

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHESCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° : ER-06



DOMAINE :SCIENCES ET TECHNOLOGIE
FILIERE : Génie Électrique
OPTION : Energies Renouvelables en
Electrotechnique

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par:
CHAHAM abd allah

Intitulé

Commandes non linéaires hybrides et robustes
de la machine asynchrone à double étoile
« MASDE »

Soutenu devant le jury composé de:

Dr BENYOUNES Abd elhafid	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Dr RAHALI Hilal	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
Dr MABRAK Samir	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

Année universitaire : 2019/ 2020

Remerciement

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

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

Je tiens, tout particulièrement, à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur RAHALI hilal, Enseignant { l'Université de M'SILA, 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 Monsieur TELLI Ibrahim.

Dédicaces

بسم الله الرحمن الرحيم والصلاة والسلام على اشرف المرسلين محمد صلى الله عليه وسلم :

اهدي هذا العمل المتواضع إلى قدوتي في هذا الزمان أبي ومعلمي لخميسي و إلى من تحت قدميها جنة
الرحمان أُمي الغالية أطال الله عمرهما بالخير والعافية

إلى عائلتي الكريمة وأخواني :نصر الدين' صهيب، مجيب الرحمن، هيثم وفاء، حنان،حنين

إلى أجدادي عمار والياقوت و فطيمة و إلى روح جدي الطاهرة علاوة

كما اهدي هذا العمل إلى أصدقائي وليد، يوسف، حمزة، سفيان،ناجي.

إلى معلمي نور الدين حمومة والى استاذي زروقي رشيد.

Introduction Générale.....	1
Chapitre I: Description et Modélisation de la machine asynchrone double étoile	
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.....	6
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 électriques.....	7
I.6.5 Equations des flux.....	8
I.6.6 Equation mécanique.....	9
I.6.7 Couple électromagnétique.....	10
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.....	13
I.6.9.3 Equation mécanique.....	14
I.6.10 choix du Référentiel.....	15
I.6.10.1 Référentiel lié au stator.....	16
I.6.10.2 Référentiel lié au rotor.....	16
I.6.10.3 Référentiel lié au champ tournant	16
I.6.11 Modèle de la Machine.....	16
I.6.11.1 Mise sous forme d'équation d'état.....	16
I.7 Simulation et Interprétation des résultats.....	22
I.8 Conclusion.....	24

chapitreII :Alimentation de la Machine Asynchrone Double Etoile

II.1 Introduction.....	26
II.2 Modélisation de l'onduleur à commande MLI.....	26
II.3 Stratégie de commande.....	27
II.3.1 L'indice de modulation.....	28
II.3.2 Le coefficient de réglage en tension.....	28
II.4 Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension.....	28
II.5 Résultats simulation.....	29
II.6 Conclusion.....	32

Chapitre III: La commande vectorielle et backstepping de la MASDE

III.1 Introduction.....	34
III.2 Principe de la commande.....	34
III.3 Choix d'orientation du flux.....	35
III.4Commande vectorielle avec orientation du flux rotorique.....	36
III.5Découplage par compensation.....	36
III.6 Estimation du flux rotorique.....	39
III.7 Synthèse des régulateurs PI.....	39
III.8 Fonctionnement du moteur en charge.....	42
III.9 la commande par backstepping de la MASDE.....	44

Fig. I-1 : Modes de fonctionnement suivant le glissement.....	5
Fig. I-2 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.....	5
Fig. I-3 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE.....	6
Fig. I- 4 : Transformation de Park.....	11
Fig. I-5 : Représentation des axes en transformation de Park.....	13
Fig. I-6 : Le schéma bloc de la Machine asynchrone double étoile.....	22
Fig. I- 7a : Tensions Statoriques VS1a et VS2a.....	22
Fig. I- 7b : courant Statoriques $i_{s1a}(A)$	22
Fig. I- 8 : La vitesse N(tr/min).....	23
Fig. I- 9 : Couple électromagnétique C_{em}	23
Fig. I- 10 : le flux rotorique	23
Fig. II- 1 : Schéma de principe de l'onduleur triphasé.....	26
Fig. II- 2: Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.....	29
Fig. II- 3:Les tension avec porteuse.....	29
Fig. II- 4: la vitesse de rotation N (tr/min).....	29
Fig. II- 5: Couple électromagnétique C_{em} (N.m).....	30
Fig. II- 6: Le courants statorique i_{ds1a} (A).....	30
Fig. II- 7: Courant i_{ds2a} (A).....	30
Fig. II- 8: Le flux statoriques 1 ϕ_{S1a} (Wb).....	31
Fig. II- 09: Le flux statoriques 2 ϕ_{S2a} (Wb).....	31
Fig. II- 10: Le flux rotorique ϕ_{ra} (Wb).....	31
Fig. III- 1: Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE.....	34
Figure III.2: Orientation du flux rotorique sur l'axe d.....	35
Figure III.3 :la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la MASDE.....	39
Figure III.4: Schéma fonctionnel du système asservi du premier ordre régulé par un PI.....	40
Figure III.5: Schéma fonctionnel du régulateurs des courants I_{ds1} ; I_{ds2} ; I_{qs1} ; I_{qs2}	41
Figure III.6: Schéma fonctionnel du régulateur de la vitesse ω_r	42
Figure III.7: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande vectorielle pour un fonctionnement en charge	44

Figure III.8 Principe de la commande par backstepping de la MASDE.....49

MASDE: Machine Asynchrone Double Etoile.

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

N_p : Nombres de phases

i : Courant

v : Tension

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

a_{s1}, b_{c1}, c_{s1} : Indices correspondants aux trois phases du stator1

a_{s2}, b_{c2}, c_{s2a} : Indices correspondants aux trois phases du stator2

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 { l'étoile 1

τ_r : constante de temps rotorique

L_{dq} : inductance cyclique d'intersaturation selon (d,q)

$L_{11,2}$: 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

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

τ : constante de temps d'un système du premier ordre

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 { 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 { 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 MASDE, nous avons étudiées la modélisation de l'onduleur 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 et la commande avec un régulateur type backstepping, . 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

Finalemnt; 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 purement 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].

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

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 :

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

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

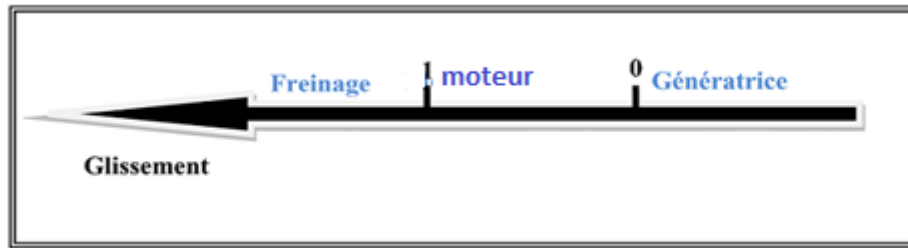


Fig. I-1 : Modes de fonctionnement suivant le glissement, [4].

I.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]

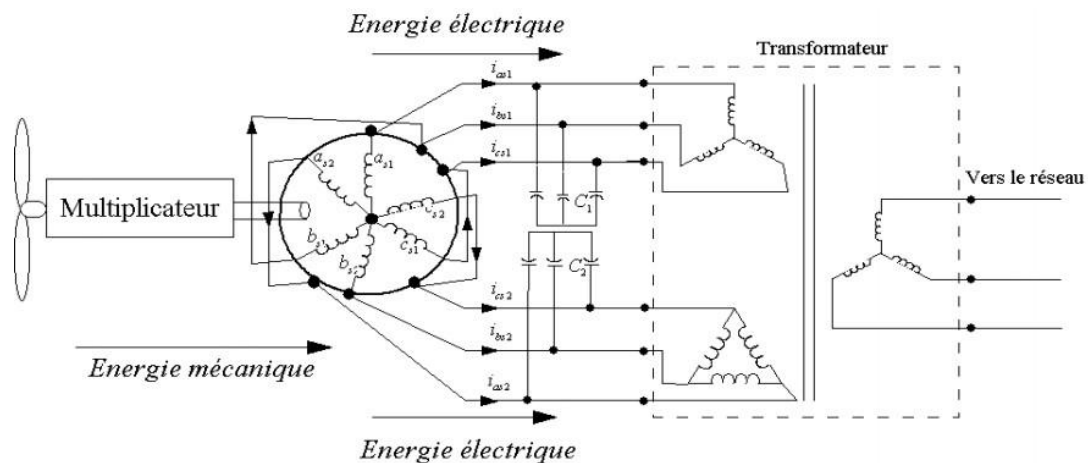


Fig. I-2 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases[1]

I.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

I.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 { cage d'ecureuil. La Fig. I.3 représente schématiquement les enroulements de la MASDE. Les angles θ_{ret} ($\theta_r - \alpha$) représentent respectivement la position du rotor (phase a_r) par rapport { l'étoile 1 (phase a_{s1}) et { 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].

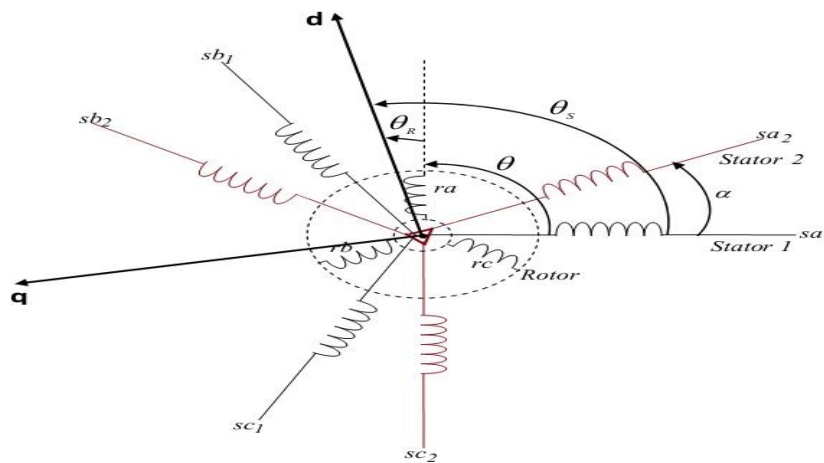


Fig. I-3 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE, [6].

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.

