

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA
Faculté des Sciences et de la Technologie et Science de la Matière
Département génie électrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Science et technique

Filière : Génie électrique

Spécialité : électronique industrielle

Présenté par :

DJABOREBBI Amina

Thème

Etude et commande d'une machine asynchrone double étoile

Soutenu publiquement

Le : 26/06/2013

Devant le jury :

M. S.AMIED	MA(A)	Président	UKM Ouargla
M. L.KHETTACHE	MA(A)	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
M. L.BECHKA	MA(A)	Examineur	UKM Ouargla
M. Dj.ABDESSMED	MA(B)	Examineur	UKM Ouargla

Année Universitaire : 2012 /2013

Remerciements

En préambule à ce mémoire

Nous remerciant ALLAH qui nous aide et nous donne la patience et le courage durant ces longues années d'étude.

Nous souhaitons adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.

Nous tenant à remercier sincèrement Mr Khettache Laid, en tant que Directeur, qui a toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire, ainsi pour l'inspiration, ainsi à Mr Taibi Djamel, Mlle Benbouza ,et Mr Bouaakaze

Aux membres de jury

Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis,

qui nous ont toujours soutenue et encouragée

au cours de la réalisation de ce mémoire.

Merci à tous et à toutes



Dédicace

Ma Mère, Mon Père

Affable, honorable, aimable : vous représentez pour moi

*Le symbole de la bonté par excellence, la source de tendresse et l'exemple du
dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi.*

Soyez sûrs que je continuerai mon chemin.

Je vous dédie ce travail en témoignage de mon profond amour.

*Puisse Dieu, le tout puissant, vous préserver et vous accorder santé,
longue vie et bonheur.*

A mes sœurs

Wafa, Meriem, Khaoula, Maïssa

A mon frère unique : Med. Yacine

Ainsi que notre belle petite fille : Riham

En témoignage de l'attachement, de l'amour et de

L'affection que je porte pour vous.

A tous les membres de ma famille, petits et grands

A tous mes amis de proches :

Safia, Aïcha, Nadia, Kaouther, Mainana, Tarek, Fethi.

Veillez trouver dans ce modeste travail l'expression de mon

Affection

Amina

<i>Notations</i>

MASDE:	Machine Asynchrone Double Etoile.
MCC :	Machine à courant continu.
v :	Tension.
i :	Courant.
$S_1, S_2; r$:	Indices correspondants au stator 1, stator 2 et au rotor.
a_{s1}, b_{s1}, c_{s1} :	Indices correspondants au trois phases du 1 stator.
a_{s2}, b_{s2}, c_{s2} :	Indices correspondants aux trois phases du 2 stator.
a_r, b_r, c_r :	Indices correspondants aux trois phases du rotor.
R_{s1}, R_{s2}, R_r :	Résistances statoriques et rotoriques.
L_{s1}, L_{s2}, L_r :	Inductance propre d'une phase statorique et rotorique.
L_{ms} :	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
L_{sr} :	Inductance mutuelle entre phases statoriques
L_{mr} :	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$np\alpha$:	Nombre de phase.
J :	Moment d'inertie.
Ω_m :	Vitesse mécanique de la machine.
ω_s :	Pulsation électrique statorique.
ω_r :	Pulsation électrique rotorique.
p :	Nombre de paires de pôles de la machine.
ω :	Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au rotor.
d, q :	Axes longitudinal et en quadrature du repère de Park.
C_r :	Couple résistant.
C_{em} :	Couple électromécanique.
K_f :	Coefficient de frottement.
S :	Opérateur de Laplace.
$\Phi_{s1}, \Phi_{s2}, \Phi_r$:	Flux statorique et rotorique.
Φ_m :	Flux magnétisant
K_p, k_i :	Paramètres du régulateur PI.
FOC:	Flux oriented control.
f_s :	Fréquence statorique.
g :	Glissement.

Introduction Générale

Le monde industriel a été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu. Actuellement, les machines à courant alternatif occupent une place importante dans la production de l'énergie électrique et les entraînements électriques pour effectuer de la vitesse variable. Ce dernier est grâce à :

- La simplicité de construction; due à l'absence de la collectrice mécanique robuste.
- La fiabilité électromécanique.
- faible coût.

Les premières machines à courant alternatif comme les réseaux de distribution de l'énergie électrique, étaient autrefois diphasées. Mais, la version triphasée s'est rapidement imposée, permettant ainsi d'éliminer certains problèmes posés par les harmoniques et d'obtenir des machines globalement plus performantes. Actuellement, les machines triphasées constituent la partie majeure des systèmes d'entraînement industriels.

En effet, les variateurs multiphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que : segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotorique, la réduction des courants harmoniques, une grande fiabilité et forte puissance etc.

Cependant, lorsqu'une machine n'est pas alimentée directement par le réseau, mais par l'intermédiaire d'un convertisseur statique, cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes convertisseur électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation.

Les machines les plus courantes de machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE), sont utilisées beaucoup plus en moteur, qui comprend deux bobinages statoriques triphasés fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux étoiles sont déphasées entre elles d'un angle électrique ($\alpha = 30^\circ$), chacune d'elle comporte trois enroulements; leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique ($2\pi/3$) et sont alimentés par un système de tensions équilibrées, qui en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer. Le rotor est à cage d'écureuil constitué de barres conductrices court circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

Malheureusement, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur, sa structure dynamique est fortement non linéaire à cause de l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux ce qui complique sa commande.

Le problème de complexité de la commande de cette machine asynchrone a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande. Parmi ces techniques on cite la commande vectorielle.

Notre objectif s'inscrit sous le cadre de faire l'extension de ces techniques de commande sur la machine asynchrone à double étoile particulièrement la commande vectorielle. Le but de cette commande est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle qui liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Pour régler la vitesse de la machine indépendamment de la charge appliquée on fait appel à des régulateurs classiques de type PI. Les performances de ce dernier restent souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres...).

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

En premier lieu, nous présentons les machines multiphasées, ainsi que les avantages et les inconvénients de ces machines et ses domaines d'utilisation sont présentés.

Le second chapitre, est consacré à la modélisation de la MASDE. Après une description de la machine, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la MASDE, en second lieu le modèle biphasé plus simple basé sur la transformation de Park, Nous commentons enfin les résultats de simulation après illustration et visualisation.

Dans le dernier chapitre, nous dédions à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE. Un aperçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi qu'un rappel sur ses différentes méthodes. Par la suite, nous passons tout d'abord à l'application de la méthode indirecte avec l'alimentation de la machine par onduleurs de tension à commande M.L.I. Nous commentons enfin les résultats de simulation avec des régulateurs classique PI après l'illustration et la visualisation.

Finalemnt, une conclusion générale et quelques perspectives de notre travail.

Introduction

Ce chapitre permettra d'une part de présenter l'histoire des machines électriques, les caractéristiques intrinsèques des machines multi-phasées, ses avantages et inconvénients et d'autre part d'introduire la machine asynchrone double étoile et de la situer dans l'ensemble des machines multi-phasées.

I.2. Histoire des machines électriques

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique, et en 1822 Peter Barlow lui adjoint une roue dentée.

En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. En parallèle, le Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.

L'année suivante Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisé la génératrice à courant continu.

En 1836 l'Anglais Hyde Clarke réalise 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 apparaissent les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m. Ces moteurs furent 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 a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique. En 1889 l'Allemand Michael Dolivo-Dobrowolski réalise la première machine asynchrone triphasée cette dernière domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, la moins coûteuse, la moins

exigeante en termes d'entretien, présente un taux de défaillance très peu élevé, fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances ...etc [1].

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance [2].

I.3. Les caractéristiques des machines multiphasées

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques) qui est ou non multiple de trois on distingue deux types de "machines multi phases de type 1" sont appelées "les machines multi-phasées" et "machines multi phases de type 2". De plus, on considère rarement les ou le nombre de phases est un nombre pair sauf si celui-ci est un multiple de trois [2].

On peut avoir plusieurs configurations possible dans une machines à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes. C-à-est dire le décalage entre les étoile, pour pouvoir différencier entre les configurations possibles, on peut introduire un autre terme : le nombre de phases équivalent, il définit comme suit :

$$nph_{\alpha} = \frac{\pi}{\alpha} \quad (I.1)$$

Par exemple : un machine double étoile hixa-phasées (6 phases) et le décalage angulaire entre les étoiles $\alpha = \frac{\pi}{6}$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine ayant même nombre de phase mais leurs étoile sont décalées de $= \frac{\pi}{3}$.

I.3.1. Les machine multi-phasées de type1

Dans ce type de machines le nombre de phases statoriques est un multiple de trois, on puisse les grouper en η étoile triphasées [2] :

$$nph = 3\eta \quad (\eta = 1,2,3, \dots) \quad (I.2)$$

Tableau (I.1) : machines dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois ‘’type1’’[3].

Nombre de phases (nph)	Nombre équivalent de phases (nph_α)	Décalage angulaire (α) Degré	Représentation des axes des bobines
3	3	60°	
6	3	60°	
6	6	30°	
9	9	20°	
12	6	30°	

I.3.2. Les machines multiples de type2

Les machines multiples de type2 dont le nombre de phases statorique (nph) impair

$$nph = 2\eta + 1 \quad (\eta = 1, 2, 3, \dots) \quad (I.3)$$

Pour le décalage angulaire α entre deux bobines adjacents, les phases sont décalées régulièrement de $2\alpha = \frac{2\pi}{nph}$. Alors on a : $nph\alpha = \pi$ (I.4)

Tableau (I.1) : machines dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair ‘type2’[3].

Nombre de phases (nph)	Nombre équivalent de phases (nph_α)	Décalage angulaire (α) Degré	Représentation des axes des bobines
5	5	36°	
7	7	25.7°	
9	9	20°	
11	11	16.3°	
13	13	13.8°	

I.4. Principe de fonctionnement de la machine multi-phasées

On prendra comme exemple le principe de fonctionnement de la machine double étoile [4].

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle α). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « f_s », c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme « ω_s ». Elle définit comme suite [5] :

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} \text{ [rad/s]} \quad (\text{I.5})$$

p : est le nombre de paires de pôles.

Ces deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse « ω_r » inférieure à celle du synchronisme ($\omega_r < \omega_s$), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I.6})$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport:

$$g = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{I.7})$$

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

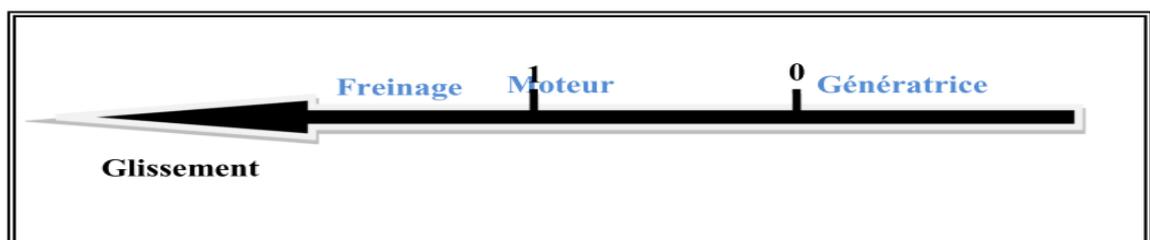


Figure (I.1) : Modes de fonctionnement suivant le glissement.

I.5. Applications des machines multiphasées

Les éoliennes à vitesse fixe sont couplées au réseau via les GAS, certains constructeurs utilisent un autre un système de conversion d'énergie éolienne basé sur la GASDE qu'afin d'améliorer le rendement. Ainsi, le bruit engendré par l'éolienne est alors plus faible pour les petites vitesses, la présence d'une deuxième étoile rend la conception de la machine particulière et augmente le cout et le diamètre de façon non négligeable, ce qui représente une augmentation du poids et de l'encombrement de l'ensemble[3].

