



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique



Université d'EL-Oued

Faculté des Sciences et de la Technologie

Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière: Génie Électrique

Spécialité: Réseaux Électriques

Thème

Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile :
(Modélisation, Alimentation et Commande)

Dirigé par :

TIR Zoheir

Réalisé par:

BOUAMRA Dhia Elhak
BEDDI Nasser

Soutenu 23-24 Juin 2014

Au nom d'Allah, le Tout - Miséricordieux, le Très - Miséricordieux

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

Je tiens, tout particulièrement, à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur Zoheir TIR, Enseignant à l'Université d'El Oued, pour ces conseils précieux, les orientations ainsi que pour la confiance et l'aide qu'il m'a accordé pour mener ce travail à terme.

Je voudrais aussi remercier mes parents, tous les membres de ma famille, mes frères et mes chères sœurs.

Mes remerciements vont également à mes amis, mes collègues et mes enseignants.

BOUAMRA ET BEDDI

Introduction Générale	1
I.1 Introduction	4
I.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile	4
I.3 Applications de la Machine asynchrone double étoile	5
I.4 Avantages de la MASDE	5
I.5 Inconvénients de la MASDE	5
I.6 Modélisation de la machine asynchrone double étoile	6
I.6.1 Description	6
I.6.2. Hypothèses simplificatrices	6
I.6.3 Modèle naturel de la MASDE	7
I.6.4 Equations des tensions	7
I.6.5 Equations des flux	8
I.6.6 Equation mécanique	9
I.6.7 Couple électromagnétique	9
I.6.8 Modèle de Park	10
I.6.9. Application de la transformation de Park à la MASDE	11
I.6.9.1 Equations des tensions	11
I.6.9 .2 Equations des flux	12
I.6.9.3 Equation mécanique	13
I.6.10 Choix du Référentiel	14
I.6.10.1 Référentiel lié au stator	14
I.6.10.2 Référentiel lié au rotor	14
I.6.10.3 Référentiel lié au champ tournant	14
I.6.11 Modèle de la Machine	15
I.6.11.1 Mise sous forme d'équation d'état	15
I.7 Simulation et Interprétation des résultats	19
I.8 Conclusion	21
II.1 Introduction	23
II.2 Modélisation de l'onduleur à commande MLI	23
II. 3 Stratégie de commande	24
II.4 Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension	25

II.5 Résultats simulation	25
II.6 Conclusion	28
III.1 Introduction	30
III.2 Principe de la commande	30
III.3 Choix d'orientation du flux	31
III.4 Différentes méthodes de la commande vectorielle	32
III.4.1 Méthode de commande directe.....	32
III.4.2 Méthode de commande indirecte.....	32
III.5 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse	32
III.5.1 Identification des paramètres des régulateurs PI	34
III.5.2 Application.....	36
III.5.3 Simulation et interprétations des résultats	36
III.6 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse	38
III. 6.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse	39
III.6.2 Simulation et interprétation des résultats	39
III.6.2.1 Tests de robustesse.....	42
III.7 Conclusion	44
Conclusion Générale	45

Fig. I-1 : Modes de fonctionnement suivant le glissement, [3].	2
Fig. I-2 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases[7]	2
Fig. I-3 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE, [9].	3
Fig. I- 4 : Transformation de Park	7
Fig. I-5 : Représentation des axes en transformation de Park	9
Fig. I-6 : Le schéma bloc de la Machine asynchrone double étoile.	16
Fig. I- 7a : Tensions Statoriques V_{S1a} et V_{S2a}	16
Fig. I- 7b : courant Statoriques $i_{s1a}(A)$	16
Fig. I- 7c : Courant statoriques $i_{s2a}(A)$	17
Fig. I- 7d : Flux statoriques Φ_{S1a} (Wb)	17
Fig. I- 7e :Flux statoriques Φ_{S2a} (Wb)	17
Fig. I- 7f : Couple électromagnétique C_{em}	17
Fig. I- 7g : La vitesse $N(tr/min)$	18
Fig. II- 1 : Schéma de principe de l'onduleur triphasé	20
Fig. II- 2: Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension	22
Fig. II- 3 : Tensions Statoriques 1 et 2 V_{S1a} , V_{S2a}	23
Fig. II- 4 : Vitesse de rotation N (tr/min).	23
Fig. II- 5: Couple électromagnétique C_{em} (N.m)	23
Fig. II- 6: Le courants statorique i_{s1a} (A)	23
Fig. II- 7: Courant i_{s2a} (A)	24
Fig. II- 8: Courant i_{ra} (A)	24
Fig. II- 9: Le flux statoriques 1 ϕ_{S1a} (Wb)	24
Fig. II- 10: Le flux statoriques 2 ϕ_{S2a} (Wb)	24
Fig. II- 11: Le flux rotorique ϕ_{ra} (Wb)	25
Fig. III- 1: Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE	27
Fig. III- 2: Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)	29
Fig. III- 3: Schéma d'un système asservi du premier ordre régulé par un PI	32
Fig. III- 4: Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques	32
Fig. III- 5: Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE	33
Fig. III- 6: Représentation schématique du bloc de découplage FOC	34
Fig. III- 7 : Evolution des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse	35
Fig. III- 8 : représente le schéma de régulation de la vitesse par la commande indirecte.	35
Fig. III- 9 : Représentation schématique de la commande FOC avec régulation de vitesse	36
Fig. III- 10 : Boucle de régulation de vitesse.	36
Fig. III- 11 : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des ($C_r=15$ et $-15N.m$) respectivement entre les intervalles de temps($t=[1,1.75]s$ et $=[2.25,3]s$)	39
Fig. III- 12: Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de celle-ci de 2500 à $-2500tr/mn$ à partir de $t= 1.5s$.	41

MASDE: Machine Asynchrone Double Etoile.

C_{em}^{max} : Couple électromagnétique maximal (N.m)

N_{ph} : Nombres de phases

i : Courant

v : Tension

s_1, s_2, r : Indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor

a_{s1}, b_{c1}, c_{s1} : Indices correspondants aux trois phases du stator 1

a_{s2}, b_{c2}, c_{s2} : Indices correspondants aux trois phases du stator 2

a_r, b_r, c_r : Indices correspondants aux trois phases du rotor

R_{s1}, R_{s2}, R_r : Résistances statoriques et rotorique

L_{s1}, L_{s2}, L_r : Inductance propres des étoiles statoriques et du rotorique

L_{ms} : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

L_{mr} : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$M_{s1,s2}$: Inductance mutuelle des étoiles statoriques

M_{sr} : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques

C_{em} : Couple électromagnétique (N.m)

C_r : Couple résistant.

K_f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie.

MLI : Modulation de la Largeur d'Impulsion.

d, q : Axes directs et quadratiques du repère de Park.

θ_m, Ω_m : La position et la vitesse mécanique du rotor.

ω_r : Pulsation électrique rotorique.

ω_s : Pulsation électrique statorique.

ω_{coor} : Vitesse angulaire des axes (d, q).

ω_{gl} : Pulsation électrique de glissement.

PI : Régulateur Proportionnel-Intégral.

k_i, k_p : Paramètres du régulateur PI.

FOC : Field Oriented Control.

ϕ_r : Flux rotorique.

ϕ_{rest} : Flux rotorique estimé.

i_{s1}, i_{s2} : Courants des charges connectées aux étoiles de la Gasde.

i_a : Courant d'induit de la MCC

i_f	: Courant d'excitation de la MCC
i_{ds1}, i_{qs1}	: Courants de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)
i_{ds2}, i_{qs2}	: Courants de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)
i_{dr}, i_{qr}	: courants rotoriques dans le référentiel de Park (d,q)
P	: nombre de paires de pôles
P	: operateur de Laplace
r_{s1}	: résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 1
$[r_{s2}]$	: résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 2
$[r_{s1}], [r_{s2}], [r_r]$	: matrices des résistances statoriques et rotoriques
v_{abcr}	: tensions triphasées rotoriques
$v_{abcs1,2}$	: tensions triphasées statoriques (étoiles 1 et 2)
v_{d1}, v_{q1}	: tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)
v_{d2}, v_{q2}	: tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)
v_{dr}, v_{qr}	: tensions rotoriques dans le référentiel de Park (d,q)
ψ_{abcr}	: flux triphasés rotoriques
ψ_{abcr}	: flux triphasés statoriques (étoiles 1 et 2)
ψ_{d1}, ψ_{q1}	: flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)
ψ_{d2}, ψ_{q2}	: flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)
ψ_{dg}, ψ_{qg}	: flux d'entrefer selon (d,q)
ψ_{dr}, ψ_{qr}	: flux rotoriques dans le référentiel de Park (d,q)
α	: angle électrique de décalage entre les deux étoiles
θ_r	: position du rotor par rapport à l'étoile 1
$\theta_r - \alpha$	: position du rotor par rapport à l'étoile 2
τ	: constante de temps d'un système du premier ordre
τ_r	: constante de temps rotorique
L_{dq}	: inductance cyclique d'intersaturation selon (d,q)
$L_{l1,2}$	: inductances propres de fuite statoriques (étoiles 1 et 2)
L_{lr}	: inductance propre de fuite rotorique
L_{ml}	: inductance de fuite mutuelle commune aux deux étoiles
L_m	: inductance mutuelle cyclique stators-rotor
L_{mdq}	: inductance cyclique de saturation suivant (d,q)
L_{mr}	: valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique
L_{ms}	: indice de modulation valeur maximale des coefficients d'inductance

M: mutuelle statorique

r:coefficient de réglage en tension

N: vitesse de rotation de la machine

f_s : fréquence du réseau

L_{s1} : inductance propre d'une phase de l'étoile 1

L_{s2} : inductance propre d'une phase de l'étoile 2

T_p : période de la porteuse

T: temps

V_{ref} : tension de référence

$\theta_r - \alpha$: position du rotor par rapport à l'étoile 2

*: grandeur de référence

[X]: vecteur d'état

v_{pm} : valeur crête de l'onde de modulation

Introduction Générale

Actuellement, les machines à courant alternatif occupent une place importante dans les entraînements électriques. Ces machines ont remplacées les machines à courant continu, grâce à leur simplicité de construction. [1]

Durant ces dernières années, les recherches dans le domaine des entraînements électriques ont conduit à l'introduction des machines asynchrones comme moteur, pour leurs avantages, notamment en ce qui concerne l'absence du collecteur mécanique.

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. [1]

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. [5]

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. [5]

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 la machine asynchrone double étoile, ainsi que les avantages et les inconvénients de cette machine et se domaine d'utilisation est présenté et la modélisation de la MASDE. Après une description de cette dernière, 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.

Le second chapitre, nous présentons alimentation de la MADA, nous avons étudiées la modélisation de l'onduleur à commande MLI et les stratégies de commande et alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.

Dans le dernier chapitre, 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.

Finalement; une conclusion générale et quelques perspectives seront clôturés notre travail.

Chapitre I

Description et Modélisation de la machine asynchrone double étoile

I.1 Introduction

Ce chapitre permettra d'une part de présenter le principe de fonctionnement la machine asynchrone double étoile (MASDE), leurs applications, ses avantages et ses inconvénients et d'autre part de modéliser de la machine électrique qui est basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée ; cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature), nous étudierons dans ce chapitre la MASDE directement alimentée par des sources pure-ment sinusoïdales et équilibrées. Enfin, des résultats de simulations seront présentés et commentés [2].

I.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

Les courants statoriques de la machine asynchrone double Etoile créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle $\alpha=30^\circ$). 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, [3].

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

Ces deux Champs tournants produisent par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les barres du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celui 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 électromagnétique 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 de glissement: $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$. [4]. On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

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

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

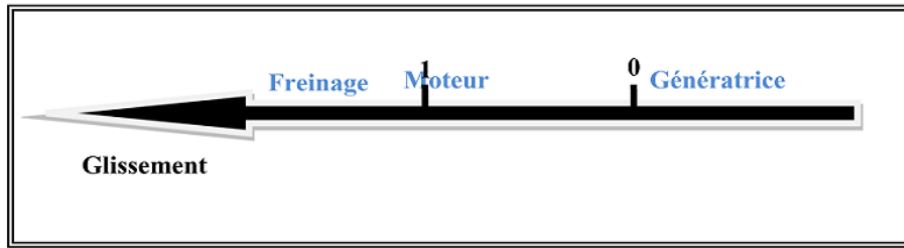


Fig. I-1 : Modes de fonctionnement suivant le glissement, [4].

1.3 Applications de la Machine asynchrone double étoile

La machines asynchrone double étoile (MASDE) est utilisée beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc [5]. Une autre application concerne l'utilisation de la MASDE dans les systèmes de production de l'énergie éolienne (voir la Fig. I.2) [5]

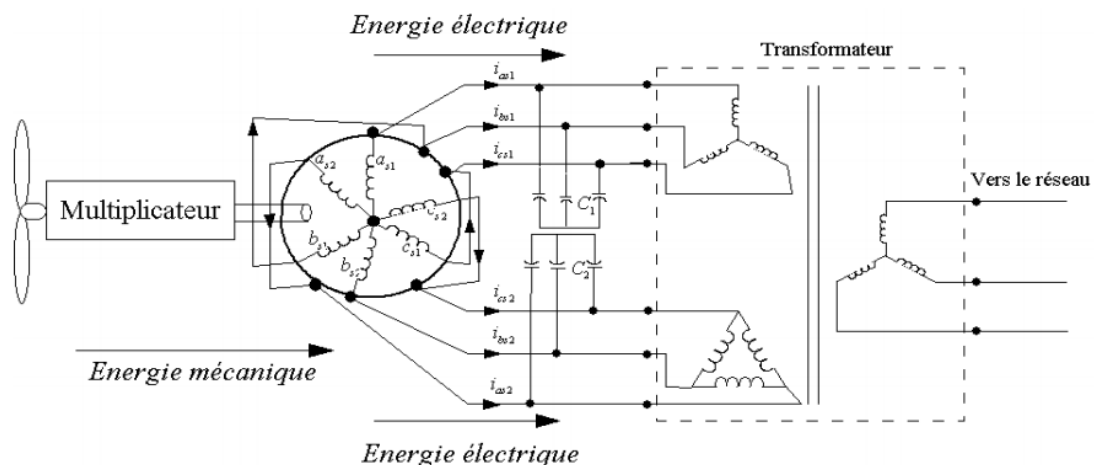


Fig. I-2 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases[1]

1.4 Avantages de la MASDE

La MASDE présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [3]

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

1.5 Inconvénients de la MASDE

Cependant, la MASDE présente des inconvénients tels que, [2].