I.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:

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

I.6.4 Equations électriques

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

$$\begin{aligned}
[v_{s1}] &= [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s1}] \\
[v_{s2}] &= [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s2}] \\
[v_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r]
\end{aligned} \tag{I.6}$$

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]

$$[\phi_{s1}] = [L_{s1s1}][I_{s1}] + [M_{s1s2}][I_{s2}] + [M_{s1r}][I_r] \tag{I.7}$$

$$[\phi_{s2}] = [L_{s2s1}][I_{s1}] + [M_{s2s2}][I_{s2}] + [M_{s2r}][I_r] \tag{I.8}$$

$$[\phi_r] = [L_{rs1}][I_{s1}] + [M_{rs2}][I_{s2}] + [M_{rr}][I_r] \tag{I.9}$$

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

Avec:

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

- $[ID]_{3 \times 3}$: 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]:

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & 2L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 & 2L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \tag{I.11}$$

$$[L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & 2L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms} / 2 \\ -L_{ms} / 2 & -L_{ms} / 2 & 2L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \tag{I.12}$$

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

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

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

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

$$\begin{bmatrix} M_{s2,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{s1,s2} \end{bmatrix}^T ; \begin{bmatrix} M_{r,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{s1,r} \end{bmatrix}^T ; \begin{bmatrix} M_{r,s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{s2,r} \end{bmatrix}^T$$

- 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

1.6.6 Equation mécanique

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

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Omega_m &= \frac{1}{j} (c_{em} - c_r - k_f \Omega_m) \\ \frac{d}{dt} \theta_m &= \Omega_m \end{aligned} \quad (\text{I.17}) \quad (\text{I.18})$$

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

$M_{s1,r}, M_{s2,r}, M_{r,s1}, M_{r,s2}$ 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) a 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 a cette création de sorte que l'axe homo polaire peut être choisi orthogonale au plan (od, oq). La (Fig. I.4) représente la transformation d'un système triphasé 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)

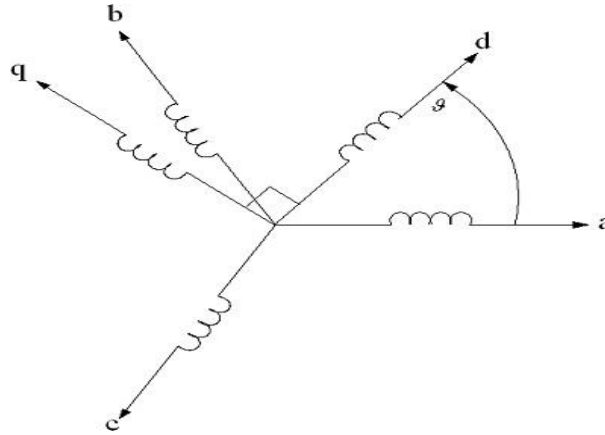


Fig. I- 4 : Transformation de Park

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

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

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes:

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

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

Avec :

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

équilibré, $[G_{dgo}]$ le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé

I.6.9. Application de la transformation de Park à la MASDE

I.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'étoile1:

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{ds1} \\ \phi_{Os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{ds1} \\ \phi_{Os1} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

✓ Pour l'étoile2:

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{ds2} \\ \phi_{Os2} \end{bmatrix} + \frac{d(\theta_{coor} - \alpha)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{ds2} \\ \phi_{Os2} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

✓ Pour le rotor:

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

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

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

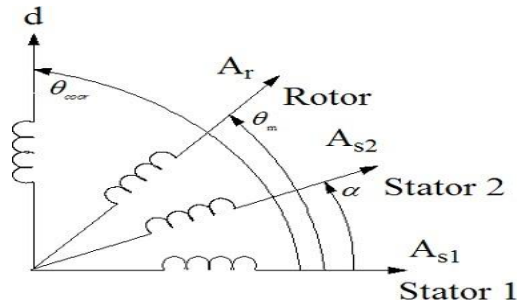


Fig. I-5 : Représentation des axes en transformation de Park

Sous forme d'équations [9]:

$$\begin{aligned}
 v_{ds1} &= R_s i_{ds1} + d \frac{\phi_{ds1}}{dt} - \omega_{coor} \phi_{qs1} \\
 v_{ds2} &= R_s i_{ds2} + d \frac{\phi_{ds2}}{dt} - \omega_{coor} \phi_{qs2} \\
 v_{sq1} &= R_s i_{qs1} + d \frac{\phi_{qs1}}{dt} - \omega_{coor} \phi_{ds1} \\
 v_{sq2} &= R_s i_{qs2} + d \frac{\phi_{qs2}}{dt} - \omega_{coor} \phi_{ds2} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{I .28}$$

1.6.9.2 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]

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

On a

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

➤ 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] :

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

Avec :

- $L_{s1} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile1
- $L_{s2} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile2
- $L_r + L_m$: 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

toile est donnée par l'expression suivante.[5]

$$P_{abs} = [v_{s1}]^T [I_{s1}] + [v_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (I.32)$$

ce qui donne

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

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

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

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

$$P_{abs} = R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s1}i_{ds2}^2 + R_{s1}i_{qs2}^2 + \omega_{coor} (\phi_{ds1}i_{qs1} - \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds2}) + \frac{d\phi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt}i_{qs2} \quad (I.36)$$

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.6.9.4.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 ($\omega_{coord} = 0$). 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 ($\omega_{coord} = \omega_r$).

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 ($\omega_{coord} = \omega_s$).

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]

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

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_{mdet}

quadratique ϕ_{mq} , d' où [9]:

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

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

$$\begin{aligned} \phi_{md} &= L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{mq} &= L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{aligned} \quad (I.40)$$

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

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

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

$$\begin{aligned} i_{ds1} &= (\phi_{ds1} - \phi_{md}) / L_{s1} \\ i_{ds2} &= (\phi_{ds2} - \phi_{md}) / L_{s2} \\ i_{qs1} &= (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) / L_{s1} \\ i_{qs2} &= (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) / L_{s2} \\ i_{dr} &= (\phi_{dr} - \phi_{md}) / L_r \\ i_{qr} &= (\phi_{qr} - \phi_{mq}) / L_r \end{aligned} \quad (I.42)$$

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 :

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

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:

$$\begin{aligned}
\phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
\phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
\end{aligned} \tag{I.47}$$

Les courants rotoriques sont [11] :

$$\begin{aligned} i_{dr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{dr} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \\ I_{dr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{qr} - L_m (i_{qs1} + i_{qs2})] \end{aligned} \quad (I.48)$$

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

$$c_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \phi_{qr}] \quad (I.49)$$

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = c_{em} - c_r - K_f \Omega \quad (I.50)$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants (ϕ_{md} , ϕ_{mq}) dans (I.45) et après la simplification ;

on trouve le nouveau système d'équations[11] :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} &= v_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{ds1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \phi_{ds2} + \omega_s \phi_{qs1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} &= v_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{ds2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \phi_{ds1} + \omega_s \phi_{qs2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} &= v_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{qs1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \phi_{qs2} - \omega_s \phi_{ds1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} &= v_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{qs2} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \phi_{qs1} - \omega_s \phi_{ds2} + \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} &= - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{ds1} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} &= - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{qs1} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qs2} \end{aligned} \quad (I.51)$$

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

$$\frac{d}{dt} = AX + BU \quad (I.52)$$

$X = [\phi_{ds1}, \phi_{ds2}, \phi_{qs1}, \phi_{qs2}, \phi_{dr}, \phi_{qr}]^T$: 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 :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2 L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_s L_a}{L_r L_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1} L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1} L_{s2}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \\ \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} & \omega_{gl} & \frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (I.53)$$

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

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

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

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

La matrice A être décomposée comme suit [9]:

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

Telle que:

$$A11 = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (I.55)$$

$$A12 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.56)$$

$$A13 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

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

$$H = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ L_m & L_{s1} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{s2} + L_m & L_m & 0 & L_m \\ 0 & 0 & L_m & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & L_m & 0 & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix} \quad (I.58)$$

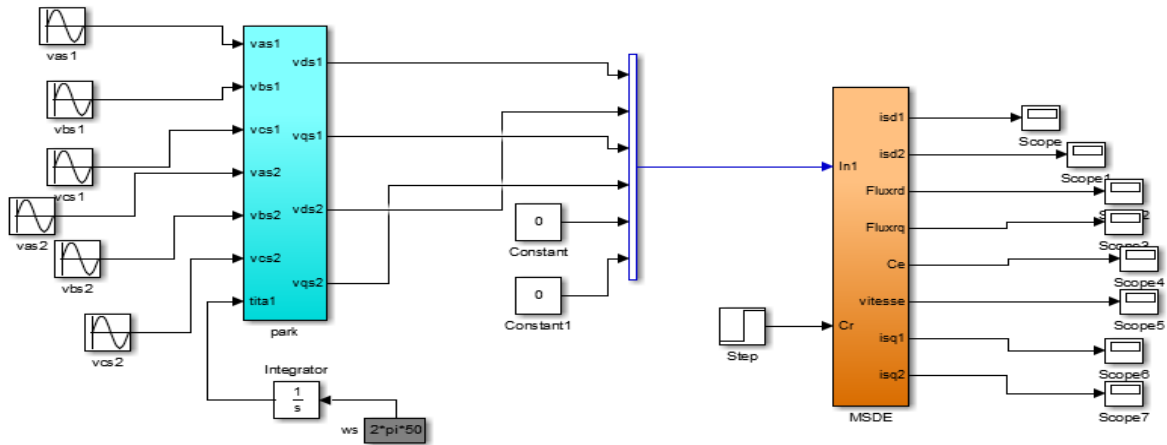


Fig. I-6 : Le schéma bloc de la Machine asynchrone double étoile.