- Une étoile de forte puissance à un grand nombre de paires de pôles pour les petites vitesses de vent [6].
- Une étoile de faible puissance à un faible nombre de paires de pôles permettant de fonctionner aux vitesses de vent élevées [6].

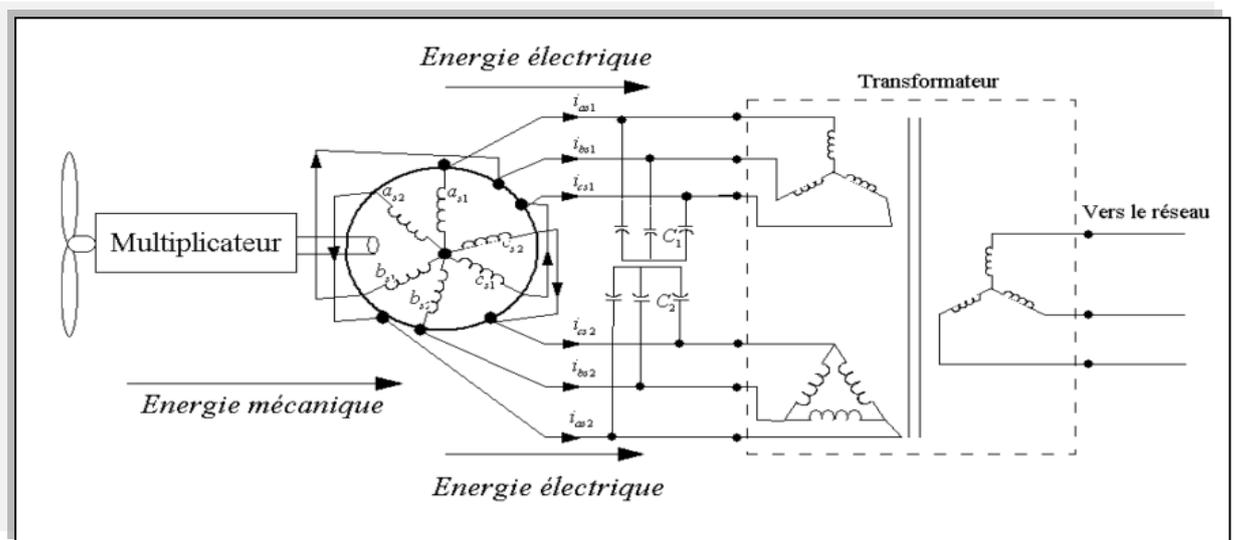


Figure (I.2) : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.

I.6. Avantages des Machines Multiphasées

Les machines multiphasées ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines multiphasées. En effet, les variateurs multiphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées[2].

- Segmentation de puissance.
- Amélioration de la fiabilité.
- Réduction des courants harmoniques.
- Amélioration du facteur de puissance.
- Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

I.7. Inconvénients des machines multiphasées

Cependant, la machine asynchrone présente des inconvénients tels que[6] :

- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.
- La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande.
- L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.

I.8. Conclusion

Ce chapitre a été consacré aux machines multi-phasées et ce qu'elles pourraient apporter de plus que les machines triphasées.

On s'intéresse aux machines les plus courantes, les machines double étoile (MASDE) et vu ses avantages, il est très intéressant de pouvoir étudier cette dernière en mode de fonctionnement (moteur).

Introduction

Dans ce chapitre la modélisation de la MASDE basée sur la résolution des équations régissant son fonctionnement en régime linéaire.

L'étude sera menée avec un décalage $\alpha = 30^\circ$, enfin des résultats de simulations seront présentés commentaires.

II.2. Description du moteur asynchrone à double étoile

Le moteur asynchrone triphasée à double stator est une machine qui comporte deux bobinages statoriques fixes et un bobinage rotorique mobile.

Les deux stators sont décalées entre eux d'un angle $\alpha = 30^\circ$, chacun d'il est composé de trois enroulements identiques à paires de pôles. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal $2\pi/3$ dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique [2].

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé de courant équilibré, d'où la création d'un champ tournant glissent dans l'entrefer.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que:

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

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de paire de pôles identique à celui du stator.

La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage d'écureuil constituée des barres conductrices court circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques).

Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuse, robuste, facile d'emploi et nécessitent un entretien limité.

Le rotor tourne à une vitesse ω différente de ω_s , pour cette raison, la cage rotorique devient le siège d'un système des forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits

rotoriques se manifestant par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

Le rapport $g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}$: est appelé glissement du rotor par rapport aux champs tournant dustator.

II.3. Hypothèses simplificatrices

Avant de commencer la modélisation de la machine, on considère quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier. Le modèle que nous adopterons tient compte les hypothèses suivantes [5]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- Nous admettons de plus que la f.e.m créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition spatiale sinusoïdale.
- Machine de construction symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau[8],[9].
- L'inductance de fuit mutuelle commune aux deux circuits (étoile1et2) est négligeable.
- On considère que la machine fonctionne en régime équilibré.

II.4. Modèle triphasé de la MASDE sur les axes réels

La représentation schématique de la machine asynchrone à double étoile dans l'espace électrique est donnée sur la figure suivante :

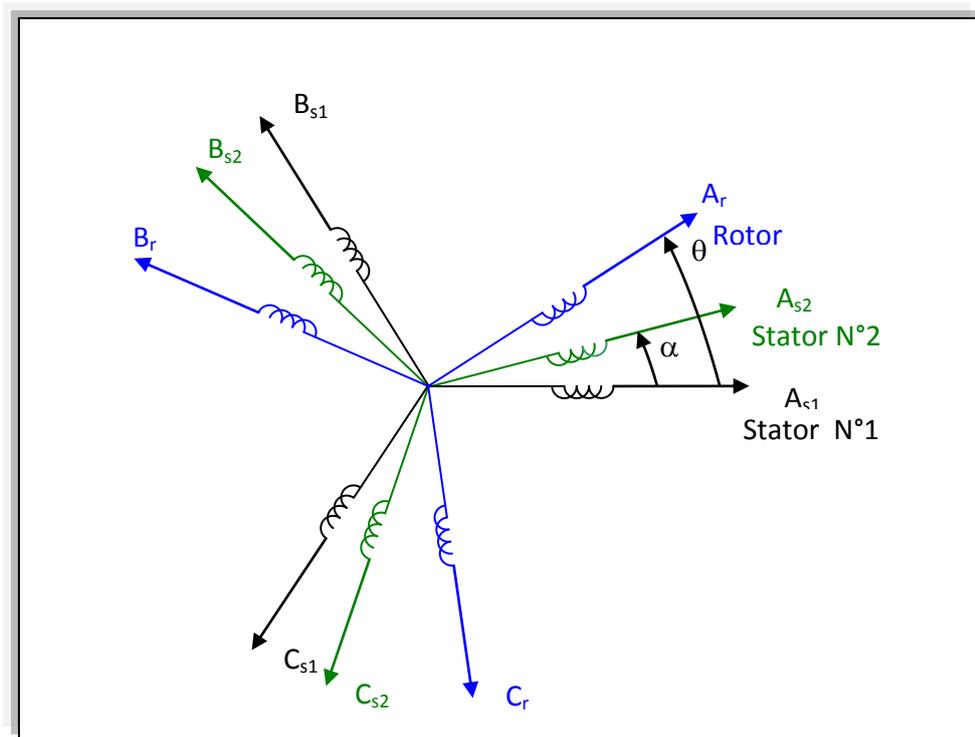


Figure (II.1) : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MASDE.

II.4.1. Equations électriques

Les équations des tensions de la machine à double étoile représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux [2].

Pour étoile 1 :

$$\begin{cases} V_{as1} = R_{as1}I_{as1} + \frac{d\phi_{as1}}{dt} \\ V_{bs1} = R_{bs1}I_{bs1} + \frac{d\phi_{bs1}}{dt} \\ V_{cs1} = R_{cs1}I_{cs1} + \frac{d\phi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (II.1)$$

Pour étoile 2 :

$$\begin{cases} V_{as2} = R_{as2}I_{as2} + \frac{d\phi_{as2}}{dt} \\ V_{bs2} = R_{bs2}I_{bs2} + \frac{d\phi_{bs2}}{dt} \\ V_{cs2} = R_{cs2}I_{cs2} + \frac{d\phi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (II.2)$$

Pour rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{ar}I_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ 0 = R_{br}I_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ 0 = R_{cr}I_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Sous forme matricielle on a :

$$\begin{aligned} \text{Pour étoile 1 : } [V_{abc,s1}] &= [R_{s1}][I_{abc,s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc,s1}] \\ \text{Pour étoile 2 : } [V_{abc,s2}] &= [R_{s2}][I_{abc,s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc,s2}] \\ \text{Pour rotor : } [V_{abc,r}] &= [R_r][I_{abc,r}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc,r}] \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

On pose : $R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}$ et $R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$.

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

R_{s1} : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 1.

R_{s2} : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 2.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$$[I_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}; [I_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix}; [I_{abc,r}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}.$$

$$[V_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix}; [V_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix}; [V_{abc,r}] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}.$$

$$[\Phi_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as1} \\ \Phi_{bs1} \\ \Phi_{cs1} \end{bmatrix}; [\Phi_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as2} \\ \Phi_{bs2} \\ \Phi_{cs2} \end{bmatrix}; [\Phi_{abc,r}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}.$$

$[I_{abc,s1}], [I_{abc,s2}], [I_{abc,r}]$: Matrices descourants statoriques de l'étoile 1,2 et des courants rotoriques.

$[V_{abc,s1}], [V_{abc,s2}], [V_{abc,r}]$: Matrices des tensions statoriques de l'étoile 1,2 et des tensions rotoriques.

$[\Phi_{abc,s1}], [\Phi_{abc,s2}], [\Phi_{abc,r}]$: Matrices desflux statoriques de l'étoile 1,2 et des flux rotoriques.

II.4.2. Equations magnétiques

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par les équations suivantes [10], [11]:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{abc,s1}] \\ [\Phi_{abc,s2}] \\ [\Phi_{abc,r}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \quad (II.5)$$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_{ar} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & (L_{br} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & (L_{cr} + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^t; [L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^t; [L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^t.$$

$L_{as1} = L_{bs1} = L_{cs1} = L_{s1}$: Inductance propre du 1^{er} stator.

$L_{as2} = L_{bs2} = L_{cs2} = L_{s2}$: Inductance propre du 2^{eme} stator.

$L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_r$: Inductance propre du rotor.

L_{ms} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

L_{mr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

L_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

II.4.3. Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine s'écrit [12] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega. \quad (\text{II.12})$$

Avec:

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

k_f : Coefficient de frottement.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{P}{2} \left[[i_{abc,s1}] \frac{d}{d\theta} [L_{s1,r}] [i_{abc,r}]^t + [i_{abc,s2}] \frac{d}{d\theta} [L_{s2,r}] [i_{abc,r}]^t \right] \quad (II.13)$$

II.5. Modèle biphasé

Transformation de Park[13] est basée sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) en système équivalent biphasé d'axe (d, q) et inversement, avec la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices [12].