- 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.6 Modélisation de la machine asynchrone double étoile

I.6.1 Description

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés entre eux d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$ et d'un rotor à cage d'écureuil. La Fig. I.3 représente schématiquement les enroulements de la MASDE. Les angles θ_r et $(\theta_r - \alpha)$ représentent respectivement la position du rotor (phase a_r) par rapport à l'étoile 1 (phase a_{s1}) et à l'étoile 2 (phase a_{s2}). Les grandeurs relatives aux deux étoiles (1 et 2) seront notées respectivement par les indices 1 et 2, [3].

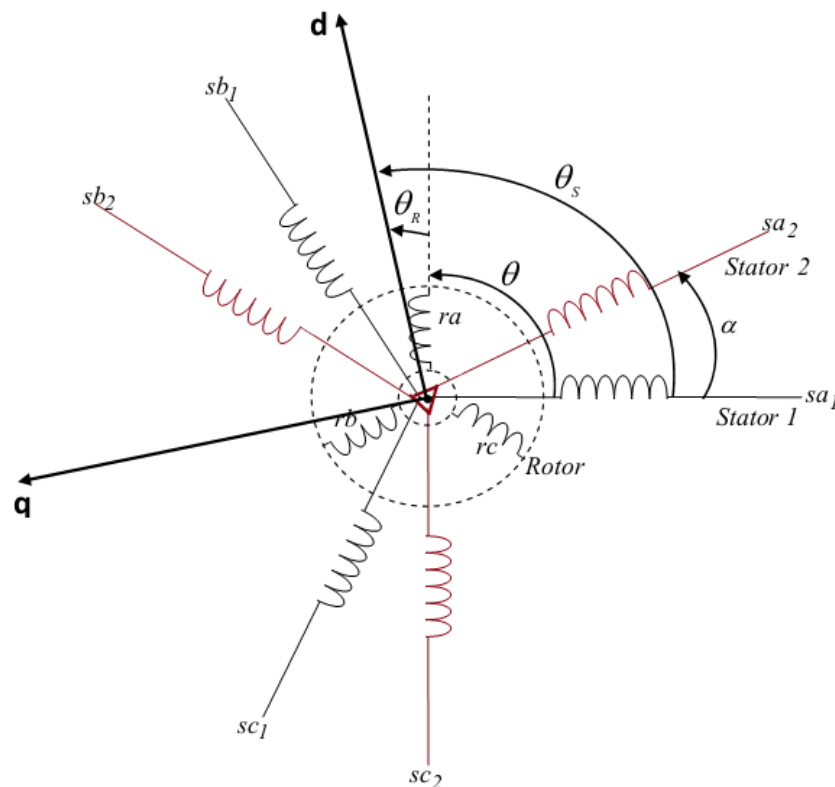


Fig. I-3 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE, [6].

I.6.2. Hypothèses simplificatrices

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses suivantes :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonction linéaire du courant. [7] ;
- Les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées ;
- Les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale d'où résulte du fait que l'entrefer est constant, que les inductances propres sont des constantes et que les inductances mutuelles entre deux enroulements sont fonction sinusoïdale de l'angle entre leurs axes magnétique [7] ;
- Les résistances ne varient pas avec la température ;
- Effet de peau négligé ;
- La machine est de constitution symétrique.

1.6.3 Modèle naturel de la MASDE

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des vecteurs des grandeurs tension, courant et flux, on peut écrire pour, [5]:

Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont:

Pour l'étoile 1

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [v_{as1} \ v_{bs1} \ v_{cs1}]^T \\ [I_{s1}] = [i_{as1} \ i_{bs1} \ i_{cs1}]^T \\ [\phi_{s1}] = [\phi_{as1} \ \phi_{bs1} \ \phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (I.3)$$

Pour l'étoile 2

$$\begin{cases} [V_{s2}] = [v_{as2} \ v_{bs2} \ v_{cs2}]^T \\ [I_{s2}] = [i_{as2} \ i_{bs2} \ i_{cs2}]^T \\ [\phi_{s2}] = [\phi_{as2} \ \phi_{bs2} \ \phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (I.4)$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques sont:

$$\begin{cases} [V_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T \\ [I_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T \\ [\phi_r] = [\phi_{ar} \ \phi_{br} \ \phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (I.5)$$

1.6.4 Equations des tensions

La combinaison de la loi d'Ohm et de la loi de Lenz permet d'écrire les relations suivantes [5] :

$$\begin{aligned} [V_{s1}] &= [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s1}] \\ [V_{s2}] &= [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s2}] \\ [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \end{aligned} \quad (I.6)$$

I.6.5 Equations des flux

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par les équations suivantes.[5]

$$[\phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s2}][I_{s2}] + [M_{s1,r}][I_r] \quad (I.7)$$

$$[\phi_{s2}] = [L_{s2,s1}][I_{s1}] + [M_{s2,s2}][I_{s2}] + [M_{s2,r}][I_r] \quad (I.8)$$

$$[\phi_r] = [L_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] + [M_{r,r}][I_r] \quad (I.9)$$

- $[R_{s1}]$, $[R_{s2}]$, $[R_r]$ les matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques respectivement.

$$\begin{cases} [R_{s1}] = R_{s1}[ID]_{3 \times 3} \\ [R_{s2}] = R_{s2}[ID]_{3 \times 3} \\ [R_r] = R_r[ID]_{3 \times 3} \end{cases} \quad (I.10)$$

Avec:

- $[ID]_{3 \times 3}$: la matrice identité d'ordre 3
- R_{s1} : la résistance d'une phase de la 1^{ère} étoile
- R_{s2} : la résistance d'une phase de la 2^{ème} étoile
- R_r : la résistance d'une phase du rotor

Les sous matrices des inductances dans les équations (I.7), (I.8) et (I.9) sont exprimées comme suit [5]:

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

$$[M_{s1,r}] = L_{mr} \begin{bmatrix} \cos(\theta m) & \cos\left(\theta m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta m + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta m + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta m) & \cos\left(\theta m + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta m + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta m) \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

$$[M_{s2,r}] = L_{mr} \begin{bmatrix} \cos(\theta 2) & \cos\left(\theta 2 + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta 2 + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta 2 + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta 2) & \cos\left(\theta 2 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta 2 + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta 2 + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta 2) \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T ; [M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T ; [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T$$

- L_{s1} : l'inductance propre de la 1^{er} étoile
- L_{s2} : l'inductance propre de la 2^{eme} étoile
- L_r : l'inductance propre d'une phase du rotor
- L_{ms} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique
- L_{mr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique
- M_{sr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor

I.6.6 Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes [5]:

$$\frac{d}{dt} \Omega_m = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - k_f \Omega_m) \quad (I.17)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \Omega_m \quad (I.18)$$

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

I.6.7 Couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par la dérivation de la co-énergie

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_{s3}] \end{bmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta \theta_m} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes

$[M_{s1,r}][M_{s2,r}][M_{r,s1}][M_{s1,r}]$ et $[M_{s2,r}]$ dépendent de θ_{mce} qui donne une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation

$$C_{em} = [I_{s1}]^t \frac{\delta}{\delta \theta_m} \{ [M_{s1,r}] [I_r] + [I_{s2}]^t \frac{\delta}{\delta \theta_m} \{ [M_{s2,r}] [I_r] \} \quad (I.20)$$

Les équations (I.4), (I.5), (I.6), (I.7), (I.8), (I.9), (I.17), (I.18) et (I.19), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

I.6.8 Modèle de Park

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice. Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé celui du biphasé ou inversement. [8]

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonale au plan (od, oq). La (Fig. I.4) représente la transformation d'un système triphasé à un système biphasé.

Dans la transformation algébrique, on utilise la matrice suivante pour le passage du système triphasé au système biphasé (2.19) et pour le passage inverse on utilise (I.19)

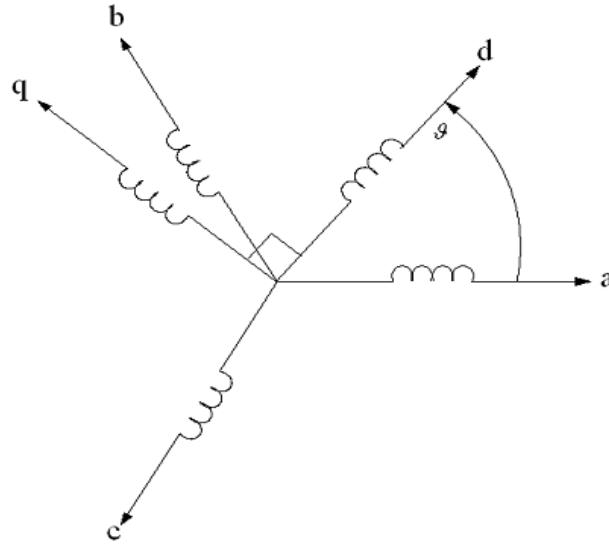


Fig. I- 4 : Transformation de Park

$$[A_p] \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\vartheta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\vartheta) & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

$$[A_p^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & -\sin(\vartheta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\vartheta + \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\vartheta + \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[G_{dco}] = [A_p][G_{abc}] \quad (I.23)$$

$$[G_{abc}] = [A_p^{-1}][G_{dco}] \quad (I.24)$$

Avec :

$[G_{abc}]$ est le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré, $[G_{dco}]$ le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé

1.6.9. Application de la transformation de Park à la MASDE

1.6.9.1 Equations des tensions

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions (I.4) (I.5) et (I.6), on obtient.[5]

✓ Pour l'étoile 1:

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

✓ Pour l'étoile 2:

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d(\theta_{coor} - \alpha)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

✓ Pour le rotor :

Le rotor étant en court-circuit c-à-d que $v_{ar} = v_{br} = v_{cr} = 0$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Avec :

θ_{coor} : l'angle constitué par les axes As1- d

$\theta_{rcoor} = \theta_{coor} - \theta_m$: l'angle constitué par les axes Ar, d (Fig. I.5)

$\frac{d\theta_{coor}}{dt} = \omega_{coor}$: la vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1

$\frac{d\theta_{rcoor}}{dt} = \omega_{rcoor}$: la vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor

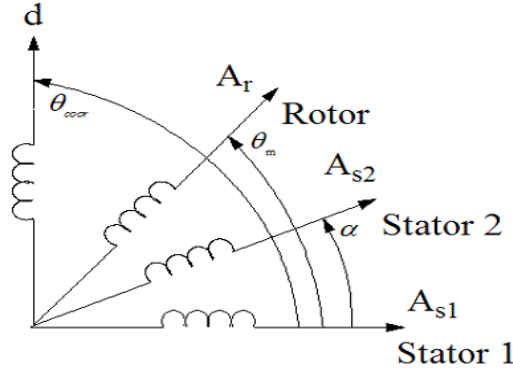


Fig. I-5 : Représentation des axes en transformation de Park

Sous forme d'équations [9]:

$$\begin{aligned}
 v_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_{coor} \phi_{qs1} \\
 v_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_{coor} \phi_{qs2} \\
 v_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_{coor} \phi_{ds1} \\
 v_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_{coor} \phi_{ds2} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{I.28}$$

I.6.9.2 Equations des flux

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations des tensions on applique cette transformation sur les équations des flux, on obtient [9]

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{dr} \\
 \phi_{ds2} &= L_{s2} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{dr} \\
 \phi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qr} \\
 \phi_{qs2} &= L_{s2} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qr} \\
 \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{dr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{ds2} \\
 \phi_{qr} &= L_s i_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{qr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qs2}
 \end{aligned} \tag{I.29}$$

On a

$$3/2 L_{ms} = 3/2 L_{mr} = 3/2 M_{sr} = L_m \tag{I.30}$$

➤ L_m : l'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor

Le système d'équations (I.30) est réécrit comme suit [9] :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\
 \phi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\
 \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
 \end{aligned} \tag{I.31}$$

Avec :

- $L_{s1} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 1
- $L_{s2} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 2
- $L_r + L_m$: l'inductance propre cyclique du rotor

I.6.9.3 Equation mécanique

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère.[5]

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante.[5]

$$P_{abs} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \tag{I.32}$$

ce qui donne

$$P_{abs} = v_{as1}i_{as1} + v_{bs1}i_{bs1} + v_{cs1}i_{cs1} + v_{as2}i_{as2} + v_{bs2}i_{bs2} + v_{cs2}i_{cs2} \tag{I.33}$$

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire alors

$$P_{abs} = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \tag{I.34}$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d'équations (I.35) par leurs expressions dans l'équation (I.30), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante

$$\begin{aligned}
 P_{abs} = & \underbrace{R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2}_{\text{terme 1}} \\
 & + \omega_{coor} \left(\underbrace{\phi_{ds1}i_{qs1} - \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds2}}_{\text{terme 2}} \right) + \\
 & \underbrace{\frac{d\phi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt}i_{qs2}}_{\text{terme 3}}
 \end{aligned} \tag{I.36}$$

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 universelle

$$P_{em} = \Omega_s C_{em} \quad (I.37)$$

Avec, Ω : la vitesse de rotation mécanique du rotor ; C_{em} le couple électromagnétique développé

On a dans l'expression de la puissance absorbée (I.34) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique

$$P_{em} = \omega_{coor} (\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (I.36)$$

D'après l'équation (I.34) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante:

$$C_{em} = p(\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (I.37)$$

Avec : p est le nombre de paires de pôles de la machine

I.6.10 Choix du Référentiel

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)[8].

I.6.10.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{coor} = 0$). Dans ce cas, la phase A_{s1} Et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [5].

I.6.10.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une Vitesse ω_r donc ($\omega_{coor} = \omega_r$).

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 [5].

I.6.10.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobile par rapport au champ électromagnétique créé par les deux étoiles du stator ($\omega_{coor} = \omega_s$).

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue [1].

