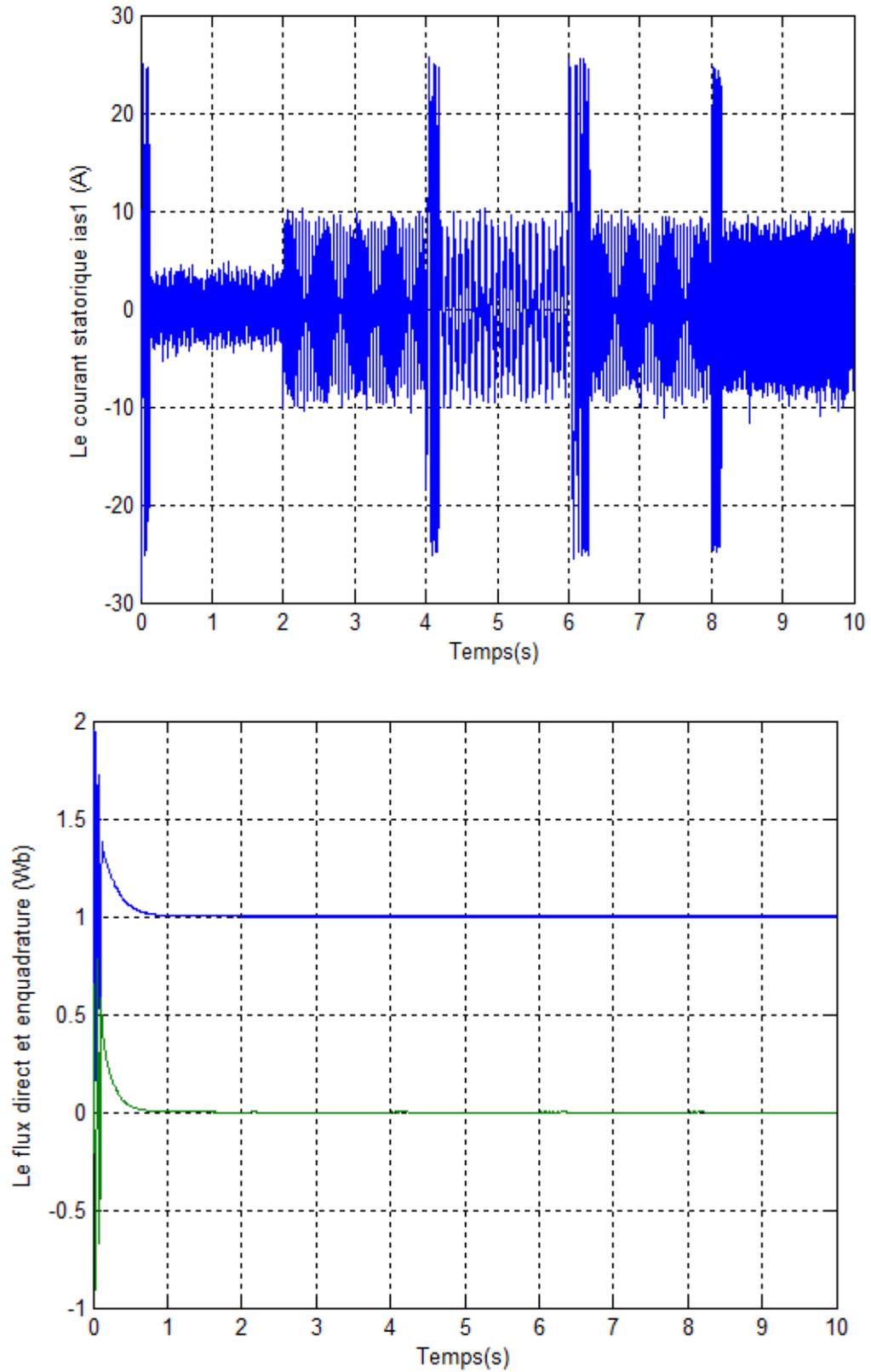


Figure 19 : Caractéristiques temporelles du régulateur a mode glissant.

On constate d'après la figure (III.6), une bonne réponse dynamique de la vitesse qui s'établit sans dépassement au bout d'un temps court de (0.11s) d'une part, et un très bon rejet de la perturbation du moment que le couple électromagnétique répond rapidement à la sollicitation pour rétablir la vitesse d'une autre part.