I.7 Simulation et Interprétation des résultats

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

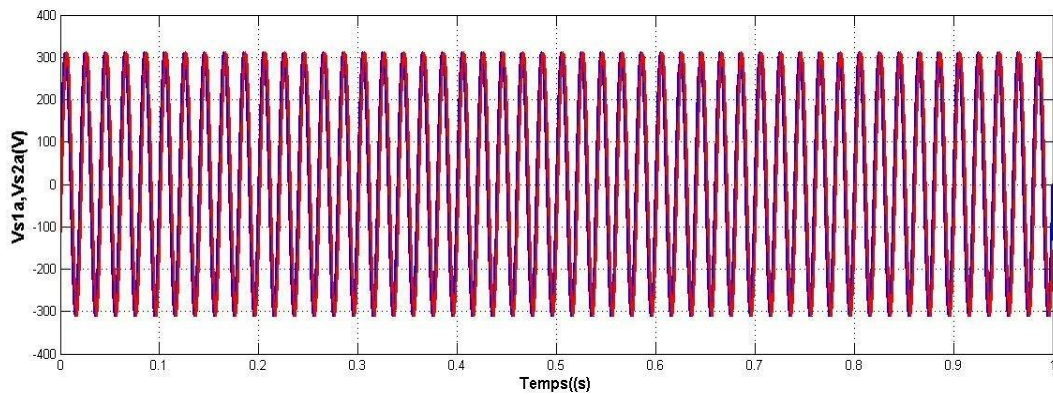


Fig. I- 7a : Tensions Statoriques VS1a et VS2a

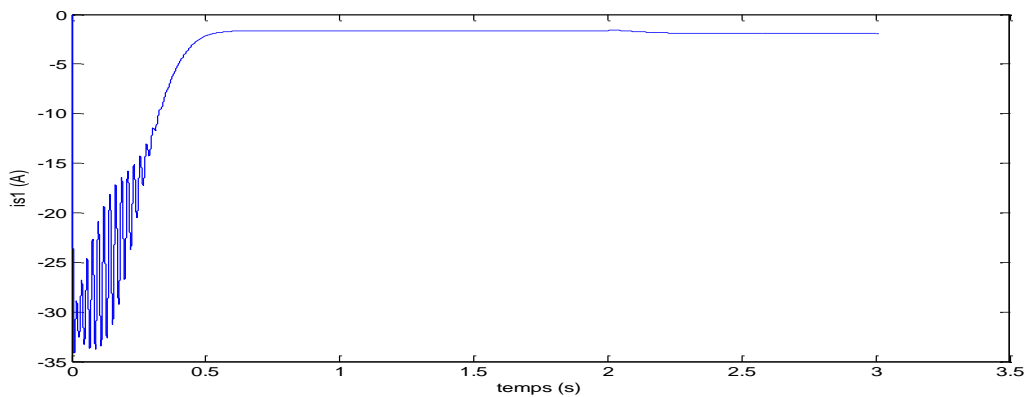


Fig. I- 7b : courant Statoriques $i_{s1a}(A)$

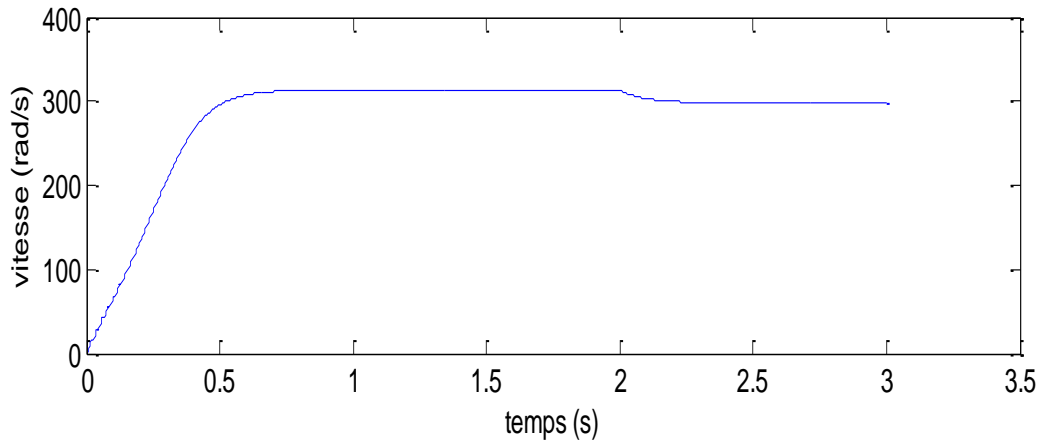


Fig. I- 8 : La vitesse N(tr/min)

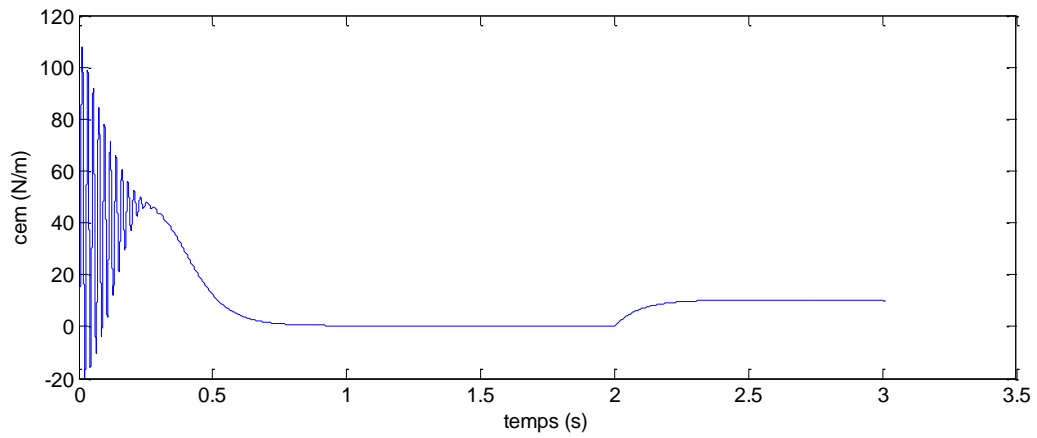


Fig. I- 9 : Couple électromagnétique Cem

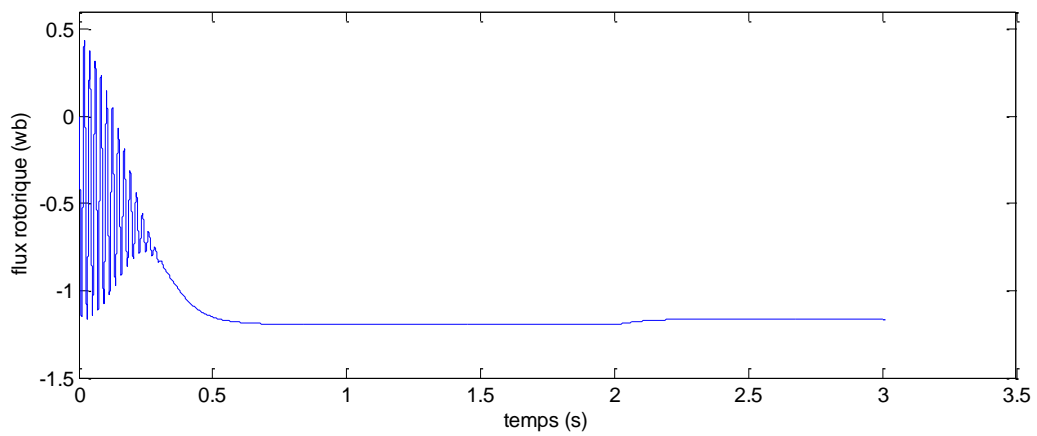


Fig. I- 10 : le flux rotorique

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 $C_r = 10 \text{ N.m}$ entre l'intervalle de temps $t = [2, 3] \text{ s}$. Cette dernière montre que

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 300 rd/s (très proche de celle du synchronisme) à $t \approx 0.7 \text{ s}$ (début du régime permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 115 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.5 s où il rejoint 50 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 statorique (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 $C_r = 10 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 2 \text{ s}$, engendre des augmentations aux niveaux, de la vitesse, des courants statorique.

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 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 $v_{10}v_{20}etv_{30}$ 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]

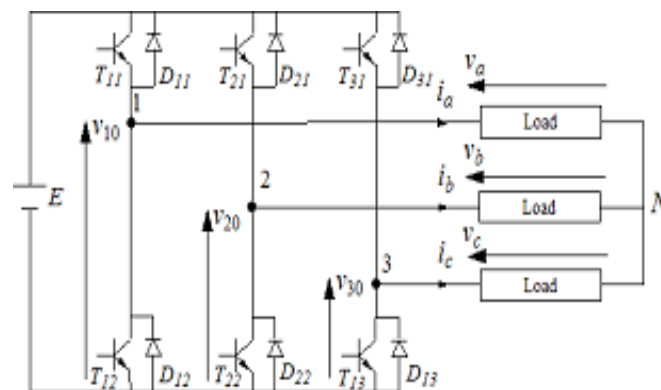


Fig. II- 1 : Schéma de principe de l'onduleur triphasé

Chaque interrupteur (transistor + diode) (Fig. II.1) ($K_{ijl} = 1, 2 ou 3 j = 1 ou 2$) 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, 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

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

(II.3)

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs K_{ij} les tensions de branche

v_{j0} peuvent être égales $\{E$ ou $\{0$. On introduit d'autres variables $f_{11}, f_{21}, \text{ et } f_{31}$ qui prennent

1 (fermée) ou 0 (bloquée) pour les interrupteur K_{i1} respectivement. L'équation (II.4) peut être réécrite comme suit [2]:

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

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 donnés par les équations suivantes [3]:

$$\begin{aligned} V_{ks1ref} &= v \sin[2\pi ft - 2(j-1)\pi/3] \text{ pour l'onduleur 1} \\ V_{ks2ref} &= v \sin[2\pi ft - 2(j-1)\pi/3 - \alpha] \text{ pour l'onduleur 2} \end{aligned} \quad (\text{II.5})$$

avec: $k = a, \text{ bouc}, j = 1, 2 \text{ ou } 3$.

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par

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

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

$$\begin{aligned} \text{Si } v_{as1ref} \geq v_p(t) \quad f_{11} = 1 \quad \text{sinon } f_{11} = 0 \\ \text{Si } v_{bs1ref} \geq v_p(t) \quad f_{21} = 1 \quad \text{sinon } f_{21} = 0 \\ \text{Si } v_{cs1ref} \geq v_p(t) \quad f_{31} = 1 \quad \text{sinon } f_{31} = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

Pour l'onduleur N°2

$$\begin{aligned} \text{Si } v_{as2ref} \geq v_p(t) \quad f_{12} = 1 \quad \text{sinon } f_{12} = 0 \\ \text{Si } v_{bs2ref} \geq v_p(t) \quad f_{22} = 1 \quad \text{sinon } f_{22} = 0 \\ \text{Si } v_{cs2ref} \geq v_p(t) \quad f_{32} = 1 \quad \text{sinon } f_{32} = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

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

La (Fig. 2.2) représente l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI, les tensions de référence sont purement sinusoïdales.