I.6.11 Modèle de la Machine

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant pour la modélisation et la commande de la MASDE. Dans ce cas, le modèle de la MASDE devient [11]

$$\begin{aligned}
 v_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d}{dt} \phi_{ds1} - \omega_s \phi_{qs1} \\
 v_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d}{dt} \phi_{ds2} - \omega_s \phi_{qs2} \\
 v_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt} \phi_{qs1} + \omega_s \phi_{ds1} \\
 v_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt} \phi_{qs2} + \omega_s \phi_{ds2} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{I.38}$$

I.6.11.1 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 [9]:

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{md}^2 + \phi_{mq}^2} \tag{I.39}$$

Les deux expressions des flux magnétisants en fonction des courants statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{aligned}
 \phi_{md} &= L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{mq} &= L_m (i_{as1} + i_{as2} + i_{ar})
 \end{aligned} \tag{I.40}$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (I.40) dans le système d'équations (I.31), on obtient :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + \phi_{md} \\
 \phi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + \phi_{mq} \\
 \phi_{ds2} &= L_{s2} i_{ds2} + \phi_{md} \\
 \phi_{qs2} &= L_{s2} i_{qs2} + \phi_{mq} \\
 \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \phi_{md} \\
 \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + \phi_{mq}
 \end{aligned} \tag{I.41}$$

A partir de l'équation (I.41) on tire:

$$\begin{aligned}
 i_{ds1} &= (\phi_{ds1} - \phi_{md}) / L_{s1} \\
 i_{ds2} &= (\phi_{ds2} - \phi_{md}) / L_{s2}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
i_{qs1} &= (\phi_{qs1} - \phi_{mq})/L_{s1} \\
i_{qs2} &= (\phi_{qs2} - \phi_{mq})/L_{s2} \\
i_{dr} &= (\phi_{dr} - \phi_{md})/L_r \\
i_{qr} &= (\phi_{qr} - \phi_{mq})/L_r
\end{aligned} \tag{I.42}$$

En remplaçant les courants du système d'équations (I.42) par leur expression dans le système d'équations (I.38), on aura :

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}\phi_{ds1} &= v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\
\frac{d}{dt}\phi_{ds2} &= v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\
\frac{d}{dt}\phi_{qs1} &= v_{qs1} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\phi_{qs1} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{ds1} \\
\frac{d}{dt}\phi_{qs2} &= v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\phi_{qs2} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{ds2} \\
\frac{d}{dt}\phi_{dr} &= -\frac{R_r}{L_r}(\phi_{dr} - \phi_{md}) + \omega_{gl} \phi_{qr} \\
\frac{d}{dt}\phi_{qr} &= -\frac{R_r}{L_r}(\phi_{qr} - \phi_{mq}) - \omega_{gl} \phi_{dr}
\end{aligned} \tag{I.43}$$

Avec :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$$

A partir de l'équation (1.31), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
\phi_{md} &= L_a \left(\frac{\phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{dr}}{L_r} \right) \\
\phi_{mq} &= L_a \left(\frac{\phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{qr}}{L_r} \right)
\end{aligned} \tag{I.44}$$

Où:

$$L_a = \frac{1}{\left(\frac{1}{L_{s1}}\right) + \left(\frac{1}{L_{s2}}\right) + \left(\frac{1}{L_r}\right) + \left(\frac{1}{L_m}\right)} \tag{I.45}$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (I.31) dans (I.37), on obtient :

$$C_{em} = pL_m [(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \tag{I.46}$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (1.29). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\begin{aligned}
\phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
\phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
\end{aligned} \tag{1.47}$$

Les courants rotoriques sont [11] :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{dr} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (1.48)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{qr} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2})]$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (2.48), on aura[4]:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (1.49)$$

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega \quad (1.50)$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants(ϕ_{md} , ϕ_{mq}) dans (1.45)et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations[11] :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} &= v_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{ds2} + \omega_s \phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} &= v_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{ds1} + \omega_s \phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} &= v_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{qs2} - \omega_s \phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} &= v_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{qs2} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{qs1} - \omega_s \phi_{ds2} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} &= - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{ds1} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} &= - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{qs1} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qs2} \end{aligned} \quad (1.51)$$

En mettant le système d'équations (1.51) sous forme d'équations d'état.[9]

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (1.52)$$

$X = [\phi_{ds1}, \phi_{ds2}, \phi_{qs1}, \phi_{qs2}, \phi_{dr}, \phi_{qr}]^T$: vecteur d'état ;

$B = [v_{ds1}, v_{ds2}, v_{qs1}, v_{qs2}]^T$: vecteur de commande (vecteur d'entrée).

D'après le calcul matriciel, nous aboutissons aux matrices suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \\ \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} & \omega_{g1} & \frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (1.53)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.54)$$

- $T_{s1} = \frac{R_{s1}}{L_{s1}}$: constante de temps statorique de la première étoile ;
- $T_{s2} = \frac{R_{s2}}{L_{s2}}$: constante de temps statorique de la deuxième étoile ;
- $T_{s1} = \frac{R_r}{L_r}$: constante de temps rotorique.

La matrice A être décomposée comme suit [9]:

$$A = [A11] + [A12] \omega_s + [A13] \omega_{gl}$$

Telle que

$$A12 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

$$A13 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.57)$$

$$A11 = \begin{bmatrix} \frac{Rs1La}{Ls1^2} - \frac{Rs1}{Ls1} & \frac{Rs1La}{Ls1Ls2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{Rs2La}{Ls1Ls2} & \frac{Rs2La}{Ls2^2} - \frac{Rs1}{Ls1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{Rs2La}{Ls2^2} - \frac{Rs1}{Ls1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{Rs1La}{Ls1Ls2} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{RrLa}{LrLs1} & \frac{RrLa}{LrLs1} & 0 & 0 & \frac{RrLa}{Lr^2} - \frac{Rr}{Lr} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{RrLa}{LrLs1} & \frac{RrLa}{LrLs2} & 0 & \frac{RrLa}{Lr^2} - \frac{Rr}{Lr} \end{bmatrix} \quad (I.58)$$

$$[\phi] = [H][I]$$

$$H = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ L_m & L_{s1} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{s2} + L_m & L_m & 0 & L_m \\ 0 & 0 & 0 & L_m & L_{s2} + L_m & 0 \\ L_m & L_m & 0 & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix} \quad (I.59)$$

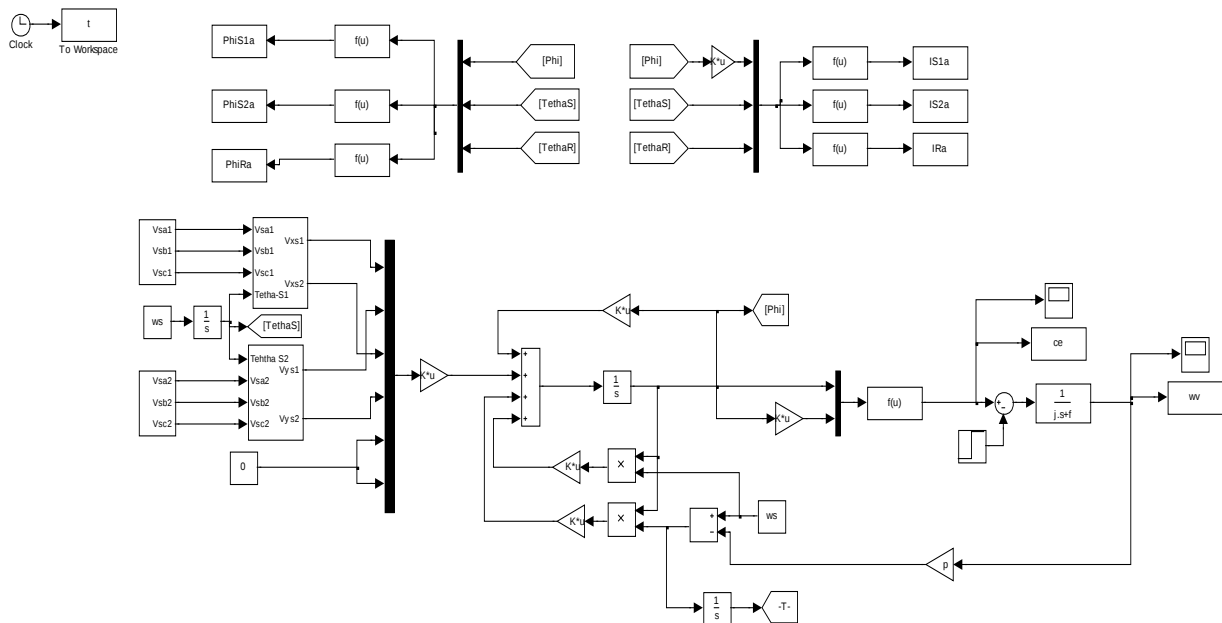


Fig. I-6 : Le schéma bloc de la Machine asynchrone double étoile.

I.7 Simulation et Interprétation des résultats

Pour la simulation, il suffit d'implanter le modèle de la MASDE sous l'environnement Matlab/Simulink.

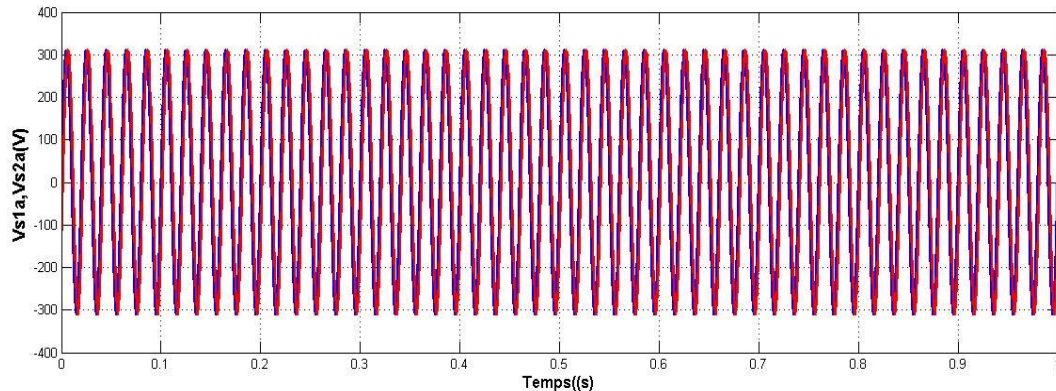


Fig. I- 7a : Tensions Statoriques V_{s1a} et V_{s2a}

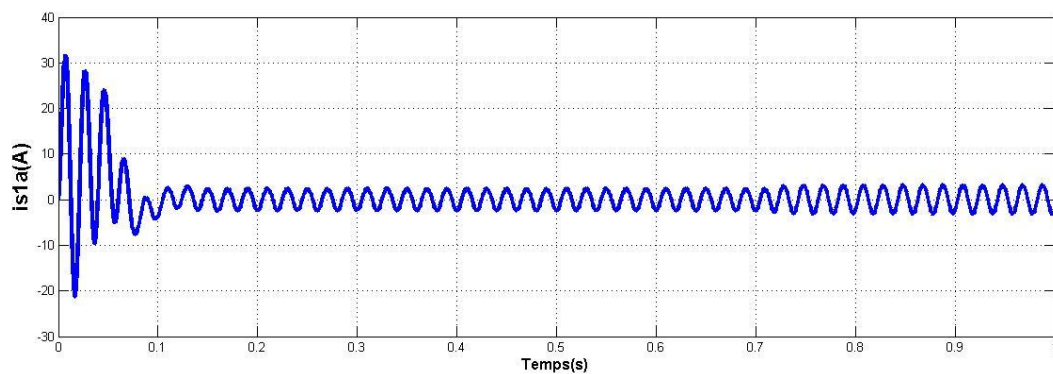


Fig. I- 8b : courant Statoriques i_{s1a} (A)

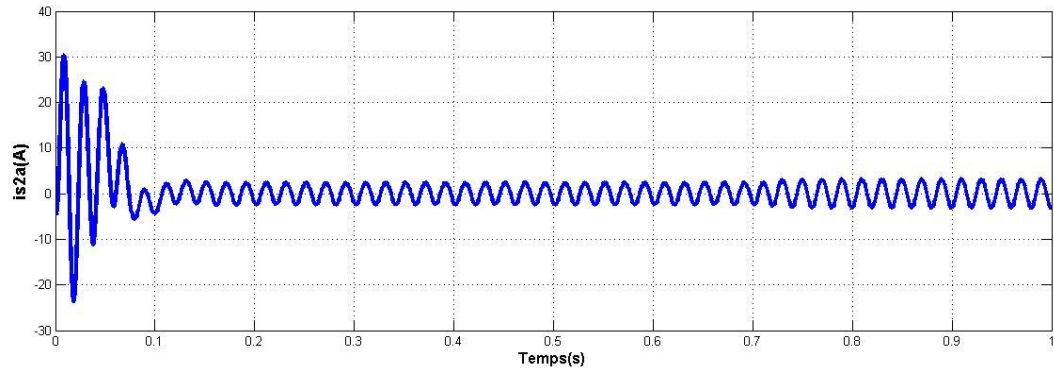


Fig. I- 9c : Courant statoriques i_{s2a} (A)

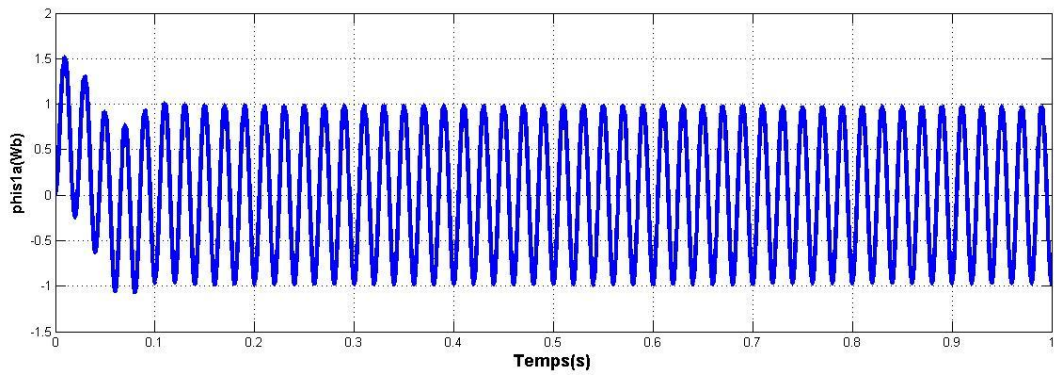


Fig. I- 10d : Flux statoriques ϕ_{s1a} (Wb)

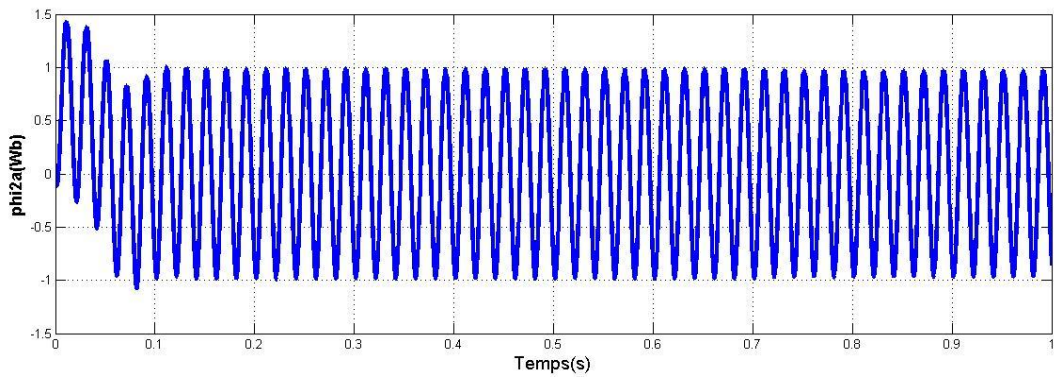


Fig. I- 11e : Flux statoriques ϕ_{s2a} (Wb)