On note aussi que la propriété de l'orientation du flux est toujours conservée. En effet, le flux rotorique atteint un pic de (1.8Wb) et puis se stabilise à sa consigne de (1Wb),

Il est à noter que ces performances ont été obtenues à partir d'un choix adéquat des valeurs des gains du régulateur a mode glissant après plusieurs tests d'ajustement.

III.7. CONCLUSION

Ce chapitre présente l'application de la commande en mode glissant sur MASDE, le but principal étant de réguler la vitesse. Dans ce contexte, nous présentons d'abord des pistes théoriques pour le contrôle par modes glissants des systèmes à structure variable, puis nous abordons la conception d'algorithmes de contrôle pour ces différentes étapes, nous appliquons ensuite ces derniers à MASDE, et enfin les résultats de simulation présentés et commentés.

D'après les résultats de la simulation, nous avons observé une très bonne réjection des perturbations, un très bon suivi de la consigne de vitesse et du flux.

Conclusion Générale

Dans ce travail, nous insistons sur les fondamentaux des machines polyphasés. Exemple typique de ces machines est le moteur asynchrone Double étoile qui offre un bon compromis technico-économique. Nous avons appliqué la transformation de Parck pour obtenir un modèle simple qui reflète fidèlement la fonctionnalité de MASDE.

Cette machine a été alimentée par deux onduleurs de tension de commande MLI, qui produisent des harmoniques de couple, mais restent faibles par rapport aux machines conventionnelles triphasées. Les résultats de simulation au chapitre 2 après la modélisation MASDE montrent clairement le fort couplage entre flux et couple. Cela nous a conduits à introduire une commande de découplage. Dans ce cadre, Dans ce cas, nous consacrons le chapitre 3 à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique ,

Nous nous intéressons à l'application d'une de ces techniques de commande robuste, appelée commande par modes glissants. Les résultats obtenus montrent que cette technique de réglage offre de bonnes performances statiques et dynamiques avec une suppression quasi complète des perturbations.

Le travail réalisé au cours de ce mémoire ouvre un certain nombre de perspectives à savoir :

- L'introduction des onduleurs multi-niveaux pour l'alimentation de MASDE ;
- L'application d'autres techniques de commande, telles que : la commande adaptative, et les commandes modernes (feedback linearization, backstepping) ;
- Recherche, analyse et modélisation de la machine dans le fonctionnement du générateur, et son introduction dans les systèmes de production d'énergie, tels que : énergie éolienne, énergie marémotrice ;
- Etude sur la relation entre le moteur asynchrone double étoile et d'autres stratégies de commande telle que la DTC ;
- Développement d'un contrôle vectoriel du moteur asynchrone double étoile sans capteur de vitesse.
- Réalisation pratique de la stratégie de contrôle proposée.

BIBLIOGRAPHIE

- [Abd11] R. Abdessemed, « Modélisation et simulation des machines électriques», Editeur : Ellipses Marketing, Date de parution : 24/05/11.
- [Abd97] R. Abdessemed, M. Kadjoudj, Modélisation des machines électriques, Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [Ame14B] F.AMEUR, K.Kouzi et N.K.achida. "Sliding Mode Control of a Dual Stator Induction Generator Used In a Variable Speed Wind Integrated into the Network "1ère Journée d'Etude en Automatique et ses Applications (1JEAA14), Laghouat Algerie, pp77-82, Mai 2014.
- [Ami12] H.Amimeur, " Contribution Au Contrôle de la Machine Asynchrone Double Etoile", Thèse de Doctorat en science, Batna 2012.
- [Bag99] L.Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes ", Thèse de Doctorat l'Université Henri Poincaré, Nancy-I1999.
- [Ben10-1], L.Benalia, "Commande en Tension des Moteurs à Inductions Double Alimentés". Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 2010.
- [Ben10-2] L.Benalia, A.Chaghi and R.Abedssemed, "Control and Simulation of a Double Star Induction Machine Using Direct Torque control DTC". LEB Research Laboratory, University of Batna
- [Bou06] K. Bousserhane , A. Hazzab, M. Rahli, B. Mazari, M. Kamli "Fuzzy Sliding Mode Decoupling Controller Design Based On Indirect Field Orientation For Induction Motor Drive ", Bulletin Of The Polytechnica University Of Timisoara, Romania, Transactions On Electronics And Communications, 2006.
- [Bou14] M. Bouziane « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djilali Liabes de Sidi-Bel-Abbes.2014