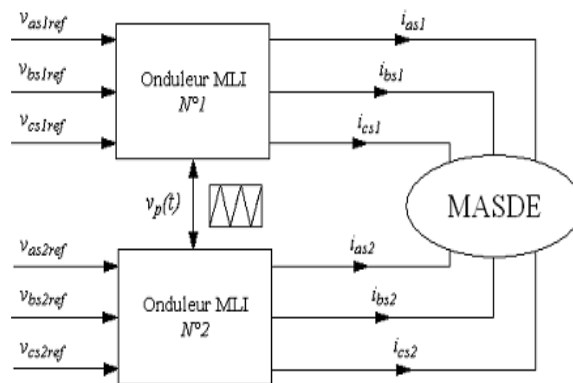


Fig. II- 2: Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension

II.5 Résultats simulation

La simulation est effectuée pour un décalage angulaire $\alpha = 30$. 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 $t = [0.7, 3] \text{ s}$

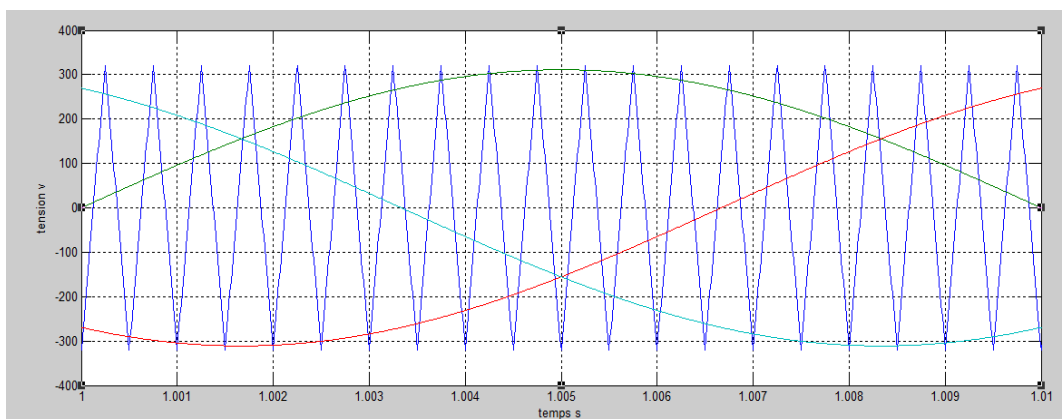


Fig. II- 3: Les tension avec porteuse

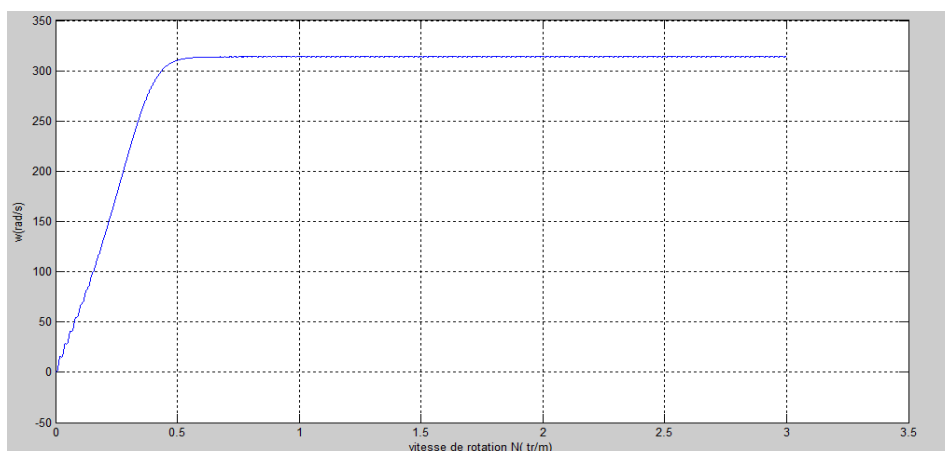


Fig. II- 4: la vitesse de rotation N (tr/min)

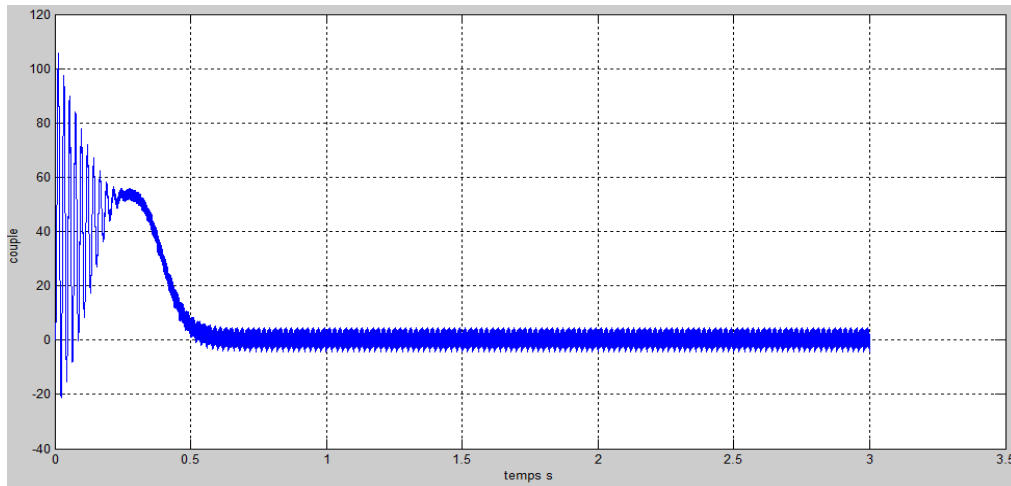


Fig. II- 5: Couple électromagnétique C_{em} (N.m)

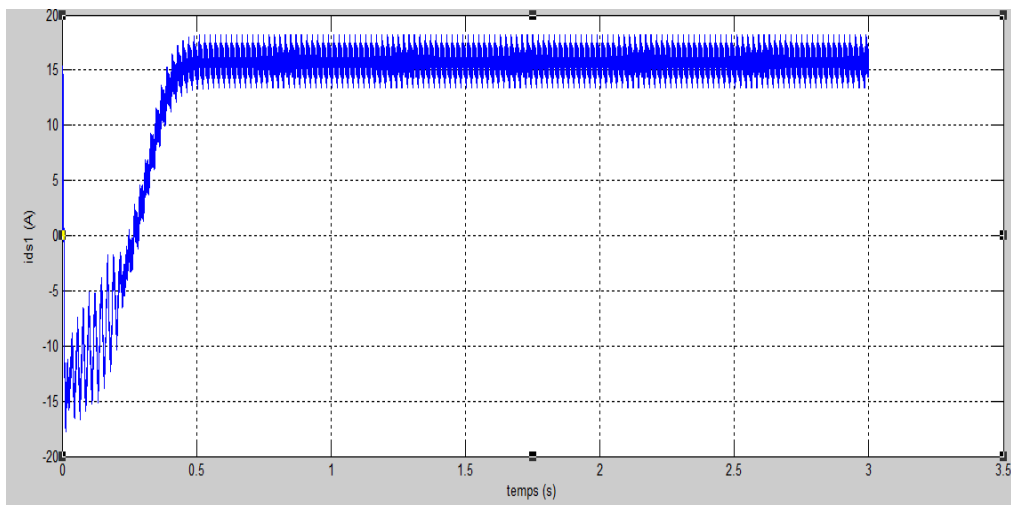


Fig. II- 6: Le courants statorique i_{ds1a} (A)

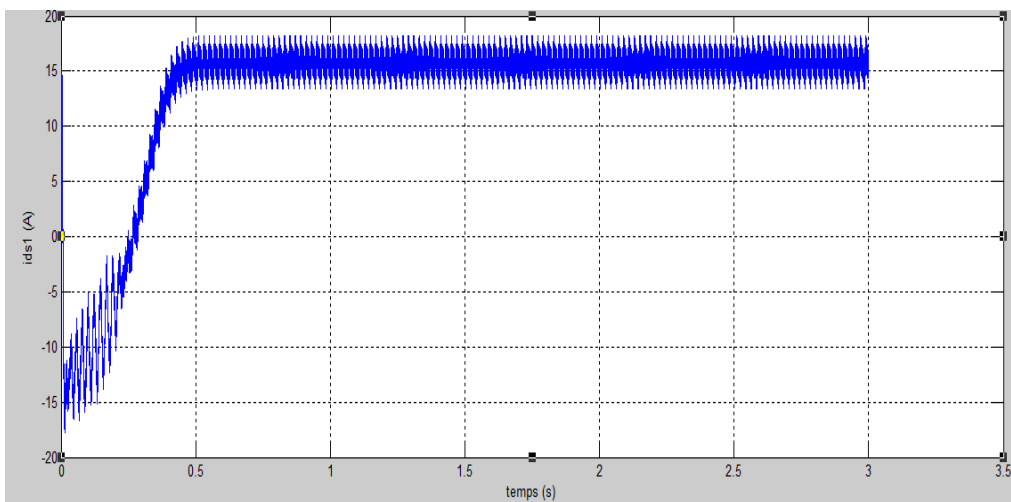


Fig. II- 7: Courant i_{ds2a} (A)