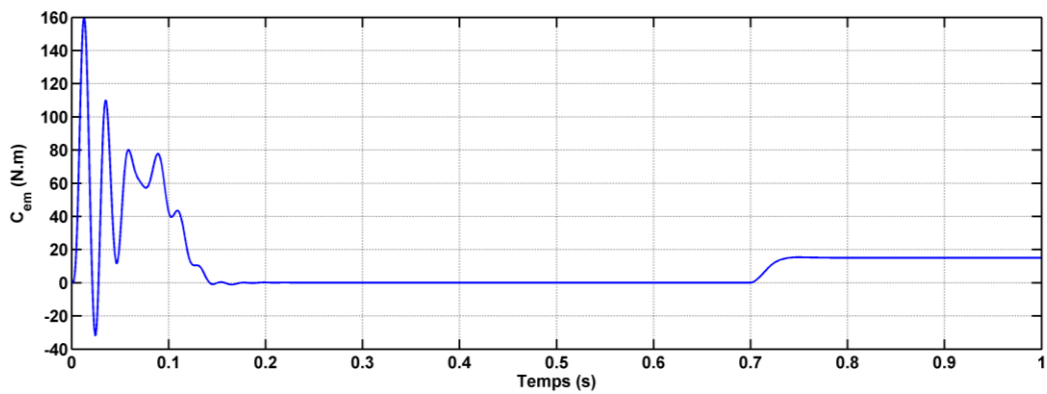


Fig. I- 12f : Couple électromagnétique C_{em}

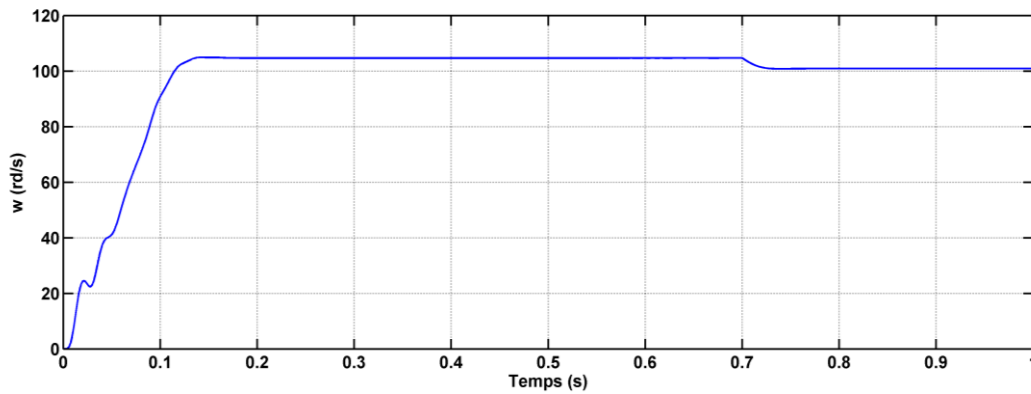


Fig. I- 13g : La vitesse $N(\text{tr/min})$

La figure I.7a représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée directement par deux sources sinusoïdales et équilibrées, suivi de l'application des charges $C_r = 15 \text{ N.m}$ entre l'intervalle de temps $t = [0.7, 1]\text{s}$.

Cette dernière montre que :

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 105 rd/s (très proche de celle du synchronisme) à $t \approx 0.12 \text{ s}$ (début du régime permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 160 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.5 s où il rejoint 80 N.m , puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0.15 N.m , qui est due aux frottements. Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant. Cependant, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide, la tension d'alimentation ($V_{s1} \text{ (V)}$) et le courant statorique ($I_{s1a} \text{ (A)}$) sont presque en phase et de même signe.

L'application de la charge $C_r = 15 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 0.7 \text{ s}$, engendre des augmentations aux niveaux, de la vitesse, des courants statoriques.

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone 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.

Nous passerons dans prochaine chapitre à l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension à commande M.L.I.

Chapitre II

Alimentation de la Machine Asynchrone Double Etoile

II.1 Introduction

Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, soit au niveau des éléments semi-conducteurs, soit au niveau des convertisseurs statiques, permettent la réalisation d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables. [5]

II.2 Modélisation de l'onduleur à commande MLI

Les onduleurs deviennent de plus en plus importants dans le domaine de l'électronique de puissance. Les entraînements électriques à vitesse variable font également de plus en plus appel aux onduleurs.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation pour les puissances élevées, on utilise les transistors ou les thyristors GTO surtout dans le domaine des entraînements électriques à vitesse variable.

Pour alimenter la MASDE, on utilise deux onduleurs triphasés symétriques (Fig. II.1). Pour modéliser l'onduleur, on doit distinguer d'une part les tensions de branches v_{10} , v_{20} et v_{30} mesurées par rapport à la borne (-) de la tension continue E , la tension d'entrée de l'onduleur. D'autre part, il y a les tensions de phases v_a , v_b et v_c mesurées par rapport au neutre N . Ces dernières sont formées par une charge triphasée symétrique, (les enroulements statoriques étoile 1 de la MASDE par exemple). [5]

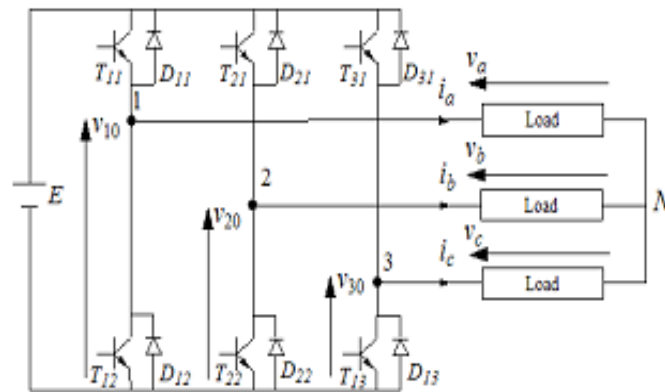


Fig. II- 1 : Schéma de principe de l'onduleur triphasé

Chaque interrupteur (transistor + diode) (Fig. II.1) ($K_{ij} i = 1, 2$ ou $3 j = 1$ ou 2) suppose idéalise. On peut établir les relations

$$v_{10} - v_a + v_b - v_{20} = 0 \quad (\text{II.1})$$

$$v_{10} - v_a + v_c - v_{30} = 0$$

En additionnant ces équations, on obtient

$$2v_{10} - 2v_a + v_b - v_{20} \quad (\text{II.2})$$

Dans une charge triphasée symétrique avec le point neutre la somme des courants i_a, i_b et i_c doit être nulle. Même chose pour les tensions des phases. Il existe donc la condition $v_a + v_b + v_c = 0$.

Dans (II.2), on peut remplacer $v_b + v_c$ par $-v_a$ et on tire

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

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs K_{ij} les tensions de branche v_{j0} peuvent être égales à E ou à 0. On introduit d'autres variables f_{11}, f_{21} , et f_{31} qui prennent 1 (fermée) ou 0 (bloquée) pour les interrupteur K_{i1} respectivement. L'équation (II.4) peut être réécrite comme suit [2]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (II.4)$$

II. 3 Stratégie de commande

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et d'une tension de modulation triangulaire.

Les six signaux des références pour les deux onduleurs sont données par les équations suivantes [3] :

$$V_{ks1ref} = V \sin[2\pi ft - 2(j-1)\pi/3] \quad \text{pour l'onduleur 1} \quad (II.5)$$

$$V_{ks2ref} = V \sin[2\pi ft - 2(j-1)\pi/3 - \alpha] \quad \text{pour l'onduleur 2}$$

avec: $k = a, b$ ou $c, j = 1, 2$ ou 3 .

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par

$$V_p = \begin{cases} V_{pm} \left[4\frac{t}{T_p} - 1 \right] & \text{si} & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4\frac{t}{T_p} + 3 \right] & \text{si} & \frac{T_p}{2} < t \leq T_p \end{cases} \quad (II.6)$$

La commande MLI de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres suivants **3.3.1**

II.3.1 L'indice de modulation "m" est égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = fp/f$)

II.3.2 Le coefficient de réglage en tension "r" est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{V_m}{V_{pm}}$)

La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de références avec la porteuse pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

Pour l'onduleur N°1

$$\begin{aligned} \text{Si } v_{as1ref} \geq v_p(t) \quad f_{11} &= 1 \quad \text{sinon} \quad f_{11} = 0 \\ \text{Si } v_{bs1ref} \geq v_p(t) \quad f_{21} &= 1 \quad \text{sinon} \quad f_{21} = 0 \\ \text{Si } v_{cs1ref} \geq v_p(t) \quad f_{31} &= 1 \quad \text{sinon} \quad f_{31} = 0 \end{aligned} \quad (3.7)$$

Pour l'onduleur N°2

$$\begin{aligned} \text{Si } v_{as2ref} \geq v_p(t) \quad f_{12} &= 1 \quad \text{sinon} \quad f_{12} = 0 \\ \text{Si } v_{bs2ref} \geq v_p(t) \quad f_{22} &= 1 \quad \text{sinon} \quad f_{22} = 0 \\ \text{Si } v_{cs2ref} \geq v_p(t) \quad f_{32} &= 1 \quad \text{sinon} \quad f_{32} = 0 \end{aligned} \quad (3.8)$$

II.4 Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension

La (Fig. 3.2) représente l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés a commande MLI, les tensions de référence sont purement sinusoïdales. [1]

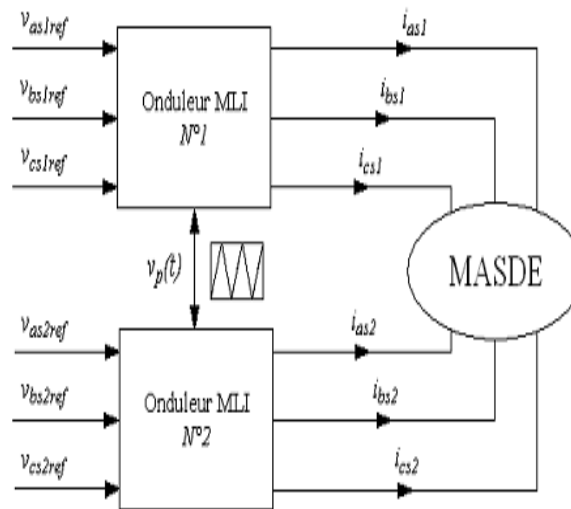


Fig. II- 2: Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension

II.5 Résultats simulation

La simulation est effectuée pour un décalage angulaire $\alpha = 30^\circ$. Les ci-dessous représente des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à commande M.L.I. sinus-triangle dont $V_r = 0.8$ et $m = 63$, suivi de l'application des charges $C_r = 15 \text{ N.m}$ entre les intervalles de temps $t = [0.7, 1] \text{ s}$

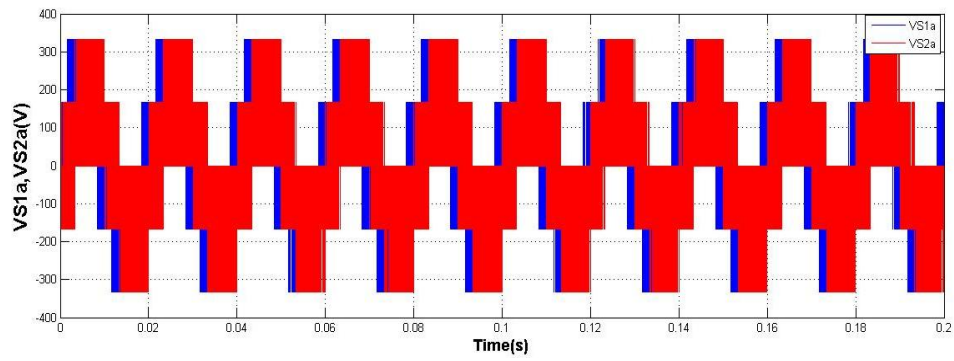


Fig. II- 3 : Tensions Statoriques 1 et 2 V_{S1a} , V_{S2a}

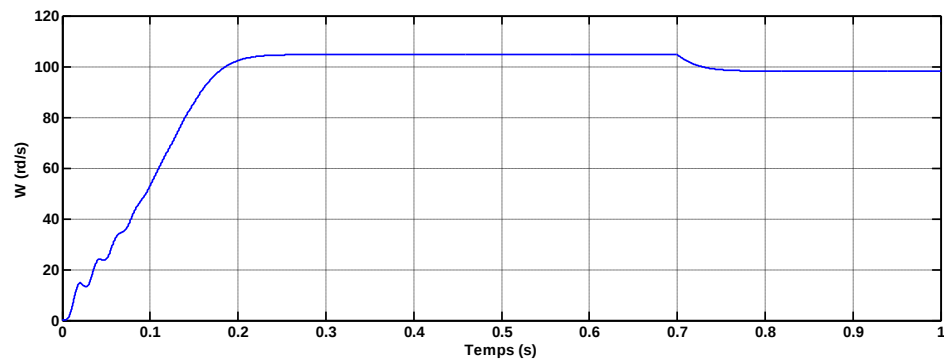


Fig. II- 4 : Vitesse de rotation N (tr/min).