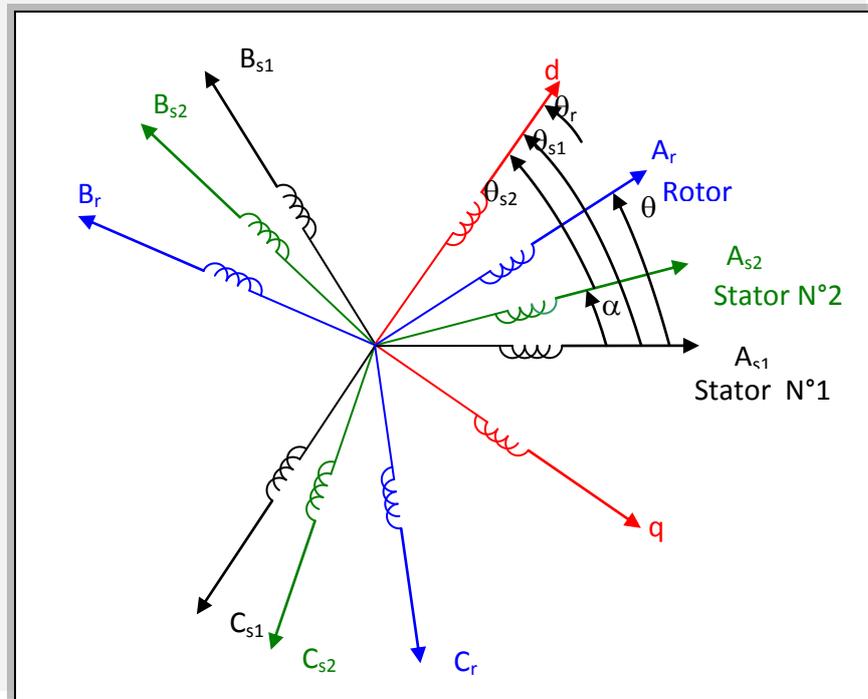


Figure (II.2) : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q) .

La matrice de Park en générale:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

La matrice de Park pour l'étoile 1 :

$$[A_{ps1}(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

La matrice de Park pour l'étoile 2 :

$$[A_{ps2}(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - 2\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

La matrice de Park pour le rotor :

$$[A_{pr}(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

La matrice inverse de Park : $[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[G_{dqo}]$.

Sachant que : $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$.

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

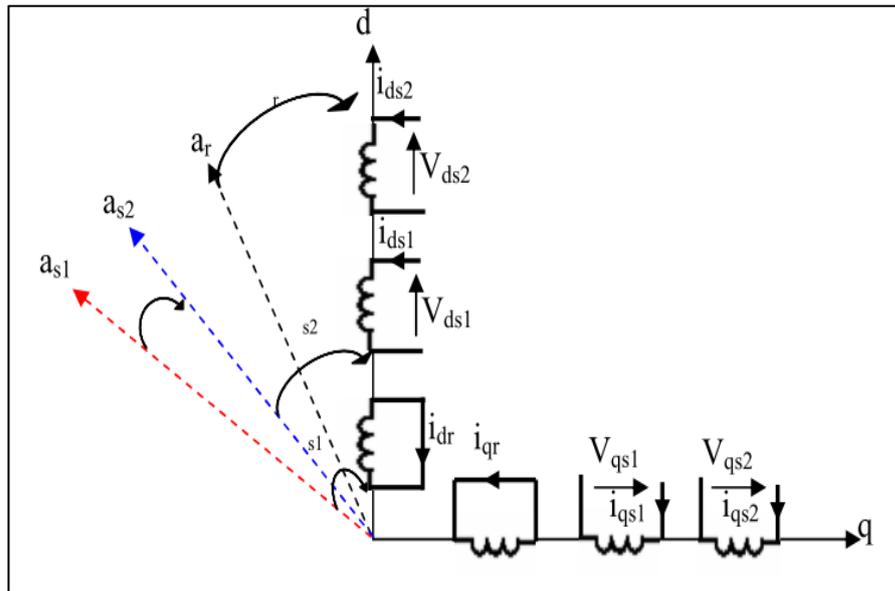


Figure (II.3) : La représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.

II.6. Choix du référentiel

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q) .

II.6.1. Référentiel lié au stator

Pour ce type de choix, $\theta_s = 0$ et $\omega_s = 0$, dans ce cas les phases A_s et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

II.6.2. Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d, q) est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_s = \omega_r$).

II.6.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, la vitesse du repère (d, q) est la vitesse du champ tournant ω_s . Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel pour la modélisation de la MASDS.

II.7. Application de la transformation de Park

On choisi le référentiel lié au champ tournant et On applique la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

II.7.1. Equations des tensions

On applique la transformation de Park sur le système des équations (II.1), (II.2) et (II.3) on obtient :

Pour le stator 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Pour le stator 2

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Pour le rotor : Le rotor étant en court-circuit :

$$v_{ar} = 0, v_{br} = 0, v_{cr} = 0.$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$\text{Avec: } \frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \alpha)}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \theta)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{gl}.$$

Sous forme d'équation:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{g1} \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{g1} \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (II.22)$$

II.7.2. Equations des flux

On applique la transformation de Park sur le système d'équations (II.5), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{dr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{qr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs2} \end{array} \right. \quad (II.23)$$

On pose $\frac{3}{2} L_{sr} = \frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{mr} = L_m$.

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (II.9) est écrit comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (II.24)$$

Avec:

$L_{s1} + L_m$: Inductance propre cyclique du stator 1.

$L_{s2} + L_m$: Inductance propre cyclique du stator 2.

$L_r + L_m$: Inductance propre cyclique du rotor.

II.7.3. Equation mécanique

Le calcul d'expression du couple instantané, nécessite la détermination de la puissance instantanée.

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double stator est donnée par l'expression suivante:

$$P_e = [v_s]^t [i_s] = v_{as1} i_{as1} + v_{bs1} i_{bs1} + v_{cs1} i_{cs1} + v_{as2} i_{as2} + v_{bs2} i_{bs2} + v_{cs2} i_{cs2} . \quad (II.25)$$

Comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire:

$$P_e = v_{ds1} i_{ds1} + v_{qs1} i_{qs1} + v_{ds2} i_{ds2} + v_{qs2} i_{qs2} \quad (II.26)$$

En introduisant le système d'équation (II.22) dans l'expression de la puissance instantanée (II.26) on obtient :

$$\begin{aligned} P_e = & \underbrace{R_{s1} i_{ds1}^2 + R_{s2} i_{ds2}^2 + R_{s1} i_{qs1}^2 + R_{s2} i_{qs2}^2}_{\text{Terme 1}} + \\ & \underbrace{\omega_s (\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs1} i_{ds1} - \Phi_{qs2} i_{ds2})}_{\text{Terme 2}} + \\ & \underbrace{\frac{d\Phi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} i_{qs2}}_{\text{Terme 3}} . \end{aligned} \quad (II.27)$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- ❖ Le premier terme est identifiable aux pertes joules ;
- ❖ Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- ❖ Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme :

$$P_{em} = \omega_s (\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs1} i_{ds1} - \Phi_{qs2} i_{ds2}). \quad (\text{II.28})$$

$$C_{em} = p (\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs1} i_{ds1} - \Phi_{qs2} i_{ds2}). \quad (\text{II.29})$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (II.24) dans (II.29), on obtient :

$$C_{em} = p L_m ((i_{qs1} + i_{qs2}) i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) i_{qr}). \quad (\text{II.30})$$

Le couple électromagnétique peut être déduit à partir du flux rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}). \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}). \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}). \\ i_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}). \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (II.16), on obtient[12] :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})). \quad (\text{II.33})$$

Le couple électromagnétique dans le repère de Park doit être multiplié par 3/2 :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})).$$

Enfin l'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suite :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega \quad . \quad (\text{II.34})$$

II.8. Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant Φ_m est la somme des deux flux Φ_{md} et Φ_{mq} , d'où :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (\text{II.35})$$

Avec:

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{mq} = L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

En remplaçant les équations des flux (II.24) par leur expression dans le système (II.22), on obtient le système (II.37) :

$$\left[\begin{array}{l} (L_{s1} + L_m) \frac{di_{ds1}}{dt} + L_m \frac{di_{ds2}}{dt} + L_m \frac{di_{dr}}{dt} = V_{ds1} - R_{s1} I_{ds1} + w_s [(L_{s1} + L_m) I_{qs1} + L_m I_{qs2} + L_m I_{qr}] \\ (L_{s1} + L_m) \frac{di_{qs1}}{dt} + L_m \frac{di_{qs2}}{dt} + L_m \frac{di_{qr}}{dt} = V_{qs1} - R_{s1} I_{qs1} - w_s [(L_{s1} + L_m) I_{ds1} + L_m I_{ds2} + L_m I_{dr}] \\ L_m \frac{di_{ds1}}{dt} + (L_{s2} + L_m) \frac{di_{ds2}}{dt} + L_m \frac{di_{dr}}{dt} = V_{ds2} - R_{s1} I_{ds2} + w_s [L_m I_{qs1} + (L_{s2} + L_m) I_{qs2} + L_m I_{qr}] \\ L_m \frac{di_{qs1}}{dt} + (L_{s2} + L_m) \frac{di_{qs2}}{dt} + L_m \frac{di_{qr}}{dt} = V_{qs2} - R_{s1} I_{qs2} - w_s [L_m I_{ds1} + (L_{s2} + L_m) I_{ds2} + L_m I_{dr}] \\ L_m \frac{di_{qs1}}{dt} + L_m \frac{di_{qs2}}{dt} + (L_r + L_m) \frac{di_{qr}}{dt} = V_{qs2} - R_{s1} I_{qs2} - w_s [L_m I_{qs1} + L_m I_{qs2} + (L_r + L_m) I_{qr}] \\ L_m \frac{di_{qs1}}{dt} + L_m \frac{di_{qs2}}{dt} + (L_r + L_m) \frac{di_{qr}}{dt} = V_{qs2} - R_{s1} I_{qs2} - w_s [L_m I_{ds1} + L_m I_{ds2} + (L_r + L_m) I_{dr}] \end{array} \right.$$

Nous mettons le système d'équations (II.22) sous forme d'un système d'équation d'état.

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

Avec :

X : Vecteur d'état.

$$X = [i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}, i_{dr}, i_{qr}]^t.$$

U : Vecteur de commande.