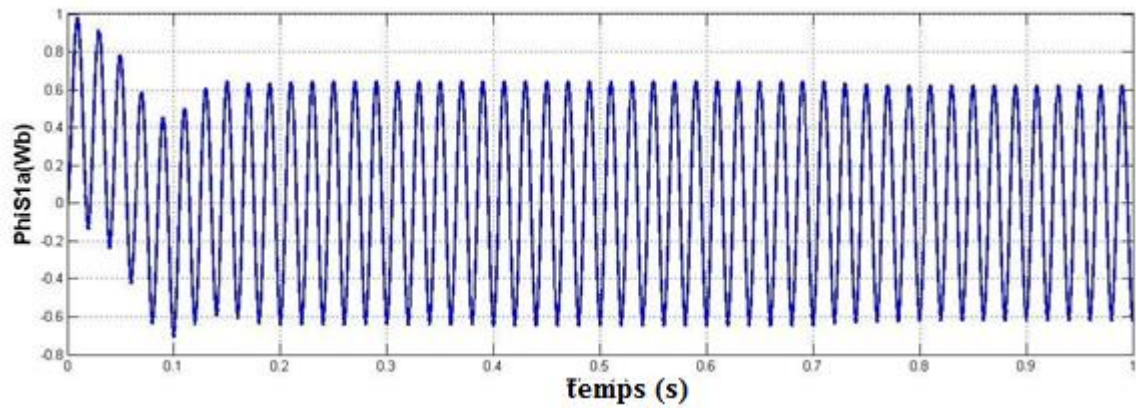


Fig. II- 8: Le flux statoriques 1 ϕ_{S1a} (Wb)

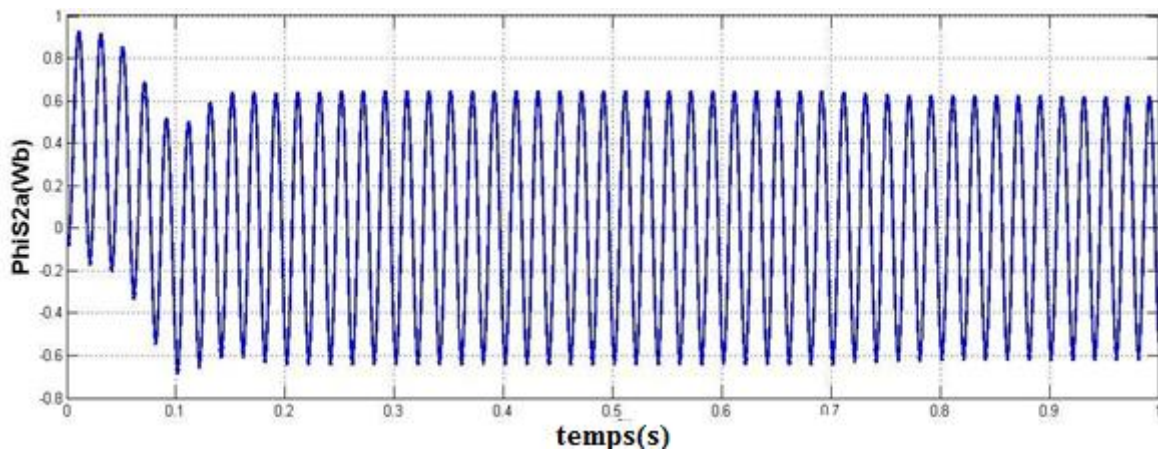


Fig. II- 09: Le flux statoriques 2 ϕ_{S2a} (Wb)

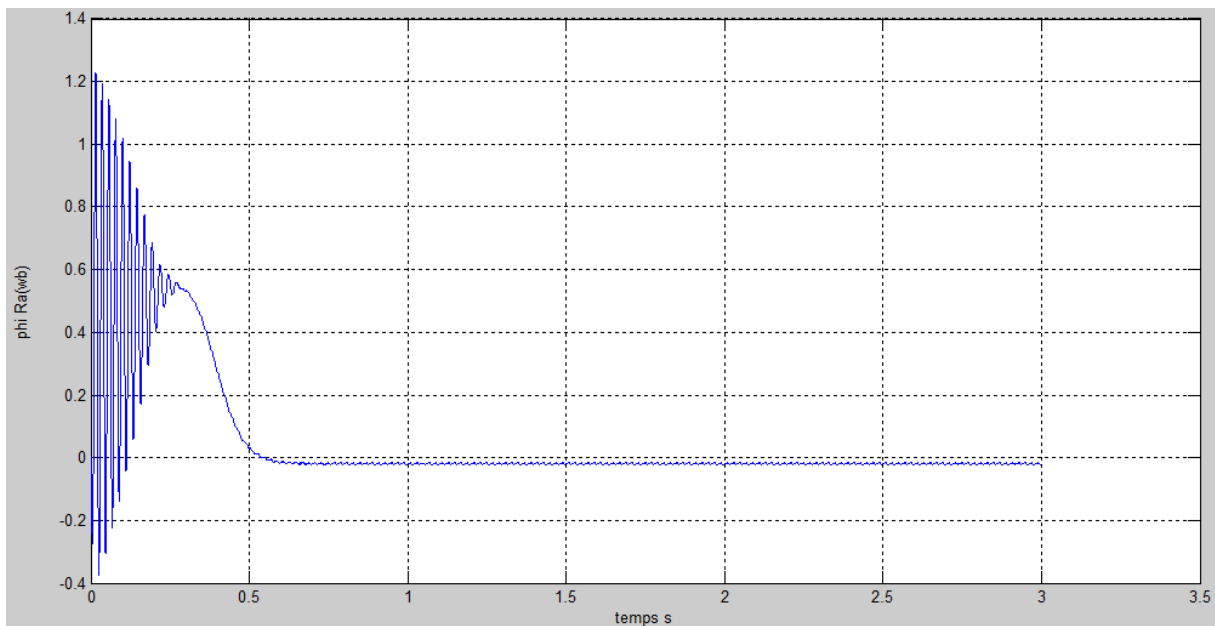


Fig. II- 10: Le flux rotorique ϕ_{ra} (Wb)

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 .

L'insertion de la charge dans les deux cas d'alimentations engendre une variation de la vitesse.

Chapitre III

la commande vectorielle et backstepping de la MASDE

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 avancés 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 .

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 a courant continu à excitation séparée. Cette dernière présente une qualité intrinsèque, car elle permet un contrôle séparé du flux et du couple. [13]

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

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.

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

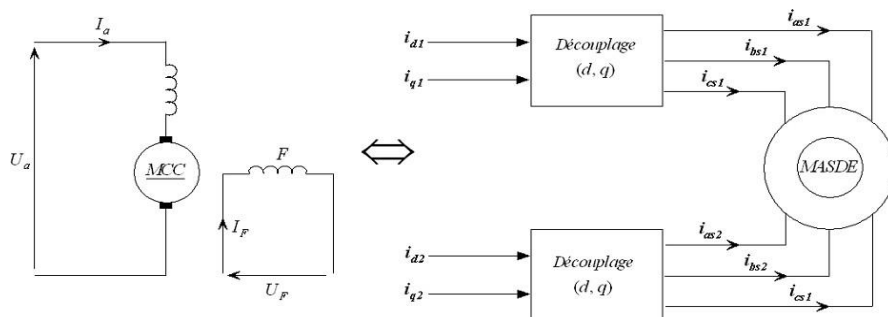


Fig. III- 1: Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE

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].

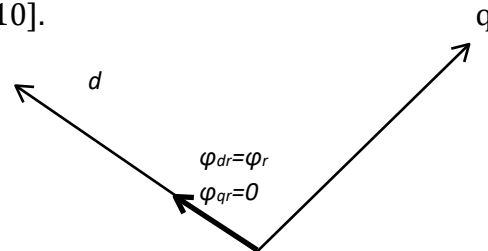


Figure III.2: Orientation du flux rotorique sur l'axe d.

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 ($\Psi_{dr} = \Psi_r$ et $\Psi_{qr}=0$), on aura la forme du couple électromagnétique suivante:

$$c_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} 1 \left[(i_{q1} + i_{q2}) \Psi_r \right] = K'' \Psi_r i_q \tag{III.2}$$

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

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 commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs de la machine du couple électromagnétique et du flux, Pour cela, nous choisissons pour le système découplé une loi de commande et un système d'axes assurant ce découplage.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone double étoile dans un référentiel biphasé (d, q) lié au champ tournant, On introduisant les coordonnées de champs, nous trouvons plusieurs types d'orientation de flux de telle façon que l'axe « d » soit confondu avec la direction désirée du flux

1- Orientation du flux rotorique :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r \text{ et } \varphi_{qr} = 0$$

2- Orientation du flux statorique :

$$\varphi_{ds} = \varphi_s \text{ et } \varphi_{qs} = 0$$

3- Orientation du flux d'entrefer :

$$\varphi_{md} = \varphi_m \text{ et } \varphi_{mq} = 0$$

III.4 Commande vectorielle avec orientation du flux rotorique

Dans ce travail, nous traitons seulement la méthode de commande par orientation du flux rotorique $\varphi_{dr} = \varphi_r$ et $\varphi_{qr} = 0$ 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.

III.5 Découplage par compensation

Considérons comme référence de commande le flux rotorique φ_{rref} et le couple C_{emref} .

En tenant compte que l'axe d coïncide avec le vecteur flux rotorique et la condition, $\varphi_{dr} = \varphi_{rref}$, l'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équation (II.31) donne:

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\varphi_{dr} - L_m(I_{ds1} + I_{ds2})}{L_r + L_m} \\ I_{qr} = -\frac{L_m}{L_r + L_m}(I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

En remplaçant l'expression (III.3) dans l'expression (II.25), on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = \lambda_1 I_{ds1} + L_r \eta I_{ds2} + \eta \varphi_{rref} \\ \varphi_{qs1} = \lambda_1 I_{qs1} + L_r \eta I_{qs2} \\ \varphi_{ds2} = \lambda_2 I_{ds2} + L_r \eta I_{ds1} + \eta \varphi_{rref} \\ \varphi_{qs2} = \lambda_2 I_{qs2} + L_r \eta I_{qs1} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Avec:

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

$$\varphi_{rref} = L_m(I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (\text{III.5})$$

$$I_{qr} = \frac{-\omega_{glref} \varphi_{rref}}{R_r} \quad (\text{III.6})$$

La relation du courant rotorique est donc :

$$I_{qr} = \frac{-\omega_{glref} \varphi_{rref}}{R_r} \quad (III.7)$$

En remplaçant les équations (III.4), (III.5) et (III.6) dans le système d'équation (II.28), on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = R_{s1} I_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{ds1} - \omega_{sref} (L_{s1} I_{qs1} + T_r \varphi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs1ref} = R_{s1} I_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{qs1} + \omega_{sref} (L_{s1} I_{ds1} + \varphi_{rref}) \\ V_{ds2ref} = R_{s2} I_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{ds2} - \omega_{sref} (L_{s2} I_{qs2} + T_r \varphi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs2ref} = R_{s2} I_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{qs2} + \omega_{sref} (L_{s2} I_{ds2} + \varphi_{rref}) \end{cases} \quad (III.8)$$

Avec:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}; \omega_{glref} = \omega_{sref} - \omega_r$$

En introduisant l'équation (III.6) dans (III.7), on trouve :

$$\omega_{glref} = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \varphi_{rref}} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (III.9)$$

À partir d'équation (III.2) on a :

$$C_{emref} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} \varphi_{rref} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (III.10)$$

À partir de ces relations, il est clair que les courants statoriques en quadrature et le flux de référence ne sont pas parfaitement indépendants, de ce fait, on peut décomposer le système d'équations (III.8) en deux parties, nous utilisons une méthode de décompensations qui permet de découpler le couple et le flux. Pour cette raison on peut écrire le système d'équation (III.8) comme suit.