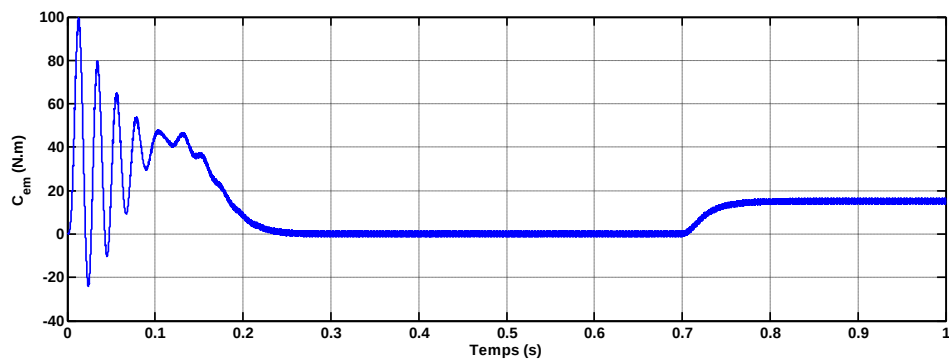


Fig. II- 5: Couple électromagnétique C_{em} (N.m)

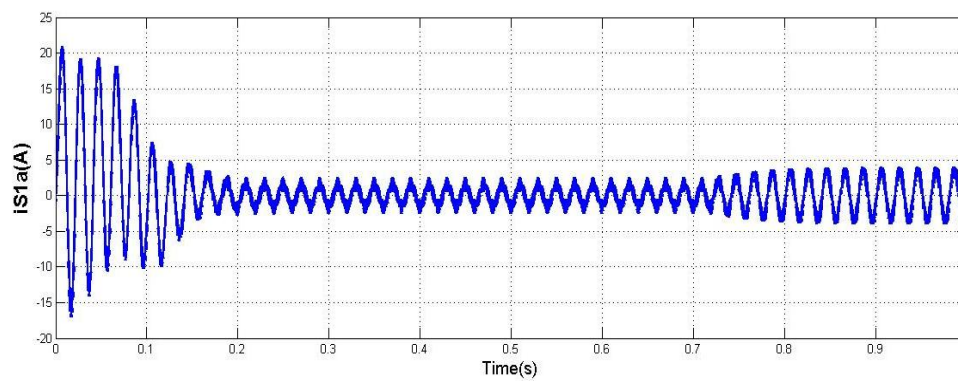
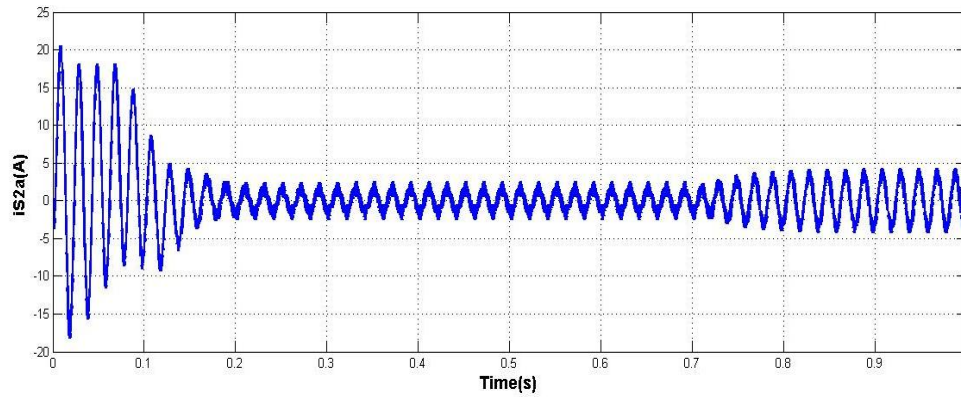
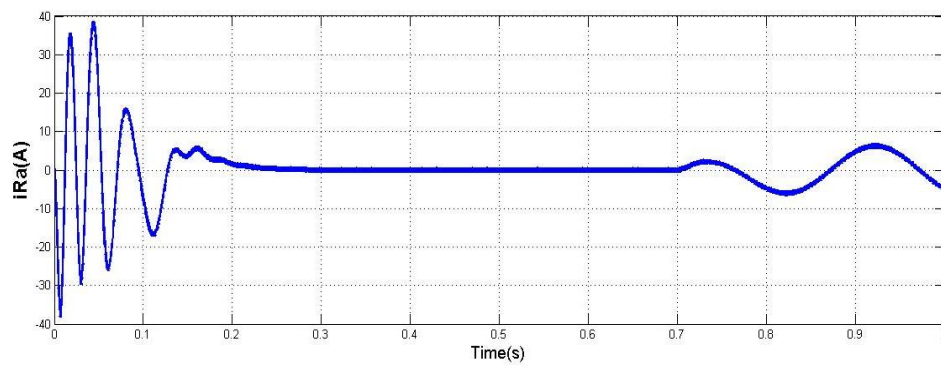
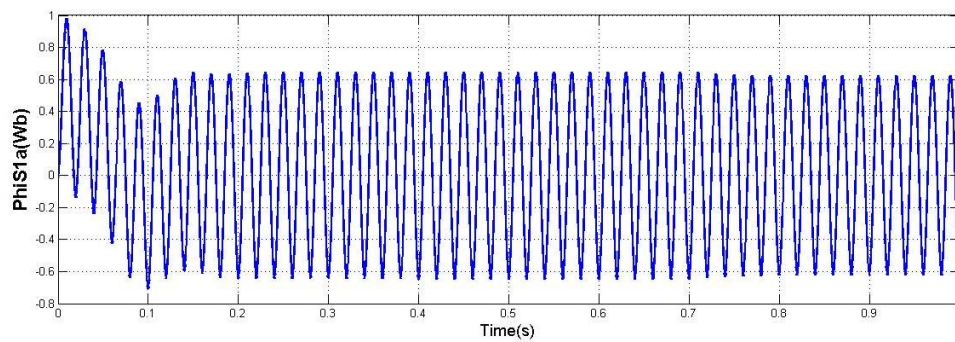
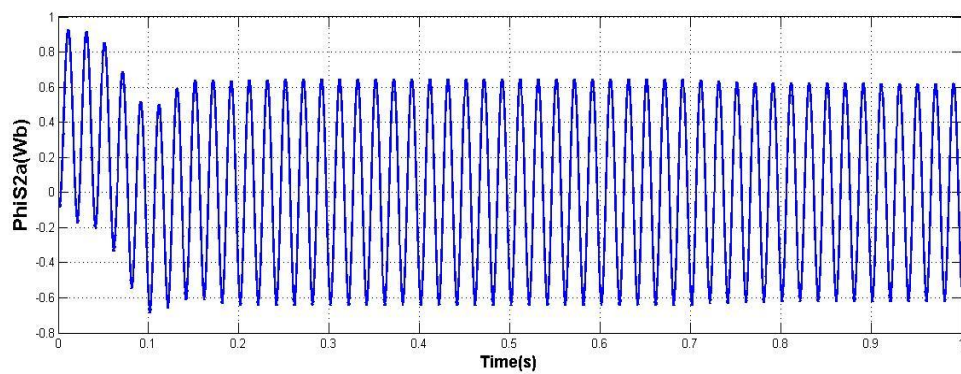


Fig. II- 6: Le courants statorique i_{S1a} (A)

Fig. II- 7: Courant i_{s2a} (A)Fig. II- 8: Courant i_{ra} (A)Fig. II- 9: Le flux statoriques 1 ϕ_{s1a} (Wb)Fig. II- 10: Le flux statoriques 2 ϕ_{s2a} (Wb)

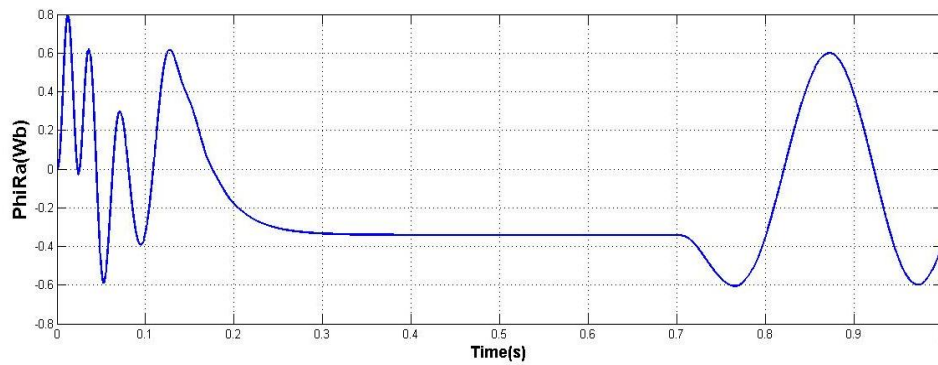


Fig. II- 11: Le flux rotorique ϕ_{ra} (Wb)

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone double étoile en utilisant la transformation de Park, de même que la modélisation de l'alimentation présentée par deux onduleurs de tension à deux niveau commandés par la stratégie de MLI.

Les résultats de simulation numérique montrent la nécessité de régler la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée [4].

L'insertion de la charge dans les deux cas d'alimentations engendre une variation de la vitesse. Afin de remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la technique de régulation par la commande vectorielle.

Chapitre III

Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile

III.1 Introduction

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blascke en 1972. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancées en microélectronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique [2].

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 le 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 [2].

III.2 Principe de la commande

La technique de la commande vectorielle repose sur le fait d'introduire une loi de commande conduisant à une caractéristique de réglage du couple similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Cette dernière présente une qualité intrinsèque, car elle permet un contrôle séparé du flux et du couple. [13]

$$C_{em} = K \psi_f i_a = k' i_f i_a \quad (\text{III.1})$$

Avec.

Ψ_f : Flux imposé par le courant d'excitation i_f ;

i_a : Courant d'induit

A flux constant, le couple peut être réglé par i_a . La production de couple et la création de flux sont indépendantes et c'est l'objectif d'un pilotage vectoriel [10].

Le principe de pilotage vectoriel de la MASDE est analogue à celui de la MCC à excitation séparée. La figure 4.1 représente le schéma du principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE [10].

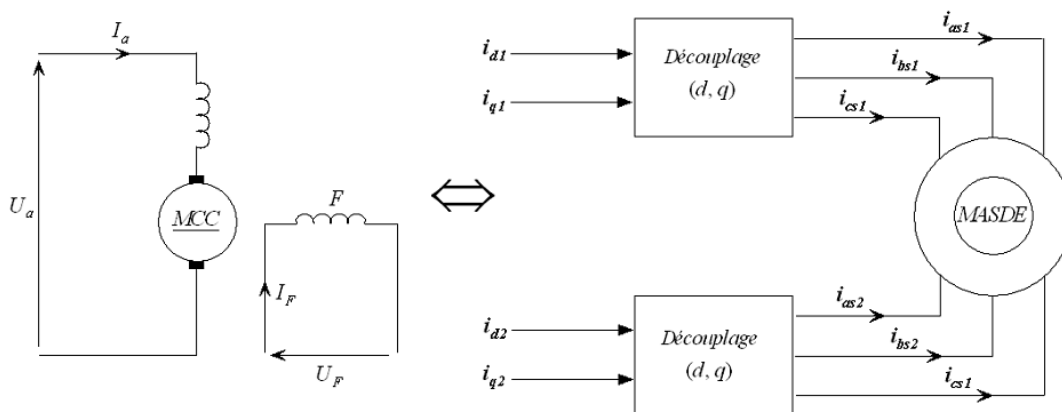


Fig. III- 1: Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE

La commande de la MASDE par orientation de flux consiste à réguler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir une loi de commande et un système d'axes assurant le découplage du flux et du couple [10].

Sachant que l'expression du couple électromagnétique (I.26) est en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques. Cependant, en choisissant l'orientation du flux rotorique suivant l'axe d ($\Psi_{dr} = \Psi_d$ et $\Psi_{qr}=0$), on aura la forme du couple électromagnétique suivante

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} 1[(i_{q1} + i_{q2})\psi_r] = K'' \psi_r i_q \quad (III.2)$$

Avec :

$$K'' = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \text{ et } i_q = i_{q1} + i_{q2}$$

De l'équation (III.2), on constate que l'expression du couple de la MASDE est analogue à celle de la MCC à excitation séparée, donc le couple et le flux de la MASDE sont contrôlables séparément. [10]

Néanmoins, si le principe est naturellement appliqué pour la MCC, ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif et en particulier la MASDE.

Car, le contrôle par flux orienté de ces dernières est une commande par orientation de ces deux grandeurs. [10]

III.3 Choix d'orientation du flux

La modélisation de la MASDE (chapitre I) est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant $\leq d, q \geq$, de ce fait les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles[5]

- Flux rotorique:

$$\psi_{dr} = \psi_r \text{ et } \psi_{qr} = 0 \quad (III.3)$$

- Flux statorique

$$\psi_{ds} = \psi_r \text{ et } \psi_{qs} = 0 \quad (III.4)$$

- Flux d'entrefer

$$\psi_{dg} = \psi_r \text{ et } \psi_{qg} = 0 \quad (III.5)$$

Pour la MASDE, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (4.3). 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. [5]

III.4 Différentes méthodes de la commande vectorielle

La commande vectorielle de la MASDE peut être soit directe ou indirecte.

III.4.1 Méthode de commande 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. [11]
2. l'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [11].

III.4.2 Méthode de commande 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. [12]

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 [12].

III.5 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique [8]. La figure III.2 représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.