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs1} \\ v_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$[A] = [L]^{-1}([R] + w_s[M_1] + w_{gl}[M_2])$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} (L_{s1}+L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & (L_{s1}+L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & (L_{s2}+L_m) & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & (L_{s2}+L_m) & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r+L_m) & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r+L_m) \end{bmatrix}$$

$$[M_1] = \begin{bmatrix} 0 & -(L_{s1}+L_m) & 0 & L_m & 0 & -L_m \\ (L_{s1}+L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & -(L_{s2}+L_m) & 0 & -L_m \\ L_m & 0 & (L_{s2}+L_m) & 0 & L_m & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 & -(L_r+L_m) \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r+L_m) & 0 \end{bmatrix}$$

$$[M_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) \\ -L_m & 0 & -L_m & 0 & -(L_r + L_m) & 0 \end{bmatrix}$$

II.9. Simulation numérique

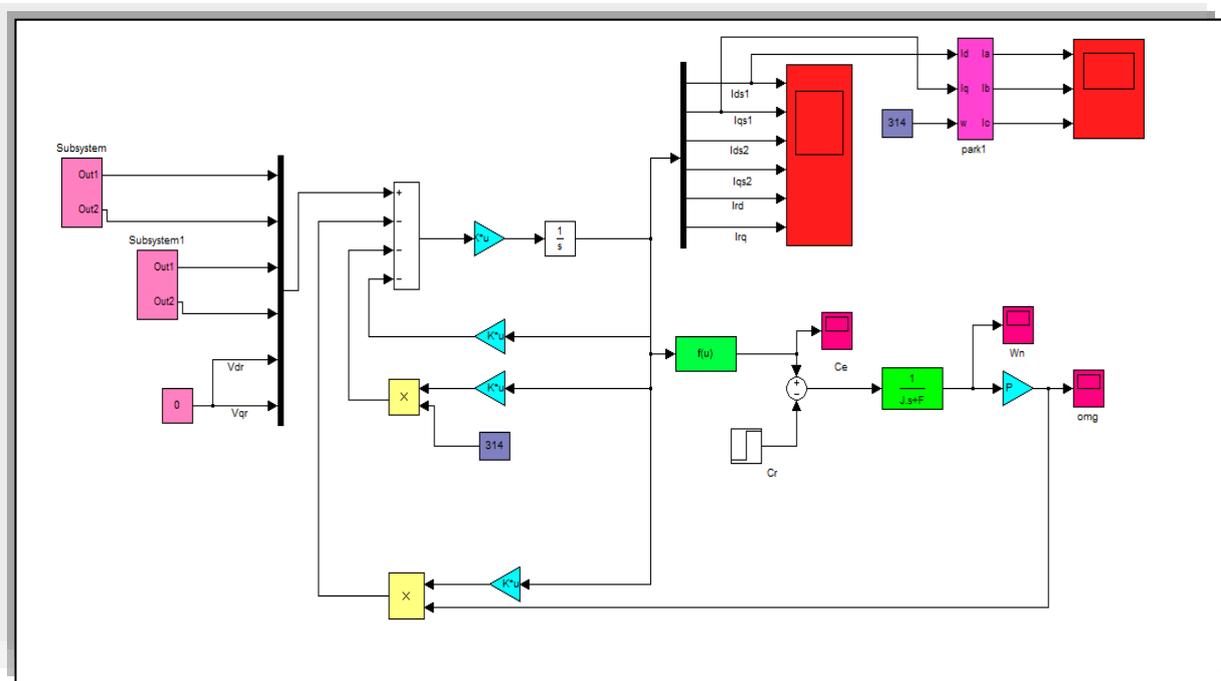


Figure (II.4) : Le schéma bloc de la Machine asynchrone double étoile.

$$\text{Pour la 1}^{\text{ere}} \text{ étoile : } \begin{cases} V_{as1} = V_m \cdot \sin \omega_s t \\ V_{bs1} = V_m \cdot \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cs1} = V_m \cdot \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

$$\text{Pour la 2}^{\text{eme}} \text{ étoile : } \begin{cases} V_{as1} = V_m \cdot \sin(\omega_s t - \alpha) \\ V_{bs1} = V_m \cdot \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ V_{cs1} = V_m \cdot \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \alpha) \end{cases}$$

Avec : $V_m = \sqrt{2} \cdot V_{eff}$

➤ **Fonctionnement à vide**

Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'un démarrage à vide.

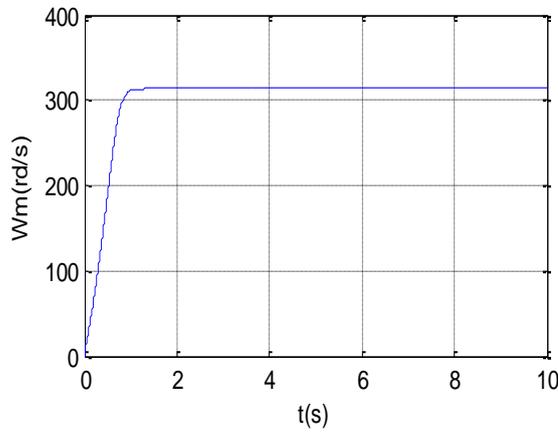


Figure (II.5): La vitesse de rotation.

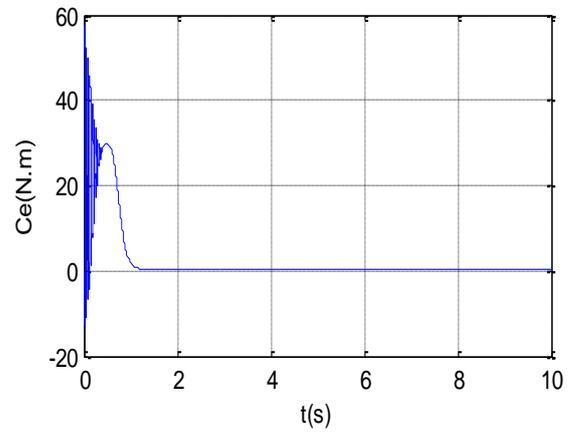


Figure (II.6) : Le couple électromagnétique.

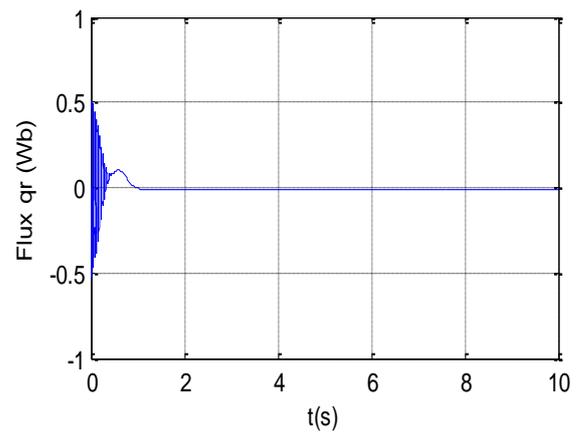
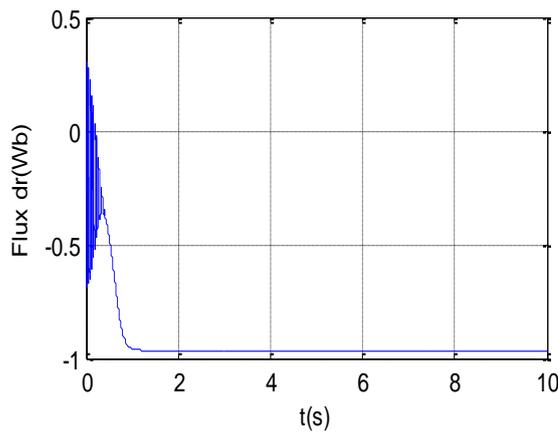


Figure (II.7): Les flux rotoriques.

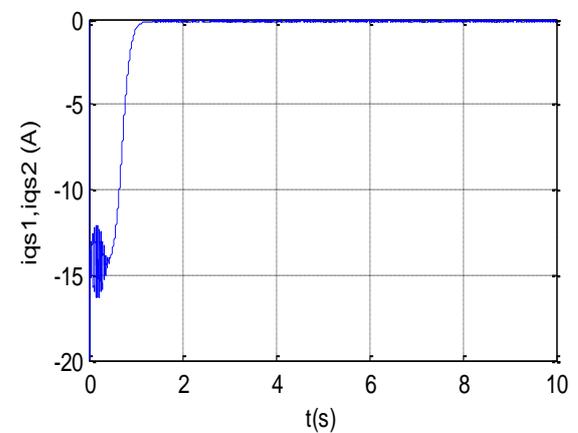
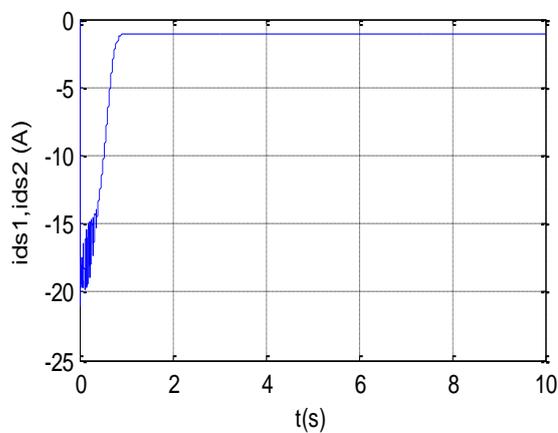


Figure (II.8) : Les courants statoriques i_{ds} , i_{qs} .

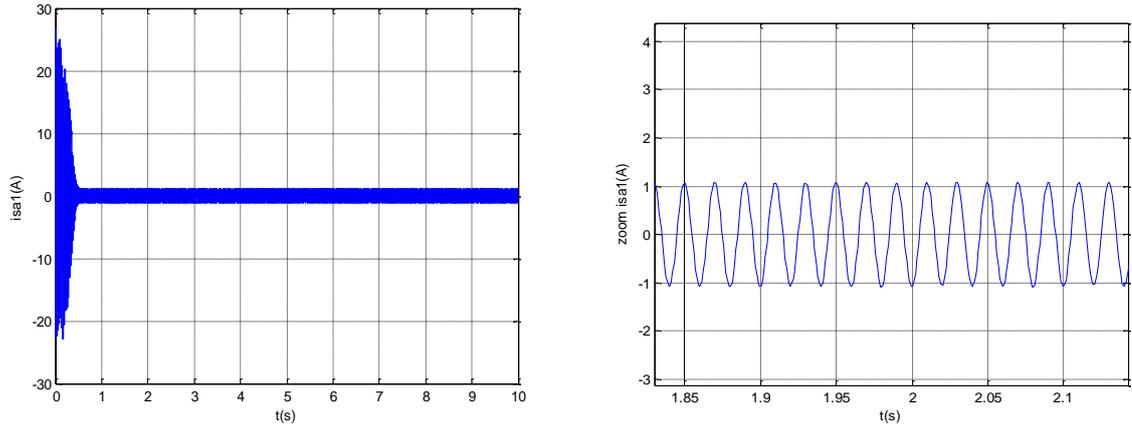


Figure (II.9) : Le courant statorique i_{sa1} .

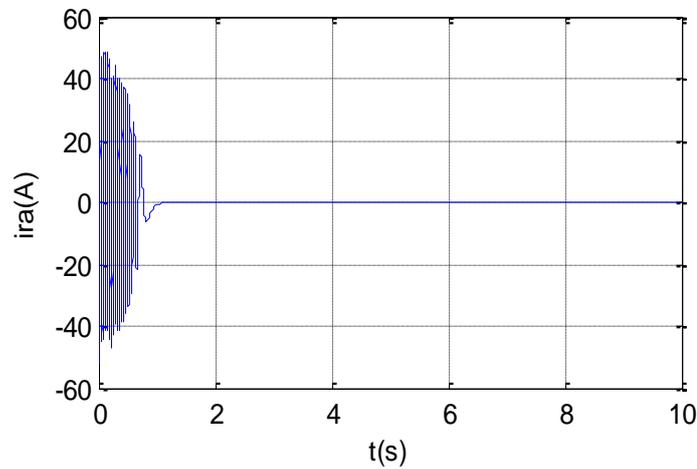


Figure (II.10) : Le courant rotorique réel.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse figure (II.5) augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 313.52 rd/s très proche de celle du synchronisme à $t = 1.07s$ début du régime permanent. Le couple électromagnétique figure (II.6), au début atteint sa valeur maximale de 57.5N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.51s où il rejoint 29.75N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à $t = 2s$ sa valeur minimale de 0.313N.m, qui est due aux frottements. L'évolution des flux rotoriques figure (II.7) est presque identique à celle du couple électromagnétique; en fin du régime transitoire, les flux selon les deux axes (d, q) se stabilisent respectivement à $-0.96Wb$ et à $-0.008Wb$ (tend vers une valeur nulle). Les courants statoriques figure (II.8) suivant les axes direct et en quadrature, évoluent d'une façon à peu près analogue à l'évolution de la vitesse.

On remarque de faibles oscillations au niveau de ces derniers durant approximativement 0.4s. Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) figure (II.9) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 ou 5 fois le courant nominal, Leurs valeurs sont de l'ordre de 25 A pour permettre au couple électromagnétique de varier l'inertie de la machine, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante au régime permanent.

➤ **Fonctionnement en charge**

Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'une application d'un couple résistant $C_r=29$ à l'instant $t=5s$.