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = V_{ds1} - V_{ds1c} \\ V_{qs1ref} = V_{qs1} - V_{qs1c} \\ V_{ds2ref} = V_{ds2} - V_{ds2c} \\ V_{qs2ref} = V_{qs2} - V_{qs2c} \end{cases} \quad (III.11)$$

Où : La première partie consiste à introduire les tensions statoriques V_{ds1} ; V_{qs1} ; V_{ds2} et V_{qs2} qui sont directement liées aux courants statoriques I_{ds1} ; I_{qs1} ; I_{ds2} et I_{qs2} respectivement, en d'autres termes, entre le flux et le couple, pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, dans ce cas, le découplage est très important.

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}I_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}I_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{ds2} \\ V_{qs1} = R_{s1}I_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{qs1} \\ V_{qs2} = R_{s2}I_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{qs2} \end{cases} \quad (III.12)$$

La deuxième concerne les tensions V_{ds1c} ; V_{qs1c} ; V_{ds2c} et V_{qs2c} qui sont calculées en fonction de plusieurs grandeurs telles que, courants statoriques, la pulsation de synchronisme, de glissement, et le flux rotorique de référence.

$$\begin{cases} V_{ds1c} = \omega_{sref} (L_{s1}I_{qs1} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs1c} = \omega_{sref} (L_{s1}I_{ds1} + \phi_{rref}) \\ V_{ds2c} = \omega_{sref} (L_{s2}I_{qs2} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs2c} = \omega_{sref} (L_{s2}I_{ds2} + \phi_{rref}) \end{cases} \quad (III.13)$$

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

Les deux enroulements statoriques sont identiques, donc les puissances fournies par les deux systèmes d'enroulements sont égaux d'où :

$$\begin{aligned} I_{ds1ref} = I_{ds2ref} = I_{ds} / 2 \\ I_{qs1ref} = I_{qs2ref} = I_{qs} / 2 \end{aligned}$$

Le schéma bloc de la commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique est représenté par la figure(III.3)

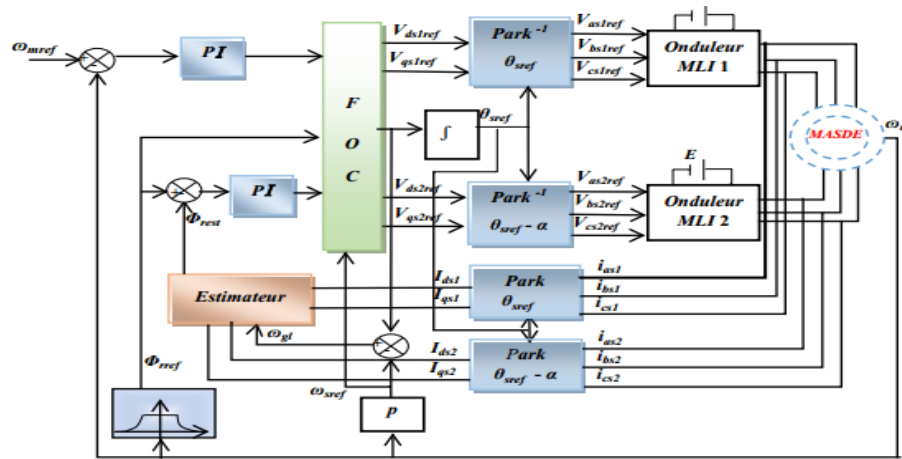


Figure III.3: Principe de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la MASDE

III.6 Estimation du flux rotorique

La commande vectorielle directe nécessite une bonne connaissance du module du flux rotorique et sa position, Actuellement, les techniques récentes et les plus utilisées

dans ce mode de contrôle sont la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur ou l'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques qui se basent sur le modèle dynamique du flux rotorique qui est implanté à partir des mesures de courants statoriques I_{ds1} , I_{qs1} , I_{ds2} et I_{qs2} et de la pulsation du glissement .

Les flux rotoriques sont estimés par les équations suivantes comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{drest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) + \omega_{glref} \varphi_{qrest} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_{drest} \\ \frac{d\varphi_{qrest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) + \omega_{glref} \varphi_{drest} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_{qrest} \end{cases} \quad (III.14)$$

Le module de flux rotorique est calculé par:

$$\varphi_{rest} = \sqrt{\varphi_{drest}^2 + \varphi_{qrest}^2} \quad (III.15)$$

III.7 Synthèse des régulateurs PI

Pour la réalisation d'une commande vectorielle de la MASDE et régler les courants I_{ds} et I_{qs} , la vitesse et le flux, il faut utiliser des régulateurs Proportionnels Intégrales (PI), à cause des avantages qu'ils apportent (rapidité, simplicité, autorisant la fréquence du MLI, etc...) et qu'il assure une erreur nulle grâce à l'action d'intégration.

Les régulateurs de courants ont pour but d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes . Nous avons vu que le découplage entre les axes d et q nous permet d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et du couple, notamment, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne et compenser rapidement les perturbations

Tous les régulateurs, qui seront utilisés dans notre travail, seront de type PI dont la forme de la fonction de transfert est :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{III.16}$$

Avec:

K_p : Le coefficient de proportionnalité

K_i : Le coefficient d'intégration.

La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un PI valable selon les deux axes d et q .

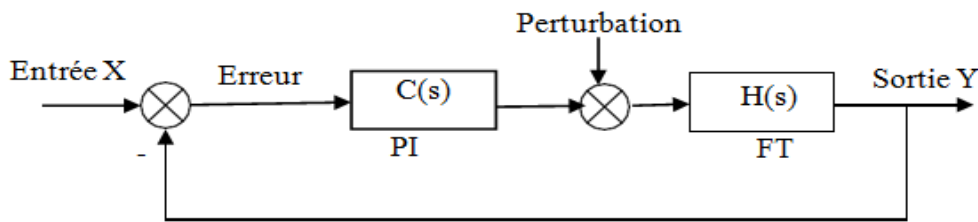


Figure III.4: Schéma fonctionnel du système asservi du premier ordre régulé par un PI.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système de la figure III.4 est écrite comme suit:

$$T(s) = C(s)H(s) = \frac{K_p s + K_i}{as^2 + bs} \tag{III.17}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est:

$$F(s) = \frac{T(s)}{1+T(s)} = \frac{K_p s + K_i}{as^2 + (b + K_p)s + K_i} \tag{III.18}$$

Le dénominateur de la fonction de transfert de chaque régulateur est de la forme :

$$D(s) = S^2 + 2\xi\omega_0 s + 2\omega_0^2 \tag{III.19}$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés

- Calcul des régulateurs de courant D'après le système d'équation (III.12), on a :

$$\begin{cases} I_{ds1} = \frac{V_{ds1}}{R_{s1} + L_{s1}S} \\ I_{ds2} = \frac{V_{ds2}}{R_{s2} + L_{s2}S} \\ I_{qs1} = \frac{V_{qs1}}{R_{s1} + L_{s1}S} \\ I_{qs2} = \frac{V_{qs2}}{R_{s2} + L_{s2}S} \end{cases} \tag{III.20}$$

La boucle de régulation des courants est représentée par la figure suivante :

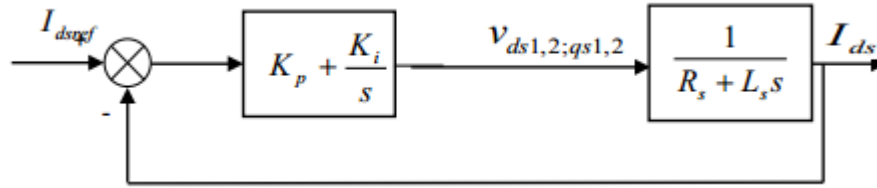


Figure III.5: Schéma fonctionnel du régulateurs des courants I_{ds1} ; I_{ds2} ; I_{qs1} ; I_{qs2} .