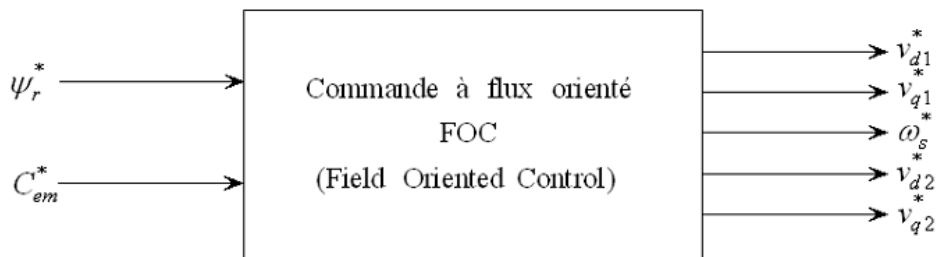


Fig. III- 2: Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)

En considérant comme grandeurs de références le flux rotorique ψ_r^* et le couple C_{em}^* et en exprimant que

$$\psi_{dr} = \psi_r^* \quad (\text{III. 6})$$

$$\psi_{qr} = 0 \quad (\text{III.7})$$

$$p\psi_r^* = 0 \quad (\text{III.8})$$

Avec : $p = p/dt$ opérateur de Laplace

En remplaçant (III.6)–(III.8) dans les équations des tensions rotoriques (I.15), on obtient

$$r_r i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \quad (\text{III. 9})$$

$$i_{qr} = \frac{\omega_{gl}^* \psi_r^*}{r_r} (3.10) \Rightarrow r_r i_{qr} + \omega_{gl}^* \psi_{qr}^* = 0$$

Et à partir des équations (2.24) et (2.25) on trouve

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\psi_r^* - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (\text{III. 11})$$

$$i_{qr} = \frac{-L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (\text{III.12})$$

En introduisant (III.11) et (III.12) dans le système d'équations des flux statoriques (I.16) on aura

$$\begin{aligned} \psi_{ds1} &= \lambda_1 i_{d1} + L_r \eta i_{d2} + \eta \psi_r^* \\ \psi_{ds2} &= \lambda_2 i_{d2} + L_r \eta i_{d1} + \eta \psi_r^* \\ \psi_{q1} &= \lambda_1 i_{q1} + L_r \eta i_{q2} \\ \psi_{q2} &= \lambda_2 i_{q2} + L_r \eta i_{q1} \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

$$D'où, \quad \eta = \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad \text{et} \quad \lambda_{1,2} = L_{1,2} + \eta L_r.$$

En substituant (III.9) dans (III.11), on tire:

$$\psi_r = (i_{d1} + i_{d2}) = \quad (\text{III. 14})$$

A partir de l'équation (3.12), on trouve

$$L_m = (i_{q1} + i_{q2}) = -(L_m + L_r) i_{qr} \quad (\text{III. 15})$$

En remplaçant (III.13)–(III.15) dans le système d'équations de tensions statoriques (I.15)

$$\begin{aligned} v_{d1}^* &= r_1 i_{d1} + L_1 p i_{d1} - \omega_s^* (L_1 i_{q1} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{d2}^* &= r_2 i_{d2} + L_2 p i_{d2} - \omega_s^* (L_2 i_{q2} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{q1}^* &= r_1 i_{q1} + L_1 p i_{q1} - \omega_s^* (L_1 i_{d1} + \psi_r^*) \\ v_{q2}^* &= r_2 i_{q2} + L_2 p i_{q2} - \omega_s^* (L_2 i_{d2} + \psi_r^*) \end{aligned} \quad (\text{III.16})$$

Ou:

$$\tau_r = \frac{L_r}{r_r} \quad \text{et} \quad \omega_{gl}^* = \omega_s^* - \omega_r$$

En introduisant l'équation (III.12) dans (III.10), on tire:

$$\omega_{gl}^* = \frac{r_r L_m}{(L_m + L_r)} \frac{(i_{q1} + i_{q2})}{\psi_r^*} \quad (\text{III.17})$$

A partir de la relation (III.2), on trouve:

$$i_{q1} + i_{q2} = \frac{(L_m + L_r) C_{em}^*}{P L_m} \frac{1}{\psi_r^*} \quad (\text{III.18})$$

Le système d'équations électriques (III.16) montre que les tensions ($v_{d1}^*, v_{d2}^*, v_{q1}^*$ et v_{q2}^*) influent aux même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures (i_{d1}, i_{q1}, i_{d2} et i_{q2}) donc sur le flux et sur le couple. Il est alors nécessaire de réaliser un découplage. Cela, en définissant de nouvelles variables $v_{d1}^*, v_{d2}^*, v_{q1}^*$ et v_{q2}^* n'agissant respectivement que sur i_{d1}, i_{q1}, i_{d2} et i_{q2} tels que [2] :

$$\begin{aligned} v_{d1r} &= r_1 i_{d1} + L_1 p i_{d1} \\ v_{q1r} &= r_1 i_{q1} + L_1 p i_{q1} \\ v_{d2r} &= r_2 i_{d2} + L_2 p i_{d2} \\ v_{q2r} &= r_2 i_{q2} + L_2 p i_{q2} \end{aligned} \quad (III.19)$$

Afin de compenser l'erreur introduite lors de découplage les tensions statoriques de références à flux constant sont exprimées par

$$\begin{aligned} v_{d1}^* &= v_{d1r} - v_{d1c} \\ v_{q1}^* &= v_{q1r} - v_{q1c} \\ v_{d2}^* &= v_{d2r} - v_{d2c} \\ v_{q2}^* &= v_{d2r} - v_{d2c} \end{aligned} \quad (III.20)$$

Ou

$$\begin{aligned} v_{d1c} &= \omega_s^* (L_1 i_{q1} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{q1c} &= \omega_s^* (L_1 i_{d1} + \psi_r^*) \\ v_{d2c} &= \omega_s^* (L_2 i_{q2} + \tau_r \psi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{q2c} &= \omega_s^* (L_2 i_{d2} + \psi_r^*) \end{aligned} \quad (III.21)$$

III.5.1 Identification des paramètres des régulateurs PI

L'identification des paramètres des régulateurs PI des systèmes dont la fonction de transfert est du premier ordre, telle que, [8]

$$H(p) = \frac{1}{ap+b} \quad (III.22)$$

Se fait d'une manière générale comme suit

La fonction de transfert du PI est

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (III.23)$$

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre a retour unitaire régulé par un PI est donné par la figure III.3

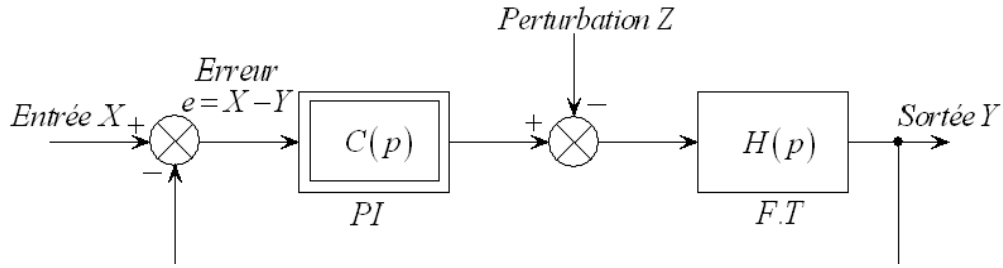


Fig. III- 3: Schéma d'un système asservi du premier ordre réglé par un PI

La perturbation est généralement négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi est:

$$T(p) = C(p)H(p) = \frac{K_p p + K_i}{ap^2 + bp} \quad (\text{III.24})$$

En boucle fermée, on obtient

$$F(p) = \frac{T(p)}{1+T(p)} = \frac{K_p p + K_i}{ap^2 + (b + K_p)p + K_i} \quad (\text{III.25})$$

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

$$G(p) = \frac{1}{\tau p + 1} \quad (\text{III.26})$$

Il suffit d'identifier (III.25) à (III.26) comme suit

$$\frac{K_p p + K_i}{ap^2 + (b + K_p)p + K_i} = \frac{1}{\tau p + 1} \quad (\text{III.27})$$

Ce qui donne

$$k_p \tau p^2 + (k_i \tau + k_p)p + k_i = ap^2 + (b + k_p)p + k_i \quad (\text{III.28})$$

D'où

$$\begin{cases} k_p = a/\tau \\ k_i = b/\tau \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

La figure III-4 représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques (étoiles 1 et 2)

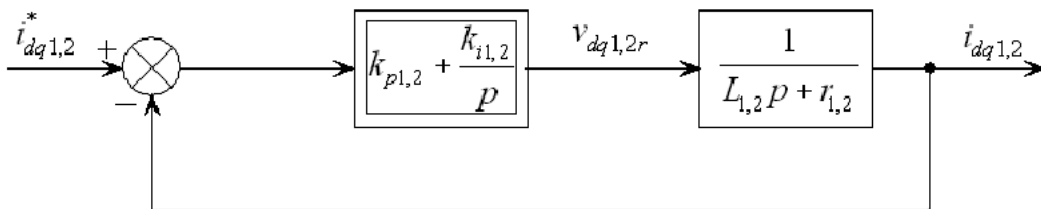


Fig. III- 4: Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques

Avec:

$$\begin{cases} k_{p1} = L_1/\tau \\ k_{i1} = r_1/\tau \end{cases} \text{ et } \begin{cases} k_{p2} = L_2/\tau \\ k_{i2} = r_2/\tau \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

On prend $\tau = \tau_r/6$ pour avoir une dynamique du processus rapide, avec $\tau = L_r/r_r$ est

constante de temps électrique (rotorique) du système

III.5.2 Application

L'application de la commande vectorielle indirecte sans le réglage de vitesse sur la MASDE est illustrée par la figure III-5

Le schéma du bloc de découplage FOC est représenté par la figure III-6, sachant que $i_{d1}^* = i_{d2}^*$ et $i_{q1}^* = i_{q2}^*$

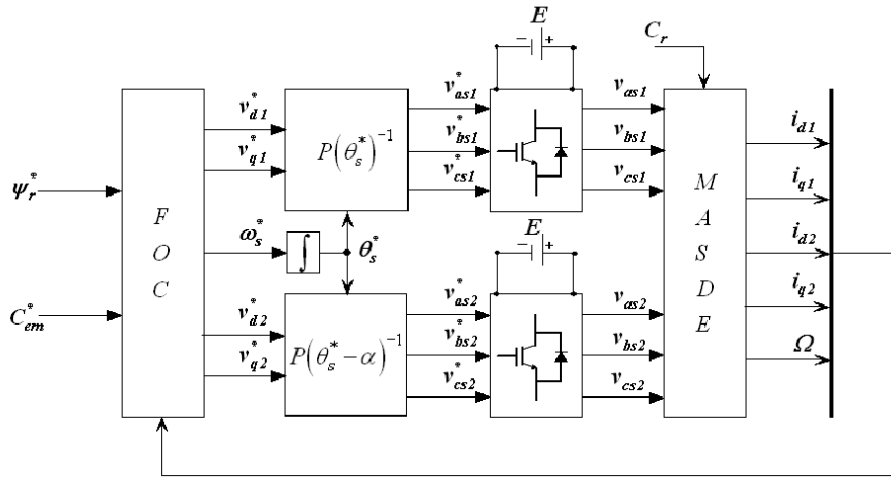


Fig. III- 5: Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE

III.5.3 Simulation et interprétations des résultats

La figure III-7 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte sans le réglage de la vitesse, en imposant le flux de référence $\psi_r^* = 1$ (wb) et le couple électromagnétique de référence sous forme de créneaux $C_{em}^* = [+15 - 15]$ (N.m) respectivement suivant les intervalles de temps $t=[0,1.5], [1.5,2]$ (s)

Cette dernière montre que:

- Le couple électromagnétique en régime établi (fin de régime transitoire) suit parfaitement le couple de référence impose;
- Le flux rotorique suivant l'axe direct durant le régime permanent demeure stable en poursuivant sa référence imposée. Celui en quadrature reste invariant tout au long du régime établi ($\psi_{qr} = 0$);
- Nous constatons que les flux rotoriques ne sont pas affectés par les variations brusques du couple.
- Le courant en quadrature i_{q1} varie d'une manière identique à celle du couple durant le régime établi. De ce fait, le couple électromagnétique est régulé par les

composantes des courants statoriques en quadratures ; le flux est régulé indépendamment du couple. Alors, le découplage de ces derniers est assuré.

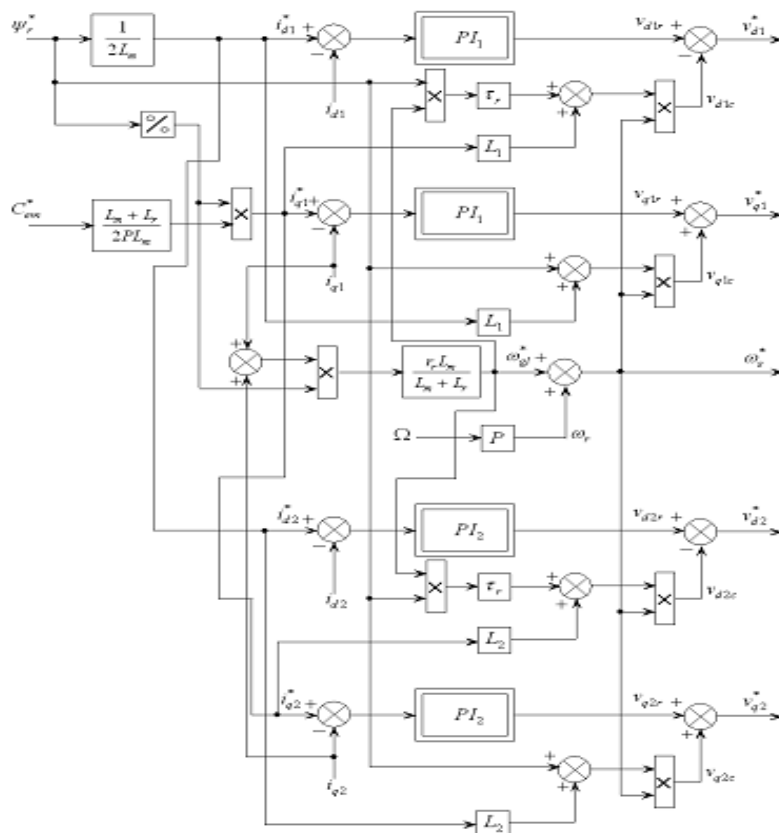
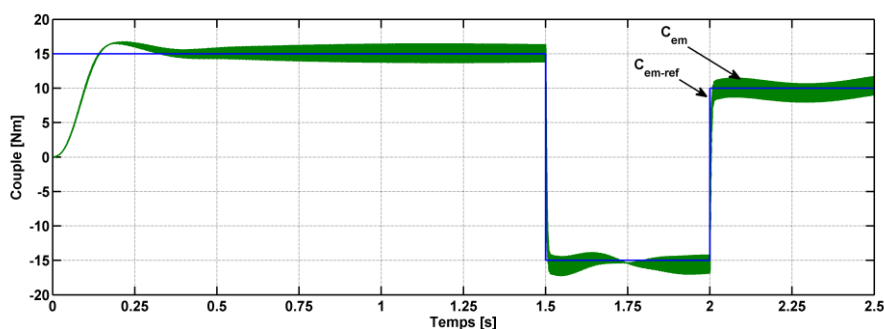
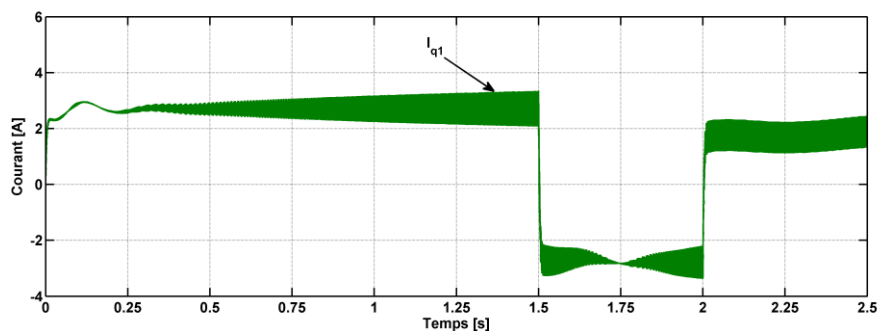