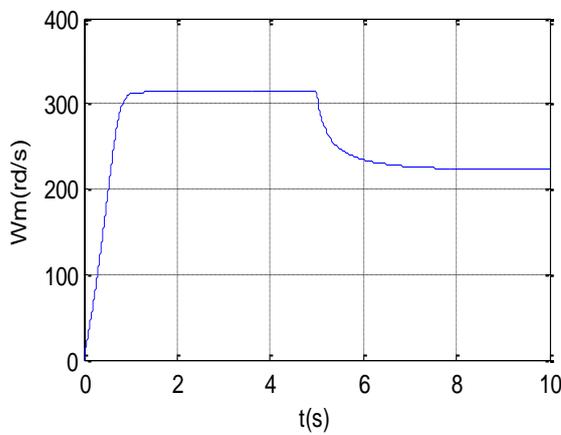


Figure (II.11) : La vitesse de rotation.

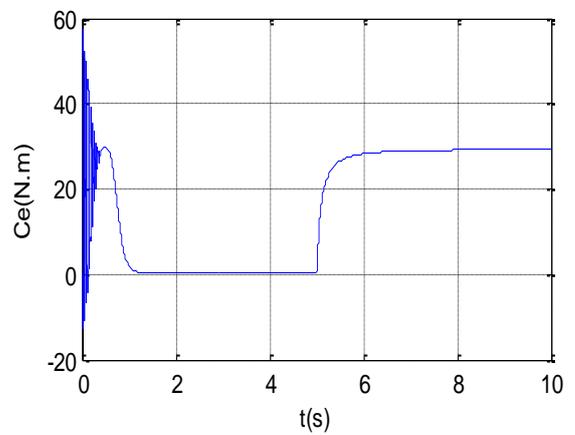


Figure (II.12) : Le couple électromagnétique.

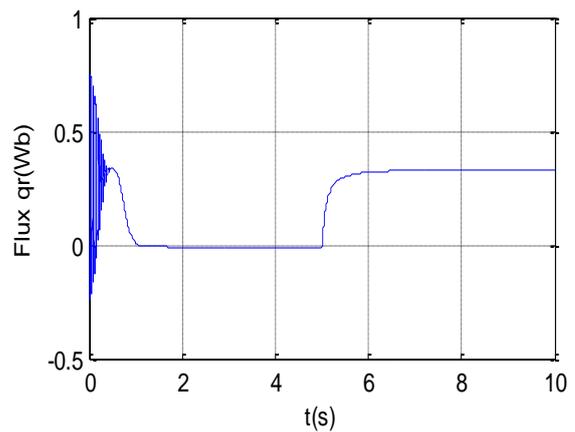
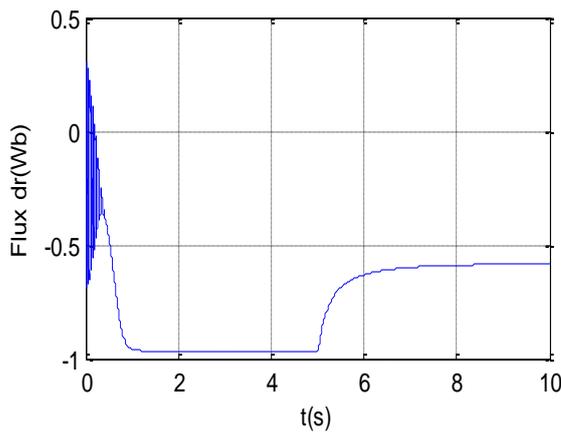


Figure (II.13) : Les flux rotoriques Φ_{rd} , Φ_{qr} .

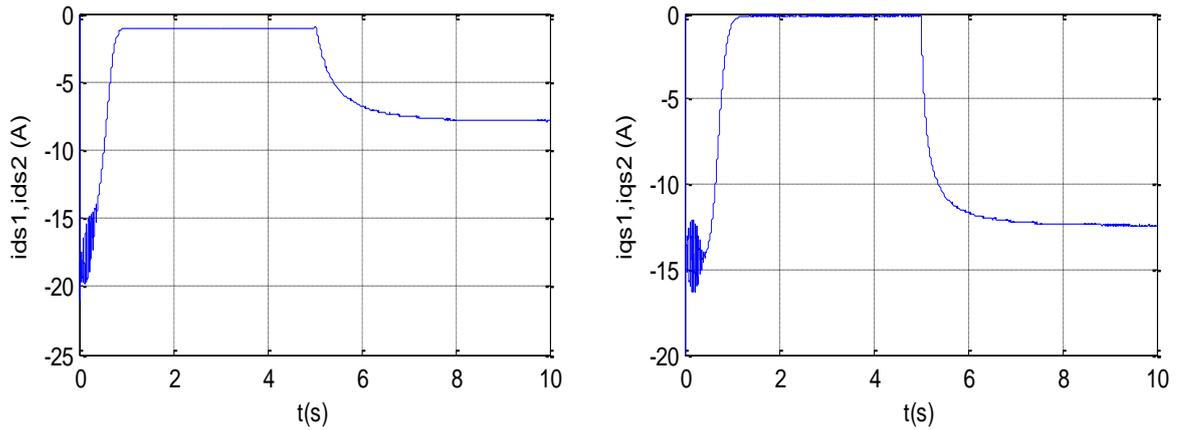


Figure (II.14) : Les courants statoriques.

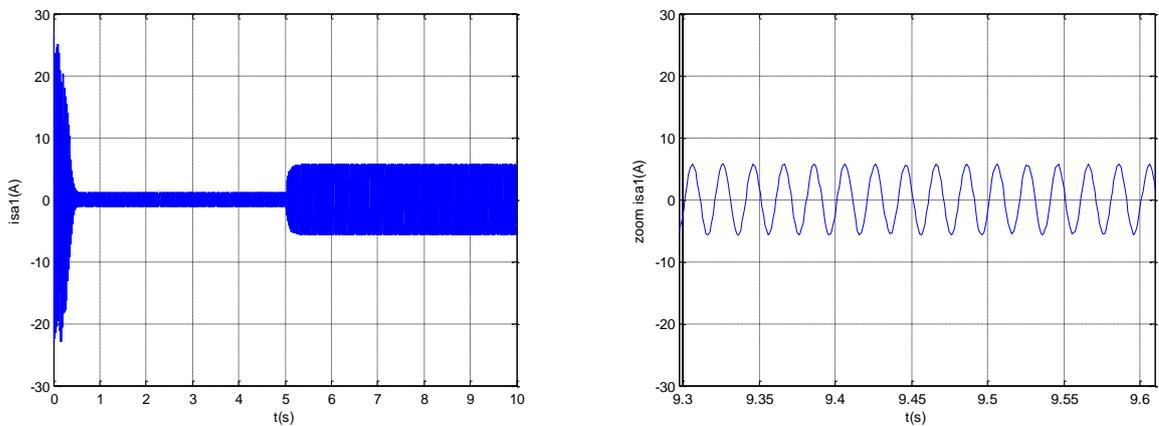


Figure (II.15) : Les courants statorique i_{sa1} .

En appliquant la charge $C_r = 29 N.m$ (machine en fonctionnement moteur) à partir de l'instant $t = 5s$, on constate que la vitesse figure (II.11) et les courants selon (d, q) figure (II.14) diminuent et se stabilisent respectivement à $288.5rd/s$, $I_{ds1}=I_{ds2}=-7.42(A)$, et $I_{qs1}=I_{qs2}=-12.27(A)$.

Par contre, des augmentations sont observées par le couple électromagnétique figure (II.12) se stabilise à $C_{em} = 29.21 N.m$ légèrement supérieur au couple de charge, les flux rotoriques selon (d, q) figure (II.13) à $\Phi_{dr} = -0.876Wb$ et $\Phi_{qr} = 0.154Wb$ et les courants statoriques figure (II.15) à $i_{as1} = i_{as2} = 14.45A$.

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone triphasée à double étoile en mode moteur. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ainsi, nous avons utilisé la transformation de Park et le système d'équation d'état de la machine que nous avons validée à travers une simulation numérique. Puis nous avons interprété les résultats obtenues.

Introduction

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ou la position. Parmi les commandes scalaires proposées pour la commande de la machine on cite la commande $V/f = \text{constante}$ qui consiste à contrôler le couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de la tension d'alimentation à la fréquence. Toutefois, ce type de commande ne peut pas donner des performances dynamiques appréciables à basse vitesse.

En 1972, **Blaschke** a proposé une nouvelle théorie de commande, dite par flux orienté, qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu [18].

Aujourd'hui grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des variateurs à machine asynchrone.

Dans le présent chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sur la MASDE. Cependant, nous présentons au premier lieu un rappel sur son principe et les différentes méthodes de la commande vectorielle, nous donnons ensuite l'application de ces dernières sur la MASDE, et nous irons enfin commenter les performances apportées par ce type de réglage après l'obtention et l'illustration des résultats de simulation.

III.2. Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle (ou commande par flux orienté) consiste à orienter une des composantes de flux statoriques, rotorique ou de l'entrefer sur un axe du référentiel tournant à la vitesse ω_s .

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée figure (III.1).

En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit I_a contrôle le couple et le courant inducteur I_f contrôle le flux.

L'expression du couple électromagnétique de la MCC est donné par :

$$C_{em} = K\Phi I_a = K' I_a I_f. \quad (\text{III.1})$$

Avec :

Φ : Flux imposé par le courant d'excitation I_f .

I_a : Courant d'induit.

K, K' : Constantes.

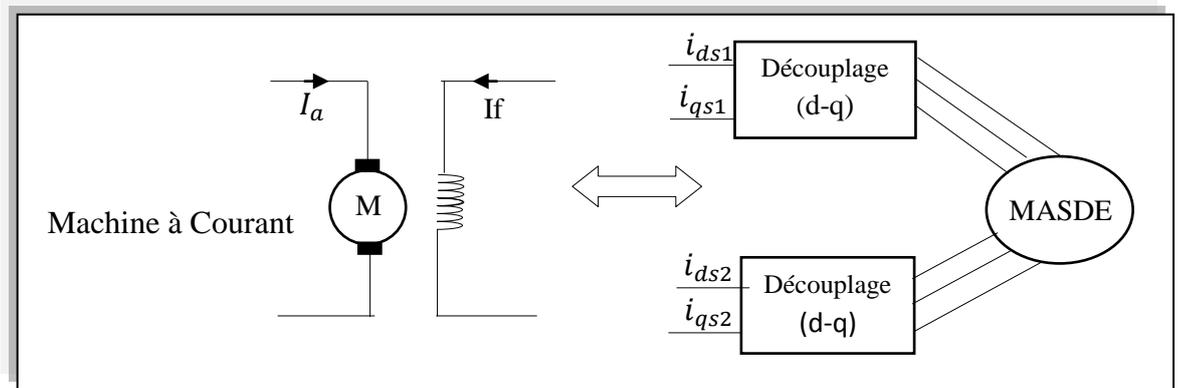


Figure (III.1) : Le principe de la commande vectorielle.

III.3. Procède d'orientation du flux

La méthode de flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, suivant la vitesse attribuée au repère (d, q) . Nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désirée du flux (statorique, rotorique ou entrefer) [21].