L'expression mathématique du régulateurs de courants donnée par :

$$F(PI_{I_{ds};I_{qs}}) = K_{pl} + \frac{K_{il}}{S} \quad (III.21)$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la Figure III.5 est écrite comme suit :

$$\frac{I_{ds1,2;I_{qs1,2}}}{I_{ds1,2;I_{qs1,2}(ref)}} = \frac{K_{pI_{ds1,2}}s + K_{iI_{ds1,2}}}{L_{s1,2}s^2 + (R_{s1,2} + K_{pI_{ds1,2}})s} \quad (III.22)$$

En imposant pour chaque polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués $S_{1,2} = \zeta(1 \pm j)$

Par identification entre les équations (III.22) et (III.19) terme à terme, nous aboutissons aux paramètres du régulateur PI, on aura:

- Le régulateur PI du courant I_{ds1} :

$$\begin{cases} K_{p(I_{ds1})} = 2\xi\omega_0 L_{s1} - R_{s1} \\ K_{i(I_{ds1})} = 2\omega_0^2 L_{s1} \end{cases} \quad (III.23)$$

- Le régulateur PI du courant I_{ds2} :

$$\begin{cases} K_{p(I_{ds2})} = 2\xi\omega_0 L_{s2} - R_{s2} \\ K_{i(I_{ds2})} = 2\omega_0^2 L_{s2} \end{cases} \quad (III.24)$$

- Le régulateur PI du courant I_{qs1} :

$$\begin{cases} K_{p(I_{qs1})} = 2\xi\omega_0 L_{s1} - R_{s1} \\ K_{i(I_{qs1})} = 2\omega_0^2 L_{s1} \end{cases} \quad (III.25)$$

- Le régulateur PI du courant I_{qs2} :

$$\begin{cases} K_{p(I_{qs2})} = 2\xi\omega_0 L_{s1} - R_{s1} \\ K_{i(I_{qs2})} = 2\omega_0^2 L_{s2} \end{cases} \quad (III.26)$$

- **Calcul du régulateur de vitesse**

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante:

$$C_{em} - C_r = j \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + K_f \Rightarrow \omega_r = \frac{C_{em} - C_r}{j \cdot s + K_f} \quad (III.27)$$

Le schéma fonctionnel de la chaîne de régulation de vitesse représentée par la figure III.6

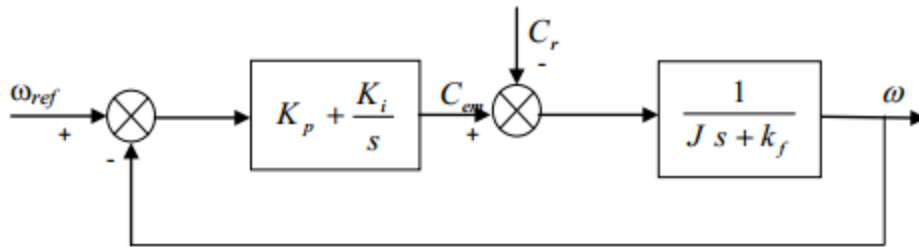


Figure III.6: Schéma fonctionnel du régulateur de la vitesse ω_r .

La fonction de transfert en boucle fermée, calculée à partir du schéma précédent, est donnée par :

$$\frac{\omega_r}{\omega_{ref}} = \frac{K_{p\omega}S + K_{i\omega}}{S^2 + \frac{1}{j}(K_f + K_{p\omega})S + \frac{K_{i\omega}}{j}} \quad (III.28)$$

De même que le calcul précédent concernant les courants et par identification on trouve :

$$\begin{cases} K_{p(\omega)} = 2j\xi - K_f \\ K_{i(\omega)} = 2j\omega_0^2 \end{cases} \quad (III.29)$$

III.8 Fonctionnement du moteur en charge :

Les performances de commande obtenues sont illustrées par la figure III.7 qui concerne l'analyse du comportement de la machine à commandé en fonctionnement en charge.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, d'après la figure III.7(a) on remarque que la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, à l'instant $t \approx 0.7sec$, elle atteint $300 rad/sec$ (début du régime permanent), puis on constate également que la vitesse subit une petite chute à l'instant de l'application de la charge ($C_r = 15N.m$) à $t = 2.5 sec$.

Le flux rotorique converge vers sa valeur de référence (1.2 Wb) et reste toujours constant quelque soit les variations appliquées sur le couple de charge comme montre la figure III.7 (b).

La figure III.7 (c) montre également que le couple électromagnétique rejoint après un régime transitoire le couple de charge appliquée, la réponse du couple et du flux présentent de bonnes performances et le découplage est parfaitement réalisé.

Les courbes de courants présentées dans la figure III.7 (d) montrent l'existence des pics lors du régime transitoire et le courant I_{qs1} suit la variation de couple électromagnétique.

La commande générée par le contrôleur est sensible aux perturbations de charge.

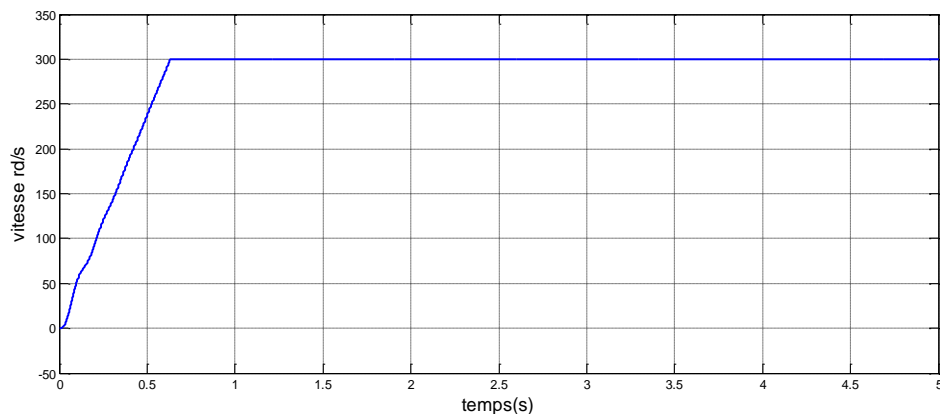


Figure III:7 (a) la vitesse de rotation rd/s

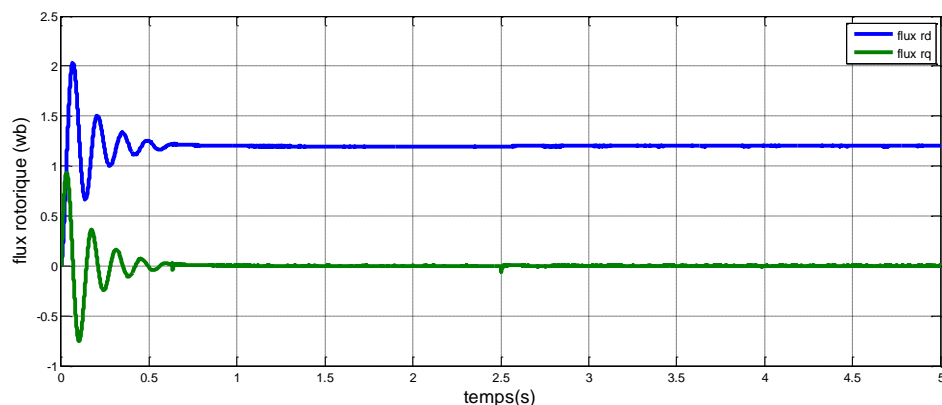


Figure III:7 (b) le flux rotorique (wb)

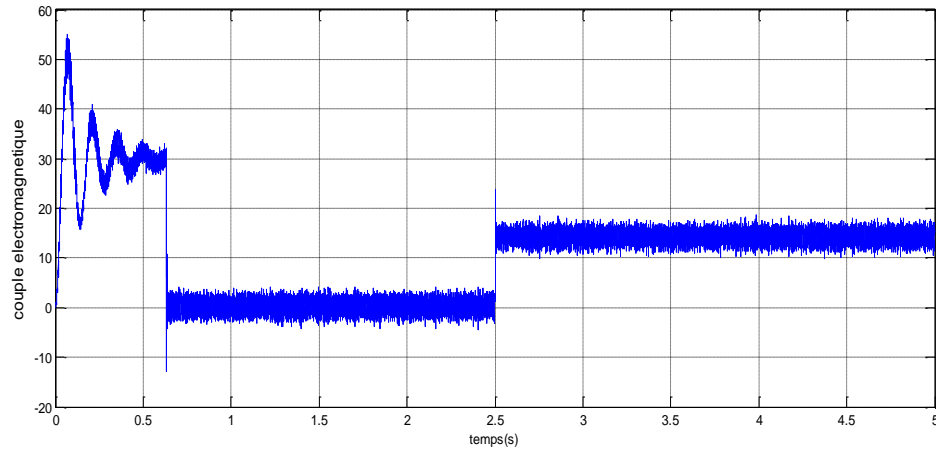


Figure III.7 (C) le couple électromagnétique

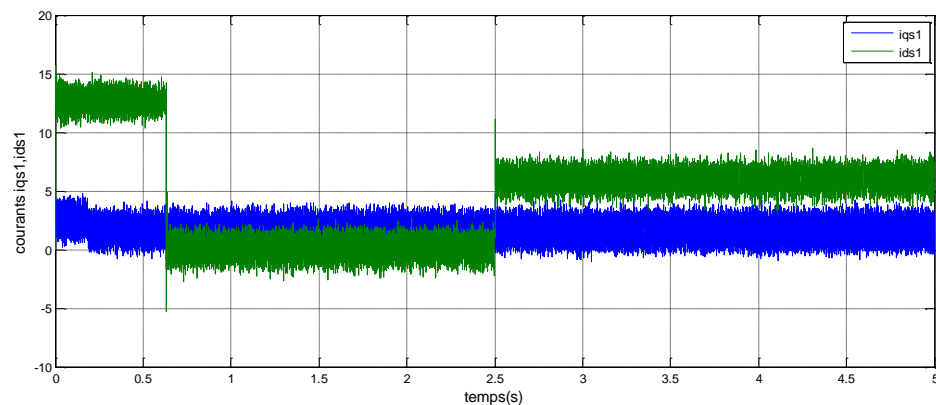


Figure III:courants iqs1 ,ids1 (d)

Figure III.7: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande vectorielle pour un fonctionnement en charge.

III.9 la commande par backstepping de la MASDE

L'approche du backstepping, que nous allons appliquer pour la commande de la machine asynchrone double étoile basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique.

Dans ce qui va suivre, on sera exposé l'application du backstepping sur le modèle dynamique du MASDE basé sur l'approche de la méthode directe de Lyapunov. Tout en respectant à chaque étape la stabilité de la fonction de Lyapunov associée, on procède en deux étapes pour synthétiser une loi de commande backstepping stabilisante. La première étape consiste à asservir des variables de sortie (vitesse, flux). Pour imposer à ces sorties une trajectoire, nous avons choisi comme variables intermédiaires les courants statoriques qui doivent suivre leurs valeurs de référence définies par le "contrôle virtuel", dans la seconde étape, nous allons calculer les commandes en tension (tensions statoriques) nécessaires pour faire converger le "contrôle virtuel" vers les valeurs désirées. Dans cette partie, l'objectif attendu est d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro et de réaliser la stabilité et l'équilibre du système.