Fig. III- 6: Représentation schématique du bloc de découplage FOC



Le couple électromagnétique $C_{em}(N.m)$



Les courants statoriques $i_{q1}(A)$

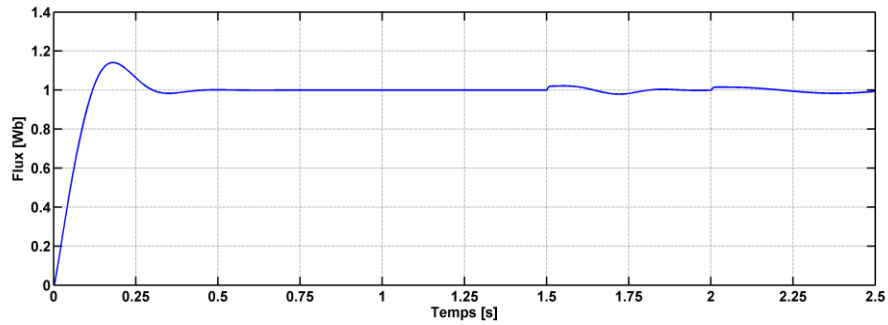
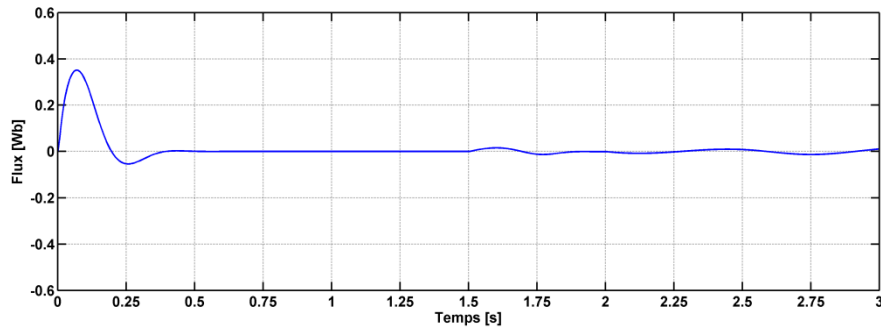
Les flux rotoriques $\psi_{dr}(wb)$ Les flux rotoriques $\psi_{qr}(wb)$

Fig. III- 7 : Evolution des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

III.6 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse

Le principe de cette méthode, consiste à déterminer directement la composante du flux rotorique à partir de la vitesse mécanique de rotation du rotor en utilisant un capteur de vitesse, cela est réalisable par un bloc de dé fluxage défini par la fonction non linéaire suivant

$$\begin{cases} \psi_r^* = \psi_n & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \psi_r^* = \psi_n \Omega_n / |\Omega| & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Schématisé par la figure III-8

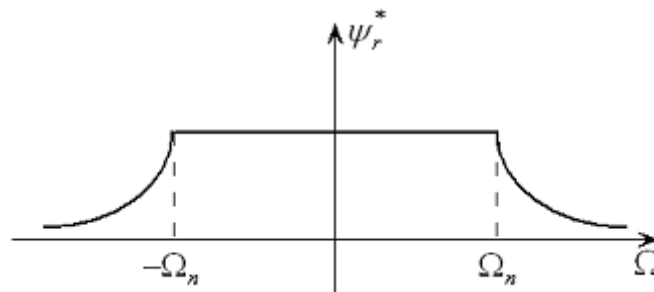


Fig. III- 8 : représente le schéma de régulation de la vitesse par la commande indirecte.

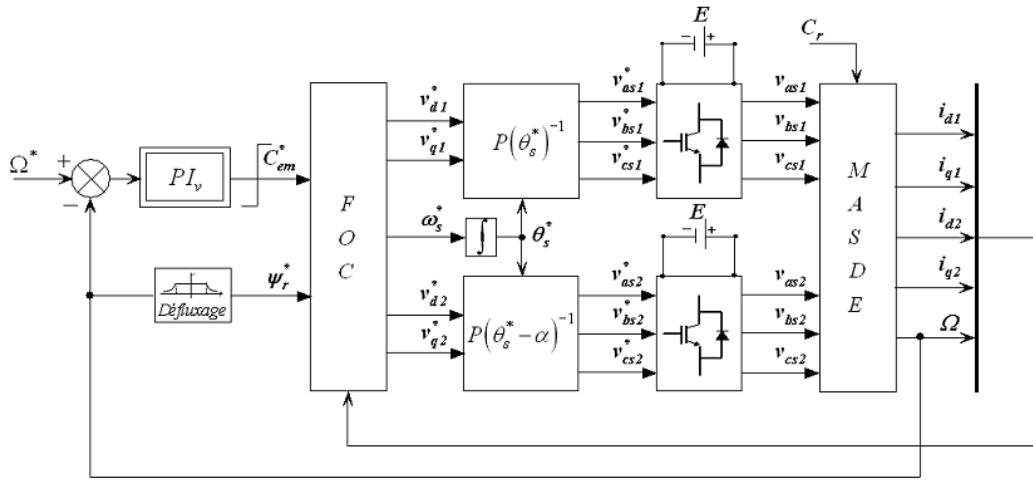


Fig. III- 9 : Représentation schématique de la commande FOC avec régulation de vitesse

III. 6.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse

Le schéma de la boucle de régulation de vitesse est donné par la figure III-10

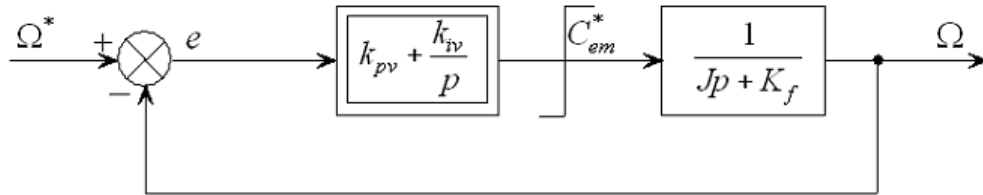


Fig. III- 10 : Boucle de régulation de vitesse.

L'identification nous donne

$$\begin{cases} k_{pv} = J/\tau \\ k_{iv} = k_f/\tau \end{cases} \quad (\text{III. 32})$$

On prend $\tau = \tau_r$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation définie par

$$C_{em}^*(Lim) = \begin{cases} C_{em}^* & \text{si } |C_{em}^*| \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} \cdot \text{sign}(C_{em}^*) & \text{si } |C_{em}^*| \geq C_{em}^{max} \end{cases} \quad (\text{III. 33})$$

Le couple maximal adopté est

III.6.2 Simulation et interprétation des résultats

La figure III-11 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des charges ($C_r = 15$ et -15 N.m) respectivement entre les intervalles de temps $t=[1,1.5]$ et $[2,2.5]$ s en imposant la vitesse de référence $N^* = 100$ (rd/s). Celle-ci montre que :

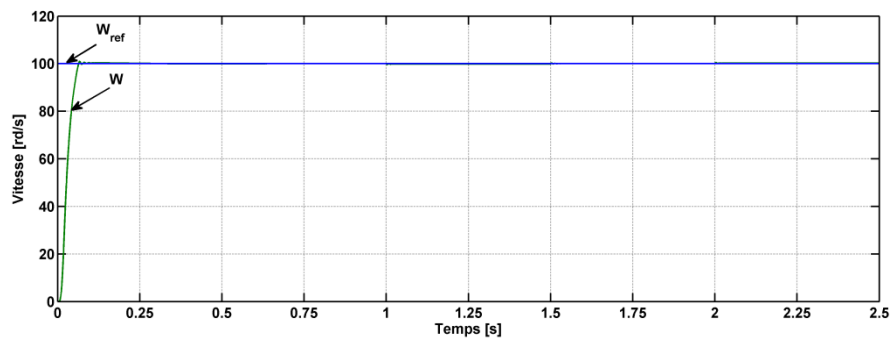
Au démarrage et durant le fonctionnement à vide, la vitesse rejoint sa valeur de consigne à ($t=0.7s$) avec un dépassement de (0.3 %).

Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) évoluent durant le régime permanent d'une façon sinusoïdale. Le courant en quadrature ($i_{q1}(A)$) évolue pendant le régime établi identiquement au couple électromagnétique.

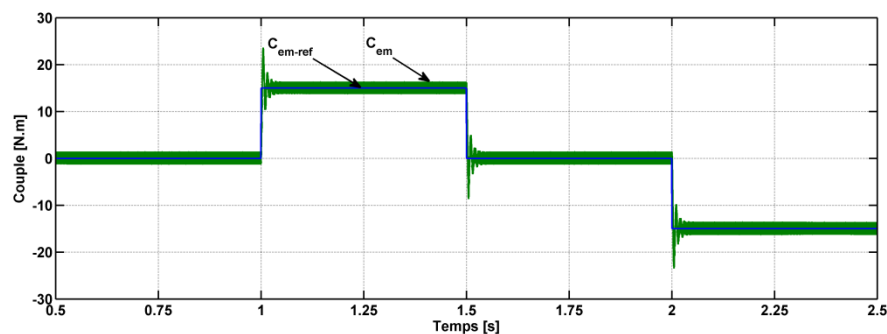
Les flux rotoriques progressent d'une manière analogue à celle du couple électromagnétique pendant le régime permanent.

L'application de la charge ($C_r = 15 \text{ N.m}$) (fonctionnement moteur) pendant l'intervalle de temps $t=[1,1.5]s$ engendre des augmentations aux niveaux, du couple électromagnétique, des courants statoriques et du courant rotorique, qui se stabilisent respectivement à ($C_{em} = 15 \text{ N.m}$) $i_{as1} = i_{as2} = 3.4A$, $i_{q1} = 3.6 A$ et $i_{ar} = 4.5A$ La vitesse et les flux rotoriques demeurent fixes en poursuivant leurs consignes. Cependant, en fonctionnement moteur la tension ($v_{as1}(v)$) et le courant ($i_{as1}(A)$) sont presque en phase et de même signe, ce qui veut dire que la puissance est de signe positif

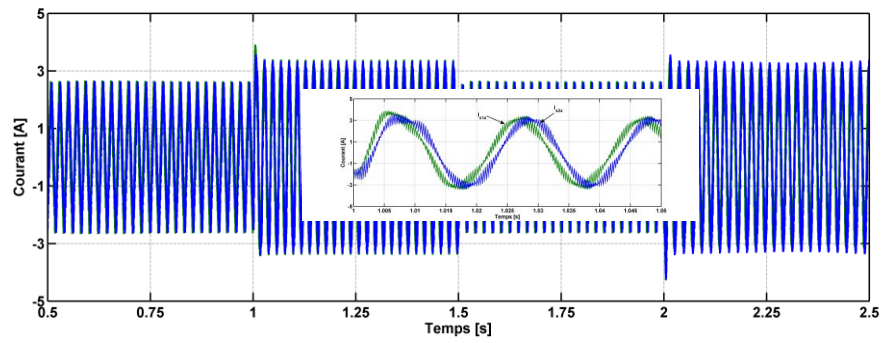
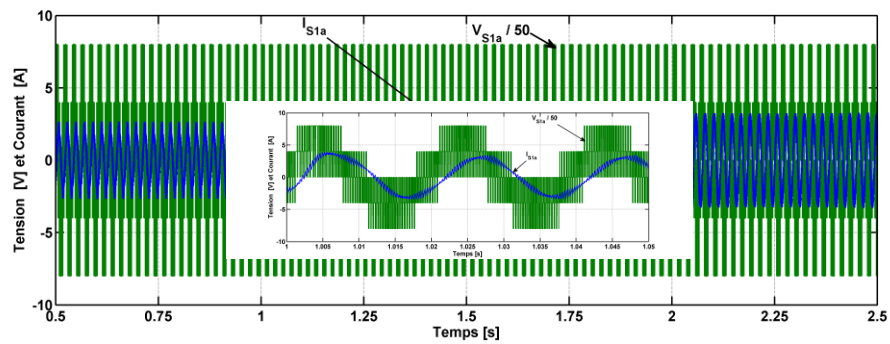
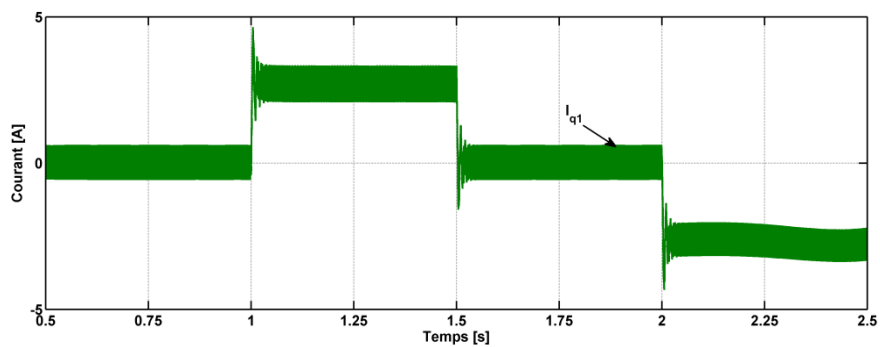
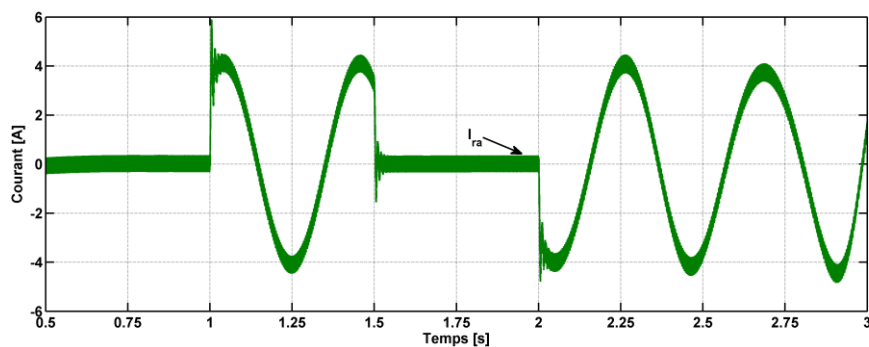
L'application de la charge ($C_r = -15 \text{ N.m}$) (fonctionnement génératrice) au de 2 à de l'instant ($t=2.5s$) engendre des diminutions au niveau du couple électromagnétique et du courant en quadrature, qui s'établissent à -15N.m et à $-3.6A$ les mêmes observations sont enregistrées pour les autres grandeurs avec celles en fonctionnement moteur. Néanmoins, en fonctionnement génératrice.