- [Bouz14] M. Bouziane « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes.2014.
- [Buh99] H.Buhler , " Réglage Par Mode De Glissement ", : Presses Polytechniques Et Universitaires Romandes (PPUR), 1999 .
- [Car00] Carlos C,"Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones". Edition Hermes Science Europe Ltd, 2000.
- [Dja00] H. Djafer, H. Razik, A. Rezzoug, “ Study and Simulation of Space Vector PWM Control of Double-Star Induction Motors ”, journal IEEE-CIEP2000, pp.42-47, Mexico, 2000, DOI: 10.1109/CIEP.2000.891389.
- [Cha19] H. Chaabane, KH. DjalalEddine, CH. Salim, “Indirect Self Tuning Adaptive Control of Double Stars Induction Machine By Sliding Mode, Rev Roum. Sci. Techn Électrotechn et Énerg, 64(4), 2019, pp. 409-415.
- [Fat14] B. FATIMA « Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone : "Application au diagnostic des défauts statoriques" » Thèse de Doctorat en Sciences, Université Constantine 1. 2014.
- [Fer09], K. Ferkous, "Etude d'une chaine de conversion d'énergie éolienne". Mémoire de Magister de l'université de Montouri de Constantine, 2009.
- [G.k02] G. K. Singh, —Multi-phase induction machine drive research—a survey,|| Electric Power System Research., pp. 139—47, vol. 61, 2002 .
- [Had01] D. Hadiouche, Contribution `a l'étude de la machine asynchrone double étoile :modélisation, alimentation et structure, Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré de Nancy I, France, décembre 2001.
- [Haz05] A. Hazzab, I.K. Bousserhane, M. Kamli and M. Rahli, "Adaptive fuzzy PI-sliding mode controller for induction machine speed control". International Journal of Emerging Electric Power Systems IJEEPS, Berkeley Electronic Press (be press), Issue 1 Vol. 5. 2005.
- [Kou08] K.Kouzi, "Contribution Des Techniques De La Logique Floue Pour La Commande D'une Machine A Induction Sans Transducteur Rotatif ", Thèse De Doctorat, Université De Batna, 2008.
- [Lan11]. I.D. Landau, R. Lozano, M. M'Saad, A. Karimi, “Adaptive Control Algorithmes, Analysis and Applications”, Springer, 2011.

-
- [Lan93] I.D. Landau, Identification et Commande des Systèmes, Edition Hermès, 1993
- [Lev99] A. Levant, "Controlling output Variables via Higher Order Sliding Modes", Européenne control conference (ECC), 1999. DOI : 10.23919/ECC.1999.7099923.
- [Mer08] E. Merabet, « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Thèse de magistère, Université de Batna 2008.
- [Mer13] E. Merbat, "Amélioration des performances de régulations d'une machine asynchrone double étoile par les techniques de l'intelligences artificielle thèse de doctorat, Batna, 2013.
- [Nem02] A. L. Nemmour, Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation, Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérien, Avril 2002.
- [Oua10]: [Oua10] Z.A.Ouali, "Application de FBGA à la commande d'un moteur asynchrone". Mémoire de Magister de l'université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2010.
- [Rez11] Hamid-reza.P. N, Pooya D, Abbas.S «A novel structure for vector control of symmetrical six-phase Induction machines with three current sensors» ETASR – Engineering Technology & Applied Science Research Vol. 1, No. 2, 2011, 23-29
- [Tal 04] R. Taleb, « Commande vectorielle par réseaux de neurones d'une machine alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux", Mémoire de Magister, UHBB Chlef, 2004.
- [Zai06]: R. Zaimeddine, E.M.Bkouk, "Direct Torque Control of Double Star Induction Motors", In Processing of the 5th WSEAS, Int. Conf on Software Engineering, Parallel and Distributed Systems, Madrid, Spain, 2006.