Il existe trois types de référentiel :

1. Orientation du flux rotorique: $\Phi_{dr} = \Phi_r \Phi_{qr} = 0$ (III.2)

2. Orientation du flux statorique: $\Phi_{ds} = \Phi_s \Phi_{qs} = 0$ (III.3)

3. Orientation du flux d'entrefer : $\Phi_{dm} = \Phi_m \Phi_{qm} = 0$ (III.4)

L'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone à double étoile est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \left(\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2}) \right). \quad (III.5)$$

Avec :

$$k = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

Pour la MASDE, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (III.2), car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques. C'est-à-dire :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r.$$

$$\Phi_{qr} = 0.$$

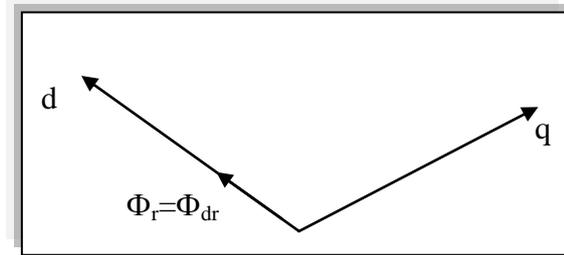


Figure (III.2) : L'orientation du flux rotorique sur l'axe d.

L'équation (III.5). Devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_r (i_{qs1} + i_{qs2})) K \Phi_r i_{qs}. \quad (III.6)$$

Avec :

$$k = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad \text{et} \quad i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}.$$

D'après l'équation (III.6) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée.

On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone à double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

III.4. Méthodes de la commande vectorielle

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double étoile, il existe deux méthodes : directe et indirecte.

III.4.1. Méthode directe

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quelque soit le régime de fonctionnement.

Pour cela deux procédés sont utilisés :

1. la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur, l'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles.
2. l'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [23], [18].

III.4.2. Méthode indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position, elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor [19].

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de la température, surtout la constante de temps rotorique [16].

III.5. Commande vectorielle indirecte avec régulateur de vitesse

La méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence Φ_{dr}^* . L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui est par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence C_{em}^* et du flux rotorique de référence Φ_{dr}^* , les courants de références statorique, Cette méthode se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire, le contrôle vectoriel est alors simplifié. La méthode repose en fait en grande partie sur la capacité de l'onduleur et de sa commande à imposer les courants désirés dans la machine. En effet, à partir de l'instant où le système n'impose pas les courants désirés, cette commande perd sa principale propriété de découplage entre flux et couple. Cette méthode consiste à générer à l'aide d'un bloc **IFOC** (**I**ndirect **F**ield **O**riented **C**ontrol) les tensions d'alimentation afin d'obtenir un flux et un couple désirés.

Le schéma bloc de cette méthode est donné par la figure suivante :

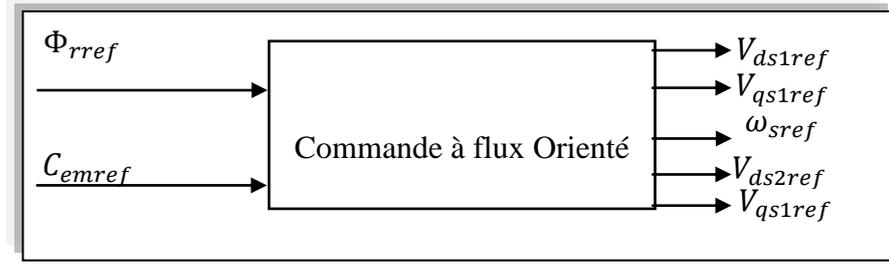


Figure (III.3) : Le bloc de commande à flux Orienté.

Considérons comme références de commande le flux rotorique Φ_{rref} et le couple C_{emref} . En tenant compte de la condition, $\Phi_{dr} = \Phi_{rref}$ et $\Phi_{qr}=0$, le système d'équation (II.23) devient :

$$i_{dr} = \frac{\Phi_{rref} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})}{L_m + L_r} \quad (III.7)$$

$$i_{qr} = \frac{-L_m(i_{qs1} + i_{qs2})}{L_m + L_r} \quad (III.8)$$

En remplaçant ($\Phi_{dr} = \Phi_{rref}$) dans les équations des tensions rotoriques(II.22), on obtient :

$$i_{qr} = -\frac{\omega_{glref}\Phi_{rref}}{R_r} \quad i_{dr} = 0 \quad (III.9)$$

En substituant ($i_{dr} = 0$) dans l'équation (III.7), On tire :

$$\Phi_{rref} = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}). \quad (III.10)$$

A partir de l'équation (III.8), on trouve :

$$L_m(i_{qs1} + i_{qs2}) = -(L_m + L_r)i_{qr}. \quad (III.11)$$

En remplaçant (III.7) et (III.8) dans (II.24) on trouve :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{qs2} = \lambda_1 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad (III.12)$$

Avec :

$$\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad ; \quad \lambda_{1,2} = L_{s1,s2} + \eta L_r.$$

En remplaçant (III.10), (III.11) et (III.12) dans le système d'équation (II.22), on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} - \omega_{sref}(L_{s1}i_{qs1} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{ds2ref} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} - \omega_{sref}(L_{s2}i_{qs2} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs1ref} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} + \omega_{sref}(L_{s1}i_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ V_{qs2ref} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} + \omega_{sref}(L_{s2}i_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{cases} \quad (III.13)$$

Avec : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ et $\omega_{glref} = \omega_{sref} - \omega_r$.

On a:

$$\begin{cases} i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{(L_m + L_r)}{P L_m \Phi_{rref}} C_{emref} \\ \omega_{glref} = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi_{rref}} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (III.14)$$

Donc: $C_{emref} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{rref} (i_{qs1} + i_{qs2})$.

L'expression du couple montre que le flux de référence et les courants statoriques en quadrature ne sont pas parfaitement indépendants. Pour cela, il est nécessaire de découpler la commande du couple et celle du flux de cette machine en introduisant de nouvelles variables :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} \end{cases} \quad (III.15)$$

Le système (III.15) montre que les tensions statoriques ($V_{ds1}, V_{ds2}, V_{qs1}, V_{qs2}$) sont directement reliées aux courants statoriques ($i_{ds1}, i_{ds2}, i_{qs1}, i_{qs2}$). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références, ($V_{ds2ref}, V_{qs1ref}, V_{qs2ref}$) à flux constant sont donnés par:

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = V_{ds1} - V_{ds1c} \\ V_{ds2ref} = V_{ds2} - V_{ds2c} \\ V_{qs1ref} = V_{qs1} + V_{qs1c} \\ V_{qs2ref} = V_{qs2} + V_{qs2c} \end{cases} \quad (III.16)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds1c} = \omega_{sref}(L_{s1}i_{qs1} + T_r\Phi_{rref}\omega_{glref}) \\ V_{ds2c} = \omega_{sref}(L_{s2}i_{qs2} + T_r\Phi_{rref}\omega_{glref}) \\ V_{qs1c} = \omega_{sref}(L_{s1}i_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ V_{qs2c} = \omega_{sref}(L_{s2}i_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{cases} \quad (III.17)$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques ($i_{ds1}, i_{ds2}, i_{qs1}, i_{qs2}$) et on obtient à leurs sorties les tensions statoriques, ($V_{ds2}, V_{qs1}, V_{qs2}$).

II.5.1. Synthèse des régulateurs PI

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Les régulateurs utilisés dans notre étude sont des correcteurs à action proportionnelle-intégrale (PI).

III.5.1.1. Calcul des paramètres du régulateur des courants

La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation des courants valable selon les deux axes « d » et « q ».

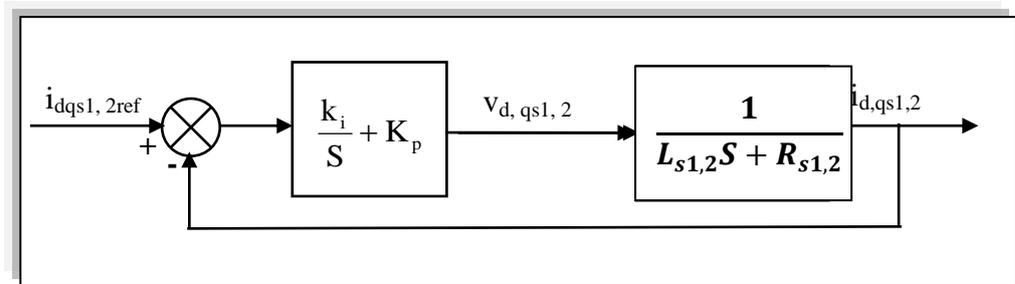


Figure (III.4) : Le schéma de régulation des courants.

La fonction de transfert en boucle fermée de la figure (III.4) est écrite comme suit :

$$\frac{i_{dq,s1,2}}{i_{dq,s1,2ref}} = \frac{(k_i + k_p S)}{L S^2 + (R + k_p) S + k_i} \quad (III.18)$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$P(S) = \frac{1}{\tau S + 1} \quad (III.19)$$

Il suffit d'identifier (III.18) à (III.19) comme suit :

$$\frac{(k_i + k_p S)}{L S^2 + (R + k_p) S + k_i} = \frac{1}{\tau S + 1} \quad (III.20)$$

Ce qui donne :

$$k_p \tau S^2 + (k_i \tau + k_p) S + k_i = a S^2 + (b + k_p) S + k_i \quad (III.21)$$

$$D'où : \begin{cases} k_p = a/\tau \\ k_i = b/\tau \end{cases} \quad (III.22)$$

Donc :

$$\begin{cases} K_{p1} = L_1/\tau \\ K_{i1} = R_1/\tau \end{cases} \quad et \quad \begin{cases} K_{p1} = L_2/\tau \\ K_{i1} = R_2/\tau \end{cases} \quad (III.23)$$

On prend $\tau = \frac{T_r}{6}$ pour avoir une dynamique du processus rapide, avec $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps électrique (rotorique) du système.

Le schéma bloc de découplage en tension (Field Oriented Control: FOC) est présenté sur la figure (III.5).

On admet que $i_{ds1ref} = i_{ds2ref}$ et $i_{qs1ref} = i_{qs2ref}$.