La vitesse $N(\text{tr/min})$



Le couple électromagnétique $C_{em} (N.m)$

Le courant i_{as1}, i_{as2} (A)Le tension v_{as1} (V),Le courant i_{q1} (A)Le courant i_{ar}

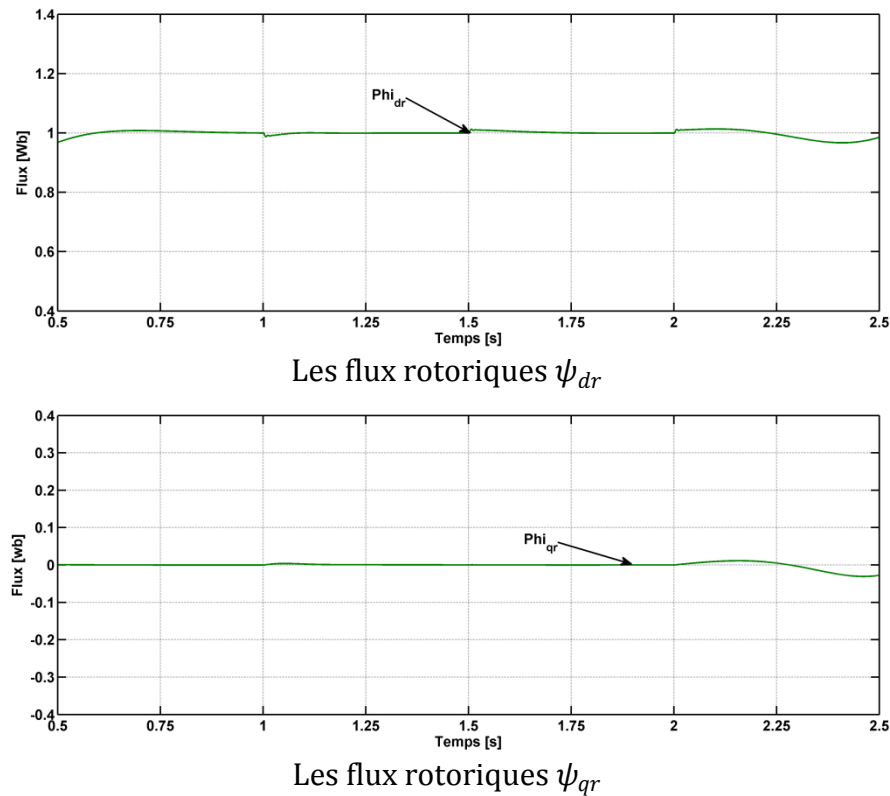


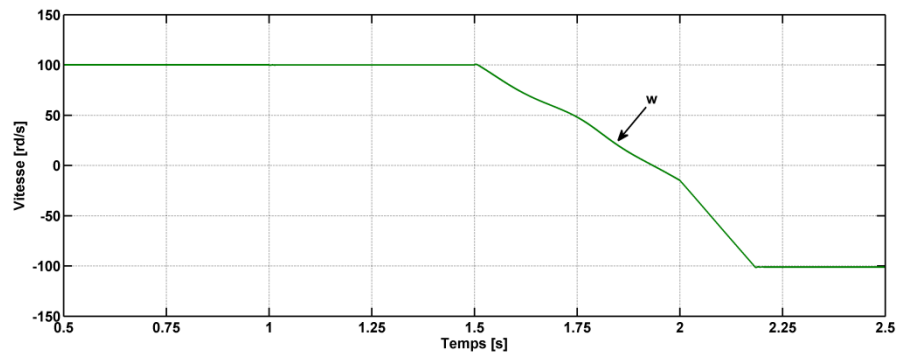
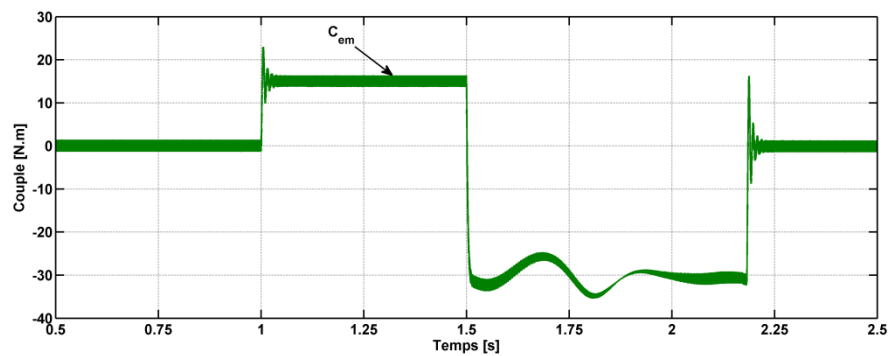
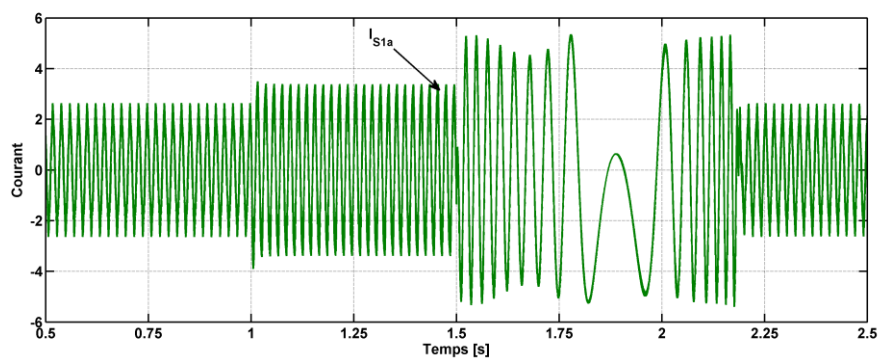
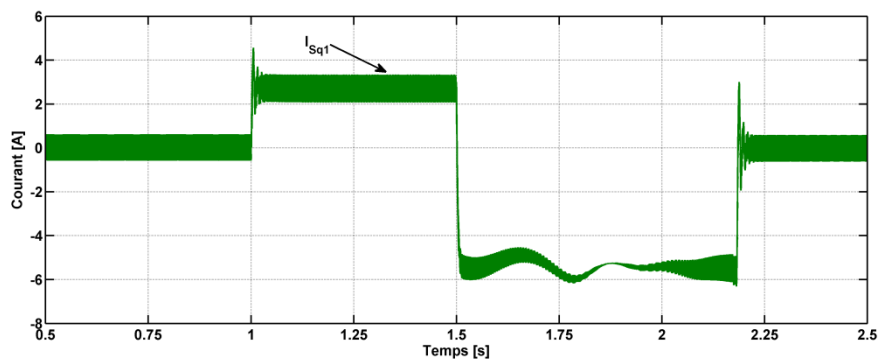
Fig. III- 11 : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des ($C_r=15$ et -15N.m)respectivement entre les intervalles de temps($t=[1,1.75]\text{s}$ et $=[2.25,3]\text{s}$)

III.6.2.1 Tests de robustesse

La figure III-12 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de cette dernière de 100 à -100 rd/s a partir de l'instant $t=1.5\text{s}$.

Les résultats obtenus montrent clairement que :

La vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 1.9s. Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, qui se stabilise au bout de 2.2s, pour redonner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint -30N.m pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative. Le courant $i_{q1}(\text{A})$ évolue d'une façon analogue au couple. Les allures des flux rotoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse.

La vitesse $N(\text{tr/min})$ Le couple électromagnétique $C_{em} (N.m)$ Le courant $i_{as1} (A)$ Le courant $i_{q1} (A)$

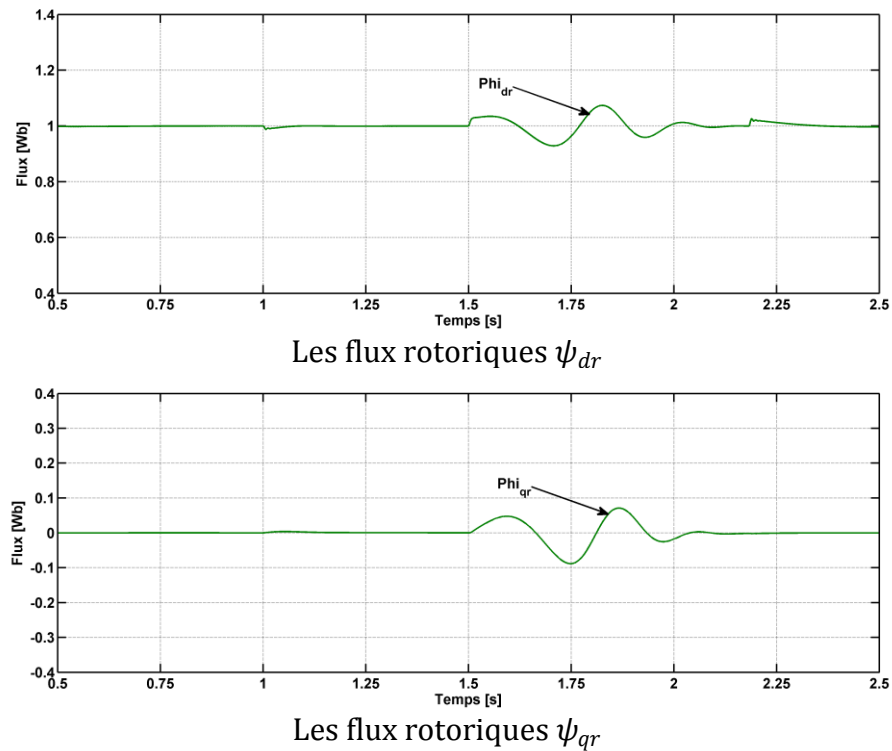


Fig. III- 12:Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de celle-ci de 2500 à -2500tr/mn à partir de $t=1.5s$

III.7 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).

Conclusion Générale

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 de cette machines, 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. [1]

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. [1]

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 [1]:

- Plus facile à implémenter elle consiste à ne pas mesurer le flux de la machine, mais à, supposer d'être établit 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.

- [3] 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.
- [4] Kercha Safia et Goubi Wissam " Etude et modélisation des machines électriques double étoile" Thème Master académique. Université kasdi merbah ouargla 27/06/2013.
- [5] Elkheir Merabet Mémoire de Magister en Electrotechnique "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile", 04 /06 / 2008.
- [1] Djaborebbi Amina "étude et commande d'machine Asynchrone double étoile " Thème Master académique ouargla 26/06/2013.
- [2] Hocine Amimeur Mémoire Magister en Electrotechnique " Contribution `a la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement " 28 /05 / 2008.
- [6] Khoudir Marouani "contribution a la commande d'un entrainement électrique a base de moteur asynchrone double étoile ". These DE. Doctorat. Ecole Militaire Polytechnique. France. 17 juin 2010.
- [8] R.Abdessamed, M.kadjoudj,"Modélisation des machines électriques",Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [9] Rachide Abdessamade " modélisation et simulation des machines électriques
- [7] Sofiane Benrabiam, et Azzedine Bendib." Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commande par onduleur multiniveaux". Thème d'ingénieur. Université mohamed boudiaf de Msila. 28/juin/2005
- [10] S. Tamazoult "Etude comparative de l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation par un convertisseur statique AC/AC `a commutation forcée et naturelle" Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Juin 2005.
- [11] Saadi Nour el houda ; Bakhti Ibtissam , " conception d'un observateur par mode glissant d'une machine a induction " , AnnéeUniversitaire : 2006/2007.
- [12] HAFFAF Adil ;CHEBABHI Moqrane , " Commande d'une Machine à Induction Par la Méthode H_∞ "; Année Universitaire : 2006/2007.

Paramètre de la MASDE

$$V_s = 220 \cdot \sqrt{2} \text{ (v)}$$

$$f_s = 50 \text{ (hz);}$$

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s \text{ (rd/s);}$$

$$r_{s1} = 2.4 \Omega;$$

$$r_{s2} = r_{s1} \Omega;$$

$$r_r = 3 \Omega;$$

$$l_{s1} = 0.0147 \text{ (h);}$$

$$l_{s2} = l_{s1} \text{ (h);}$$

$$l_r = 0.0147 \text{ (h);}$$

$$l_m = 0.2 \text{ (h);}$$

$$l = 1/l_{s2} + 1/l_{s2} + 1/l_r + 1/l_m \text{ (h);}$$

$$l_a = 1/l \text{ (h);}$$

$$\beta = \pi/6 \text{ (rd)}$$

$$p = 3;$$

$$j = 0.065;$$

$$f = 0.001 \text{ s;}$$

$$\alpha = \pi/6 \text{ (rd);}$$

Programme de simulation

Fichier M

```

clc;
clear all;
Vs=220*sqrt(2)
fs=50;
ws=2*pi*fs;
rs1=2.4;
rs2=rs1;
rr=3;
ls1=0.0147;
ls2=ls1;
lr=0.0147;
lm=0.2;
l=1/ls2+1/ls2+1/lr+1/lm;
la=1/l;
beta=pi/6;
p=3;
j=0.065;
f=0.001;
alpha=pi/6;
b=[1 0 0 0 0 0;
    0 1 0 0 0 0;
    0 0 1 0 0 0;
    0 0 0 1 0 0;
    0 0 0 0 0 0;
    0 0 0 0 0 0];
a11=[(rs1*la/(ls1^2))-(rs1/ls1) (rs1*la)/(ls1*ls2) 0 0
      (rs1*la)/(lr*ls1) 0;
      (rs2*la)/(ls1*ls2) (rs2*la)/(ls2^2)-(rs1/ls1) 0 0
      (rs2*la)/(lr*ls2) 0;
      0 0 (rs1*la/(ls1^2))-(rs1/ls1) (rs1*la)/(ls1*ls2) 0
      (rs1*la)/(lr*ls1);
      0 0 (rs2*la)/(ls1*ls2) (rs2*la)/(ls2^2)-(rs1/ls1) 0
      (rs2*la)/(lr*ls2);

```

```

    (rr*la)/(lr*ls1) (rr*la)/(lr*ls1) 0 0 (rr*la/(lr^2))-(rr/lr)
0;
    0 0 (rr*la)/(lr*ls1) (rr*la)/(lr*ls2) 0 (rr*la/(lr^2))-
(rr/lr)];
a12=[0 0 1 0 0 0;
      0 0 0 1 0 0;
      -1 0 0 0 0 0;
      0 -1 0 0 0 0;
      0 0 0 0 0 0;
      0 0 0 0 0 0];
a13=[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 0 0 0 0 1;
      0 0 0 0 -1 0];
h=[ls1+lm lm 0 0 lm 0;
   lm ls1+lm 0 0 lm 0;
   0 0 ls2+lm lm 0 lm;
   0 0 lm ls2+lm 0 lm;
   lm lm 0 0 lr+lm 0;
   0 0 lm lm 0 lr+lm];
b1=inv(h)
%% paramètres des onduleurs
m=60
fp=fs*m;
Vpm=1;
Vr=0.8%290
E=600;
%% Paramètre de regulateur
taur=lr/rr
tau=taur/6
Kp=ls1/tau
Ki=rs1/tau

```

Discrete.
 $T_s = 5e-006$ s.
powergui