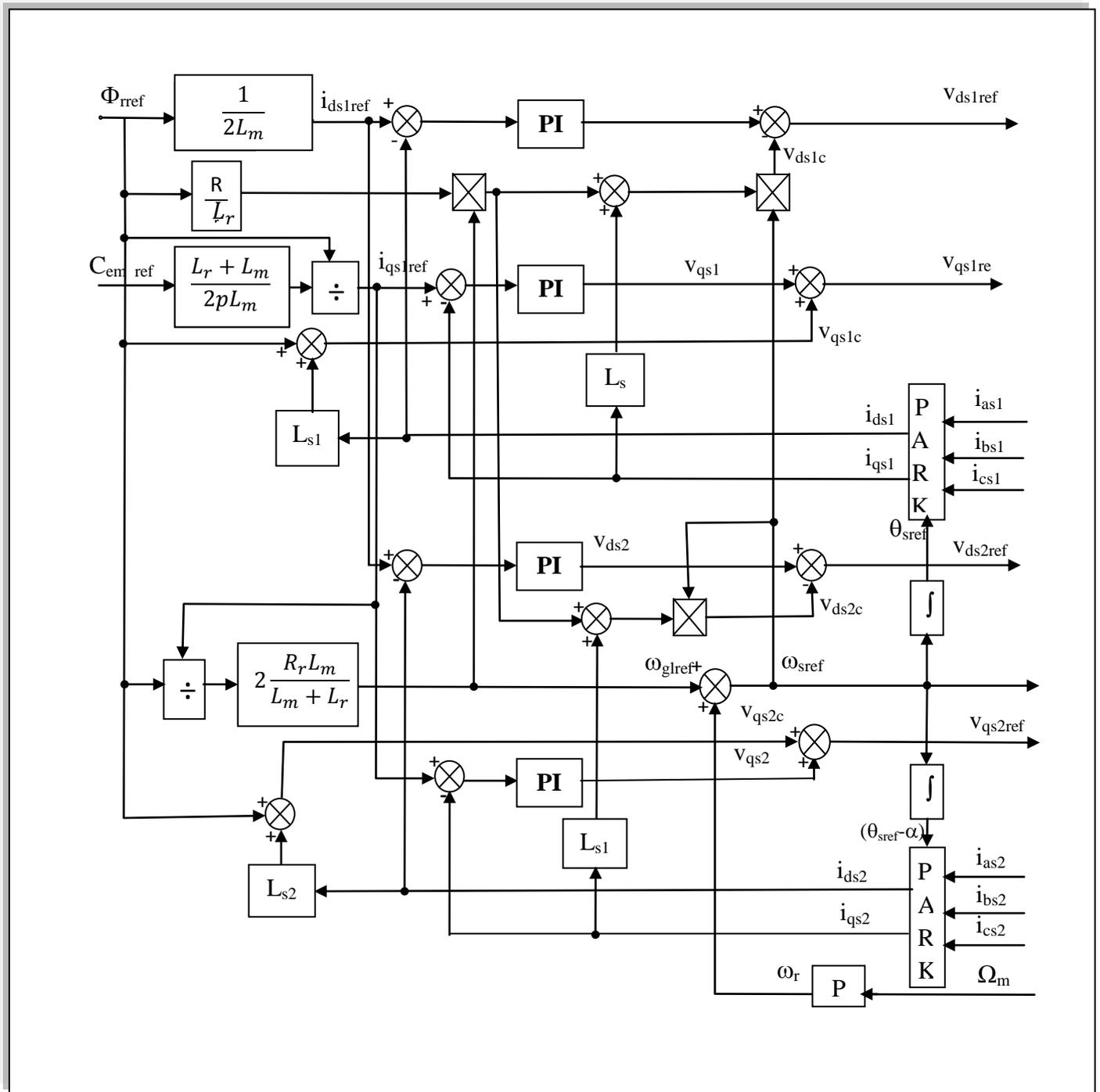


Figure (III.5) : Le bloc de découplage en tension (FOC).

III.5.1.2. Calcul des paramètres du régulateur de vitesse

Le schéma de la boucle de régulation de vitesse est donné par la figure (III.6) :

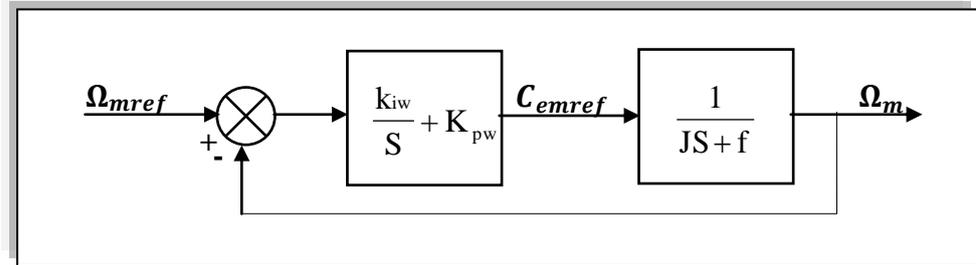


Figure (III.6) : Le schéma réduit de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\Omega_m}{\Omega_{ref}} = \frac{(k_{iw} + k_{pw}S)}{JS^2 + (f + k_{pw})S + k_{iw}} \quad (III.24)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} K_{pw} = J/\tau \\ K_{iw} = k_f/\tau \end{cases} \quad (III.25)$$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation définie par [3]:

$$C_{emref}[k](limite) = \begin{cases} C_{emref}[k] & \text{si } C_{emref}[k] \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} \text{sign}(C_{emref}[k]) & \text{si } C_{emref}[k] \geq C_{em}^{max} \end{cases} \quad (III.26)$$

$$C_{em}^{max} = 30N.m.$$

III.5.2. Bloc de défluxage

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale : Φ_r^n pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine Ω_n . Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux borne de la machine.

Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{rref} = \Phi_n & \text{si } \Omega_m \leq \Omega_n \\ \Phi_{rref} = \Phi_{nom} \Omega_n / \Omega_m & \text{si } \Omega_m \geq \Omega_n \end{cases} \quad (III.27)$$

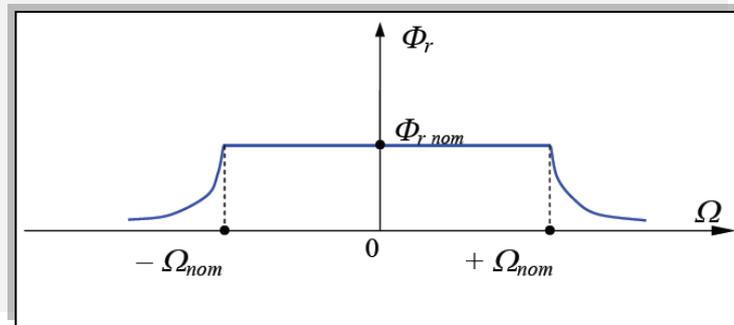


Figure (III.7) : Le bloc défluxage.

La figure (III.8) représente le schéma de régulation de la vitesse par la commande indirecte :

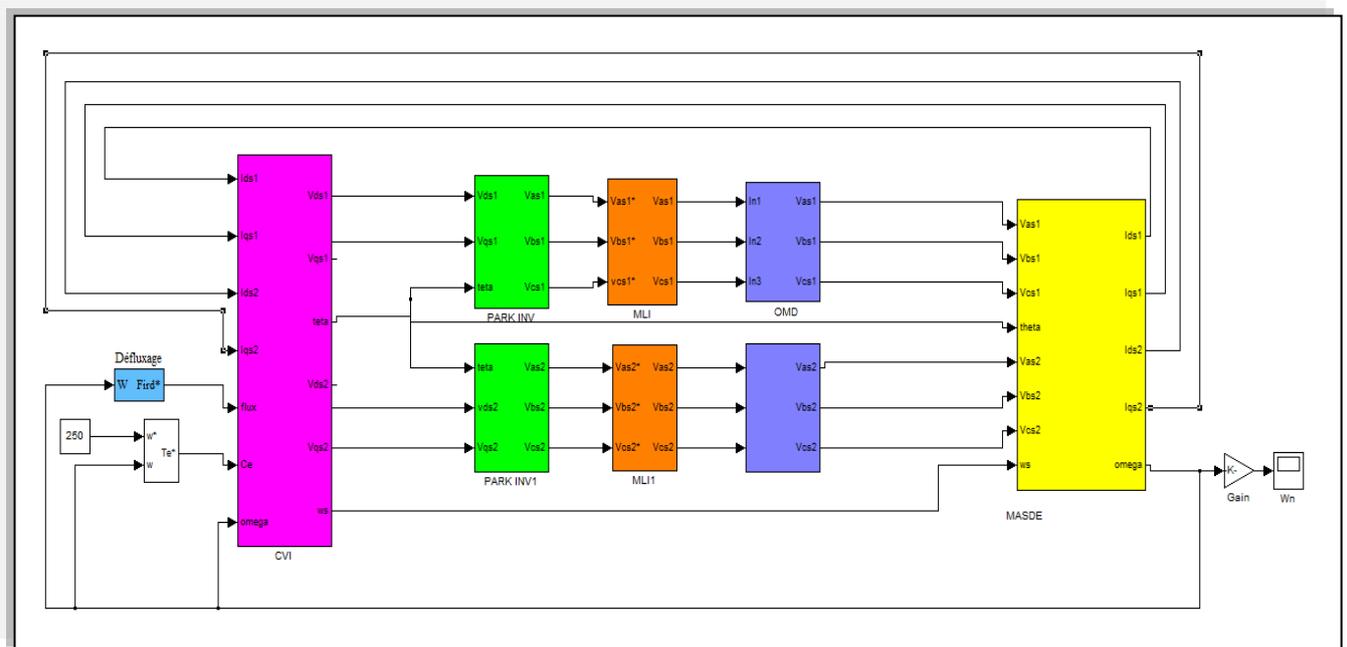


Figure (III.8) : La régulation de la vitesse par la méthode indirecte.

III.5.3. Les résultats et Interprétation

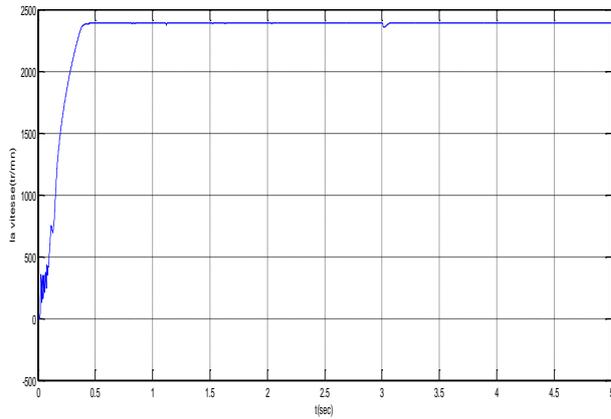


Figure (III.9.a): La vitesse de rotation.

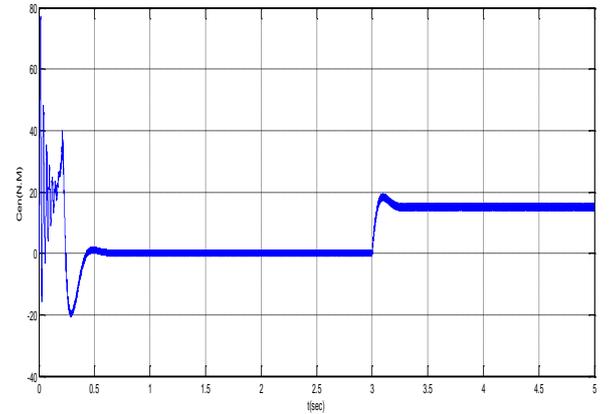


Figure (III.9.b): Le couple électromagnétique.

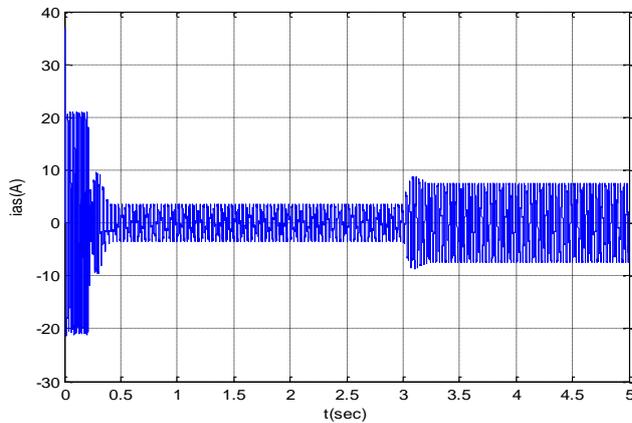


Figure (III.9.c) : Le courant statorique i_{as1} .

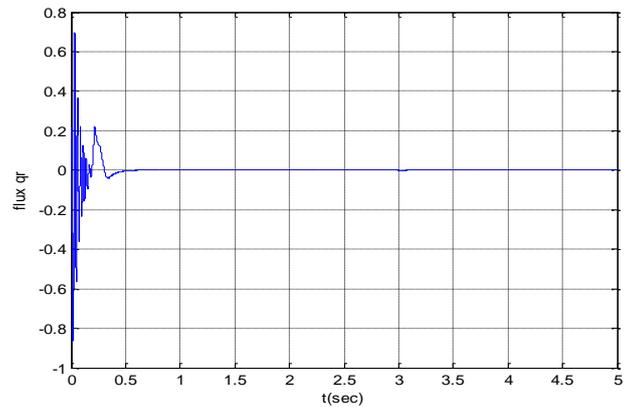


Figure (III.9.d) : Le flux q_r .

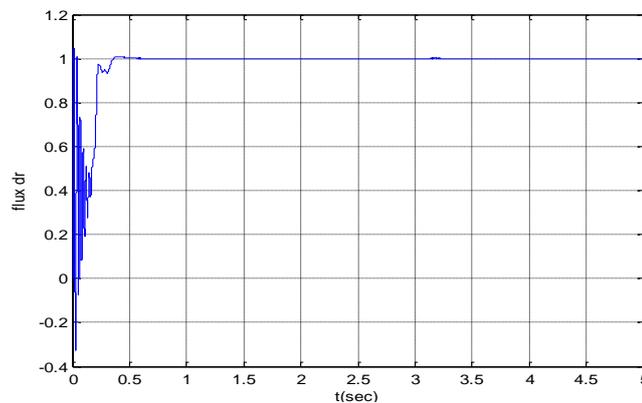


Figure (III.9.d) : Le flux d_r .

Figure (III.9) : La régulation de la vitesse par la méthode indirecte.

La figure (III.9) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des charges $C_r = 16\text{N.m}$ à $t=3\text{s}$, en imposant la vitesse de référence $\Omega = 2500\text{tr/mn}$. Celle-ci montre que :

Au démarrage et durant le fonctionnement à vide, la vitesse rejoint sa valeur de consigne à $t = 0.49\text{s}$. Le couple électromagnétique ($C_{em}(\text{N.m})$) atteint la valeur maximale de 54 N.m à $t = 0.01\text{s}$, par suite, au début du régime permanent (à $t = 0.6\text{s}$), Lorsque la vitesse atteint la valeur de consigne le couple oscille autour de zéro. Après l'insertion de la charge, le couple électromagnétique compense le couple de charge et le frottement. Le courant statorique observe un courant d'appel d'environ 3 fois le courant nominal, et puis durant le régime permanent ils évoluent d'une façon sinusoïdale et présente des harmoniques dus aux deux onduleurs de tension. Les flux rotoriques progressent d'une manière analogue à celle du couple électromagnétique pendant le régime transitoire, toutefois ils se stabilisent et évoluent selon leurs consignes durant le régime permanent, donc la régulation de la vitesse de la MASDE est similaire à celle de la MCC à excitation séparée.

L'application de la charge $C_r = 16\text{N.m}$ (fonctionnement moteur) pendant de temps $t = 3\text{s}$, engendre des augmentations aux niveaux du couple électromagnétique des courants statoriques, qui se stabilisent respectivement à $C_{em} = 16\text{N.m}$ et $I_{as1} = I_{as2} = 7.65\text{A}$. La vitesse et les flux rotoriques demeurent fixes en poursuivant leurs consignes.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, appliqué à une MASDS.

Nous avons appliqué la méthode indirecte nécessite seulement la connaissance de la position de flux .On peut déduire que :

- Le passage des grandeurs continues (repère tournant avec le flux rotorique) vers des grandeurs alternatives (repère fixe) est assuré par la transformation inverse de Park.
- La vitesse de rotation réelle est disponible (supposée mesurée par un capteur mécanique).
- Le bloc de défluxage permet de réduire le flux à l'entrée du bloc FOC pour maintenir le fonctionnement sous la commande vectorielle et a fin que la tension à la sortie de l'onduleur ne dépasse pas la tension nominale du moteur et que le courant statorique reste limité par sa valeur maximal.

- Le couple doit être limité par des valeurs maximales que peut supporter le moteur dans les deux sens de rotation.

Conclusion Générale

Le travail sous le l'élaboration cadre de notre mémoire de fin d'étude est consacré à la commande de la machine asynchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs de tension.

Nous avons mis en évidence les principes fondamentaux des machines multiphasées. L'exemple type de ces machines est la machine asynchrone double étoile qui présente un bon compromis technico-économique.

Nous avons commencé par l'étude de la modélisation de la MASDS à partir des équations mathématiques dans le repère diphasé en utilisant la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit finalement le fonctionnement de la MASDE. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'effet de l'application de la charge.

Le troisième chapitre, expose la commande vectorielle indirecte de la machine Asynchrone Double Etoile dont le principe consiste à avoir un couple similaire à celui de la machine à courant continu. Pour se faire, nous avons basée sur le principe d'orientation du flux rotorique indirecte qui est appliquée pour la commande en vitesse à l'aide des régulateurs classiques de type PI, puis l'association de la machine avec deux onduleurs de tension commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI, qui produisent des harmoniques de couple, mais restent faibles par rapport aux machines conventionnelles triphasées.

Les résultats de simulation obtenus assurent ce principe avec une bonne amélioration des réponses présentant une bonne poursuite vers les valeurs de références.

D'après ce travail on conclure par le présentation des avantages de la commande vectoriel indirect :

- Plus facile à implémenter elle consiste à ne pas mesurer le flux de la machine, mais à, supposer d'être établi en régime permanent à la valeur désirée.
- Elle n'exige pas de capteur de flux donc il n'y aura pas de régulation de flux.
- Méthode plus attractive et plus utilisée.
- Elle peut être utilisée pour le contrôle dans les basses vitesses.
- Elle comporte 3 boucles de régulation.

En perspective, ce mémoire ouvre des axes de travail pour améliorer la commande la machine asynchrone à double stator. En l'occurrence, la réalisation pratique du travail que nous avons proposé est l'application des techniques de réglage de l'automatique moderne à savoir la commande non linéaire, la fusion des réseaux de neurones avec les techniques flous, la commande par mode glissant, la commande adaptative floue.

Annexe

Paramètre de la machine asynchrone à double stator	
❖ Puissance nominale	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
❖ Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
❖ Courant nominale	$I_n = 6,5 \text{ A}$
❖ Nombre de paires de pôles	$p = 2$
❖ Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3,72 \Omega$
❖ Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3,72 \Omega$
❖ Résistance rotorique	$R_r = 2,12 \Omega$
❖ Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0,022 \text{ H}$
❖ Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0,022 \text{ H}$
❖ Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_r = 0,006 \text{ H}$
❖ Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_m = 0,3672 \text{ H}$
❖ Moment d'inertie	$J = 0,662 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
❖ Coefficient de frottement	$K_f = 0,001 \text{ Nms/rd}$
❖ Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$

Bibliographie

- [1] M. Bernard, "*Historique des machines électromagnétiques et plus particulières des machines à réluctance variable*," Revue 3E.In°3. pp. 3–8, Juin 1995.
- [2] D. Hadiouche, "*contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure*",Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001.
- [3] E. Merabet, "*Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile*", Mémoire de Magister, l'Université de Batna 2008.
- [4] L.Benalia,"*commande en tension des moteurs à induction a doublé alimenté*", Thèse doctorat, l'Université de Batna 2010
- [5] D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug,"*Modelling of a double-star induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings*", EPE-PEMC2000, Kosice.
- [6] H. AMIMEUR,"*Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement*", mémoire d'ingénieur, Université de BATNA 2008.
- [7],KHALED FERKOUS "*Etude d'une chaine de conversion d'énergie éolienne universitéMentouriconstantine*", 2009.
- [8] P. Vidal,"*Commande non-linéaire d'une machine asynchrone adoubléalimentation*", ThèsedeDoctoratdel'InstitutNational Polytechnique deToulouseFrance, Décembre 2004.
- [9] R. Abdessemed, M. Kadjoudj,"*Modélisation des machines électriques*", Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [10] Z. Oudjebour, E. M. Berkouk, N. Sami, S. Belgasmi, S. Arezki, I. Messaif, "*Indirectspacevectorcontrolofadoubles tar induction machine*", fedbytwofive-levelsNPC VSI," International Conférence on Electric Machine, ICEM'04, Poland,2004.
- [11]E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur, F. Hamoudi, L.Abdelhamid, "*Influencede la charge sur une génératrice asynchrone double étoile(GASDE)*",InternationalConférence on RenewableEnergy ICRE'07, University of Bejaia,pp. 63–68 (CDROM), 25–27 November 2007.

- [12] Rachide Abdessamade, "Modélisation et simulation des machines électriques".
- [13] V. Pant, G. K. Singh, S. N. Singh, "Modeling of a multi-phase induction machine under fault condition," IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99., pp. 92–97, Hong Kong, July 1999.
- [14] L. BAGHLI, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques" Soutenue publiquement le 14 Janvier 1999.
- [15] Akkila BOUKHELIFA, "les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vue d'un contrôle vectoriel". Soutenue publiquement le 27 Décembre 2007.
- [16] HAFFAF Adil ; CHEBABHI Moqrane, "Commande d'une Machine à Induction Par la Méthode H_∞ "; Année Universitaire : 2006/2007 .
- [17] Bouchelaghem Walid ; Hadjidj Lamnaouar ; Hammoudi Houari, "commande de la machine à induction par la technique mras"; Année Universitaire: 2006 / 2007 .
- [18] Saadi Nour el houda ; Bakhti Ibtissam, "CONCEPTION D'UN OBSERVATEUR PAR MODE GLISSANT D'UNE MACHINE A INDUCTION", Année Universitaire : 2006/2007.
- [19] Gabriel Buche, "commande vectorielle de machine asynchrone environnement temps réel matlab /simulink"; 7mars 2001.

Résumé – La machine asynchrone double étoile est utilisée pour sa fiabilité et de segmentation de puissance. Cependant, produire une commande de vitesse pour cette machine, présente un intérêt économique, prévoit une diminution de bruit et rend le matériel moins complexe. Dans cette étude et en vue d'une commande vectorielle indirect de vitesse, un modèle de la machine asynchrone double étoile et son alimentation composée de deux onduleurs. Vu que le modèle de la machine est fortement couplé, nous avons opté pour une commande vectorielle par flux orienté à base de régulateurs linéaires de type PI.

Les résultats de simulation obtenus nous ont permis de constater que la commande vectorielle indirecte de vitesse d'une MASDE est robuste face aux perturbations de la charge et/ou le changement de la vitesse de référence. La technique utilisée est sensible aux variations paramétriques à des degrés différents surtout aux basses vitesses.

Mots clés – Machine asynchrone double étoile (MASDE), Onduleur de tension, Commande Vectorielle, Régulateur PI.

Abstract – The double star induction machine (DSIM) is used for reliability and supply division. We introduce a sample for this machine. However, to produce a field-oriented control for this machine, eliminate the sensor cable, provide for better noise immunity and increase reliability. In this research work, a model of the double star induction machine and inverters are developed. Considering the mathematical model of the DSIM is strongly coupled, we choose an indirect vector control by field oriented the regulators the type PI. The results of simulation obtained enable us to note that field-oriented control of the DSIM is robust face to each disturbances of the load and/or the change of the reference speed.

Key words – Double star induction machine (DSIM), inverters, field oriented control, Regulator PI.

ملخص: يهدف هذا العمل لدراسة تحكم شعاعي لسرعة آلة لا متزامنة مزدوجة النجم. قمنا في البداية بإعطاء نموذج لهذه الآلة مع تغذيتها المتمثلة في موجتين، بعد ذلك و من أجل الحصول على التحكم المراد دراسته تطرقنا إلى تفصيل التحكم الشعاعي للآلة باستعمال الطريقة غير المباشرة بتدفق موجة مع منظم من نوع PI. مما مكننا من فك ارتباط العزم الكهرومغناطيسي و التدفق. النتائج المتحصل عليها مكنتنا من استنتاج أن التحكم الشعاعي لسرعة الآلة لا متزامنة مزدوجة النجم متينة تجاه أي تغير في الحمولة أو تغير في السرعة المرجعية، هذه التقنية المستعملة حساسة لتغير خصائص الآلة بدرجة متفاوتة.

كلمات مفتاحية: آلة لا متزامنة ثنائية الساكن، موج، التحكم الشعاعي، منظم من نوع PI.