Etape 1 : Boucle de vitesse et de flux

Notre objectif est concevoir une loi de commande de type backstepping permettant de forcer la vitesse de rotation et le flux rotorique à suivre leurs références.

$$\begin{cases} Z_\omega = \omega_{rref} - \omega_r \\ Z_\varphi = \varphi_{rref} - \varphi_r \end{cases} \quad (III.30)$$

Ses dérivées sont données comme suit :

$$\begin{cases} \dot{Z}_\omega = \dot{\omega}_{rref} - \dot{\omega}_r \\ \dot{Z}_\varphi = \dot{\varphi}_{rref} - \dot{\varphi}_r \end{cases} \quad (III.31)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{rref} (I_{qs1} + I_{qs2}) - C_r \frac{p}{J} \frac{K_f}{J} \omega_r \quad (III.32)$$

$$\dot{\varphi}_r = -\frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (III.33)$$

On remplace les équations (III.32) et (III.33) dans le système d'équation (III.31) ; on aura :

$$\begin{cases} \dot{Z}_\omega = \dot{\omega}_{rref} - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{rref} (I_{qs1} + I_{qs2}) + C_r \frac{p}{J} + \frac{K_f}{J} \omega_r \\ \dot{Z}_\varphi = \dot{\varphi}_{rref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) \end{cases} \quad (III.34)$$

Nous définissons la première fonction de Lyapunov intermédiaire réduite V_1 comme suit:

$$V_1 = \frac{1}{2} (Z_\omega^2 + Z_\varphi^2) \quad (III.35)$$

V_1 est défini positif, sa dérivée est:

$$\dot{V}_1 = Z_\omega \dot{Z}_\omega + Z_\varphi \dot{Z}_\varphi \quad (III.36)$$

A partir du système d'équations(III.34), on peut réécrire la dérivée de V_1 comme suit:

$$\dot{V}_1 = Z_\omega \left\{ \dot{\omega}_{rref} - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{rref} (I_{qs1} + I_{qs2}) + C_r \frac{p}{J} + \frac{K_f}{J} \omega_r \right\} + Z_\varphi \left\{ \dot{\varphi}_{rref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) \right\} \quad (III.37)$$

Pour atteindre la stabilité selon la théorie de Lyapunov, la dérivée de V_1 doit être toujours négative ($\dot{V} < 0$), dans ce cas, on prend:

$$\begin{cases} \dot{Z}_\omega = -G_1 Z_\omega \\ \dot{Z}_\varphi = -G_2 Z_\varphi \end{cases} \quad (III.38)$$

Où : G_1 et G_2 sont des gains positifs.

En remplaçant le système d'équations (III.38) dans le système d'équations (III.36), la stabilité est vérifiée par l'inégalité suivante .

$$\dot{V}_1 = -G_1 Z_\omega^2 - G_2 Z_\varphi^2 < 0 \quad (III.39)$$

$V < 0$ est vérifié $\forall G_1 > 0$ et $G_2 > 0$.

A partir du système d'équation(III.38), on peut réécrire le système d'équation (III.34) comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\omega}_r = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{ref} (I_{qs1} + I_{qs2}) - C_r \frac{P}{J} \frac{K_f}{J} \omega_r = -G_1 Z_\omega \\ \dot{\varphi}_r = -\frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) = -G_2 Z_\varphi \end{cases} \quad (III.40)$$

On considère i_{ds} et i_{qs} comme des commandes virtuelles de notre premier sous-système, en posant:

$$\begin{cases} I_{ds1} + I_{ds2} = I_{ds1ref} + I_{ds2ref} = I_{dsref} \\ I_{qs1} + I_{qs2} = I_{qs1ref} + I_{qs2ref} = I_{qsref} \end{cases} \quad (III.41)$$

On remplace l'équation (III.41) dans l'équation (III.40), On obtient alors:

$$\begin{cases} -G_1 Z_\omega = \omega_{ref} - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{ref} I_{qsref} + C_r \frac{P}{J} + \frac{K_f}{J} \omega_r \\ -G_2 Z_\varphi = \varphi_{ref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} I_{dsref} \end{cases} \quad (III.42)$$

Enfin, les éléments de commande virtuelle sont donnés par:

$$I_{dsref} = \frac{L_m + L_r}{L_m R_r} \left[\varphi + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + G_2 Z_\varphi \right] \quad (III.43)$$

$$I_{qsref} = \frac{J(L_m + L_r)}{P^2 L_m \varphi_{ref}} \left[\omega_{ref} + C_r \frac{P}{J} + \frac{K_f}{J} \omega_r + G_1 Z_\omega \right] \quad (III.44)$$

Etape 2 : Boucle des courants

Dans cette étape, on définit 4 nouvelles erreurs des composantes du courant statorique I_{ds1} , I_{ds2} , I_{qs1} , I_{qs2} . On va construire une loi de commande qui forçant les courants résultant de la première étape pour atteindre leurs références souhaitées I_{ds1ref} , i_{ds2ref} , I_{qs1ref} , I_{qs2ref} respectivement. Notre objectif est de calculer les tensions de commande.

On définit 4 nouvelles erreurs des composantes du courant statorique données par :

$$\begin{cases} Z_{ids1} = I_{ds1ref} - I_{ds1} \\ Z_{ids2} = I_{ds2ref} - I_{ds2} \\ Z_{iqs1} = I_{qs1ref} - I_{qs1} \\ Z_{iqs2} = I_{qs2ref} - I_{qs2} \end{cases} \quad (III.45)$$

Ses dérivées sont données comme suit :

$$\begin{cases} \dot{Z}_{ids1} = \dot{I}_{ds1ref} - \dot{I}_{ds1} \\ \dot{Z}_{ids2} = \dot{I}_{ds2ref} - \dot{I}_{ds2} \\ \dot{Z}_{iqs1} = \dot{I}_{qs1ref} - \dot{I}_{qs1} \\ \dot{Z}_{iqs2} = \dot{I}_{qs2ref} - \dot{I}_{qs2} \end{cases} \quad (III.46)$$

le système d' équation devient :

$$\begin{cases} \dot{Z}_{ids1} = \dot{I}_{sd1ref} - \frac{1}{L_{s1}}(V_{sd1} - R_{s1}I_{sd1}) - \frac{1}{L_{s1}} \left[\omega_s (L_{s1}I_{sq1} + T_r \varphi_{rref} \omega_{glref}) \right] \\ \dot{Z}_{ids2} = \dot{I}_{sd2ref} - \frac{1}{L_{s2}}(V_{sd2} - R_{s2}I_{sd2}) - \frac{1}{L_{s2}} \left[\omega_s (L_{s2}I_{sq2} + T_r \varphi_{rref} \omega_{glref}) \right] \\ \dot{Z}_{iqs1} = \dot{I}_{sq1ref} - \frac{1}{L_{s1}}(V_{sq1} - R_{s1}I_{sq1}) - \frac{1}{L_{s1}} \left[\omega_s (L_{s1}I_{sd1} + T_r \varphi_{rref} \omega_{glref}) \right] \\ \dot{Z}_{iqs2} = \dot{I}_{sq2ref} - \frac{1}{L_{s2}}(V_{sq2} - R_{s2}I_{sq2}) - \frac{1}{L_{s2}} \left[\omega_s (L_{s2}I_{sd2} + T_r \varphi_{rref} \omega_{glref}) \right] \end{cases} \quad (III.47)$$

Nous remarquons que les variables de contrôle réelles V_{sd1} , V_{sd2} , V_{sd3} , V_{sd4} sont apparues dans le système de l'équation (III.47). Nous allons donc définir la deuxième fonction de Lyapunov augmentée donnée par:

$$V_2 = \frac{1}{2} \left(Z_\omega^2 + Z_\varphi^2 + Z_{ids1}^2 + Z_{ids2}^2 + Z_{iqs1}^2 + Z_{iqs2}^2 \right) \quad (III.48)$$

Ainsi la dérivée de la fonction de Lyapunov finale est :

$$\dot{V}_2 = \frac{1}{2} \left(Z_\omega \dot{Z}_\omega + Z_\varphi \dot{Z}_\varphi + Z_{ids1} \dot{Z}_{ids1} + Z_{ids2} \dot{Z}_{ids2} + Z_{iqs1} \dot{Z}_{iqs1} + Z_{iqs2} \dot{Z}_{iqs2} \right) \quad (III.49)$$

En appliquant le théorème de stabilité de Lyapunov comme dans la première étape, ou la dérivée de V_2 doit être toujours négative ($\dot{V}_2 < 0$) dans ce cas, on prend:

$$\begin{cases} \dot{Z}_{ids1} = -G_3 Z_{ids1} \\ \dot{Z}_{ids2} = -G_4 Z_{ids2} \\ \dot{Z}_{iqs1} = -G_5 Z_{iqs1} \\ \dot{Z}_{iqs2} = -G_6 Z_{iqs2} \end{cases} \quad (III.50)$$

Où : G_3, G_4, G_5 et G_6 sont des gains positifs.

Donc :

$$V_2 = -G_1 Z_\omega^2 - G_2 Z_\phi^2 - G_3 Z_{ids1}^2 - G_4 Z_{ids2}^2 - G_5 Z_{iqs1}^2 - G_6 Z_{iqs2}^2 < 0 \quad (III.51)$$

Enfin, en mettant l'équivalence entre les systèmes d'équation. (III.47) et le système d'équation (III.50), nous trouvons le contrôle réel représenté par les équations suivantes:

$$V_{ds1} = L_{s1} \dot{I}_{ds1ref} + R_{s1} I_{ds1} - \omega_s (L_{s1} I_{qs1} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) + G_3 Z_{ids1} \quad (III.52)$$

$$V_{ds2} = L_{s2} \dot{I}_{ds2ref} + R_{s2} I_{ds2} - \omega_s (L_{s2} I_{qs2} + T_r \phi_{rref} \omega_{glref}) + G_4 Z_{ids2} \quad (III.53)$$

$$V_{qs1} = L_{s1} \dot{I}_{qs1ref} + R_{s1} I_{qs1} - \omega_s (L_{s1} I_{ds1} + \phi_{rref}) + G_5 Z_{iqs1} \quad (III.54)$$

$$V_{qs2} = L_{s2} \dot{I}_{qs2ref} + R_{s2} I_{qs2} - \omega_s (L_{s2} I_{ds2} + \phi_{rref}) + G_6 Z_{iqs2} \quad (III.55)$$

Où G_3, G_4, G_5 , et G_6 sont des constantes positives, et obtenues par ajustement afin d'assurer la stabilité du système.

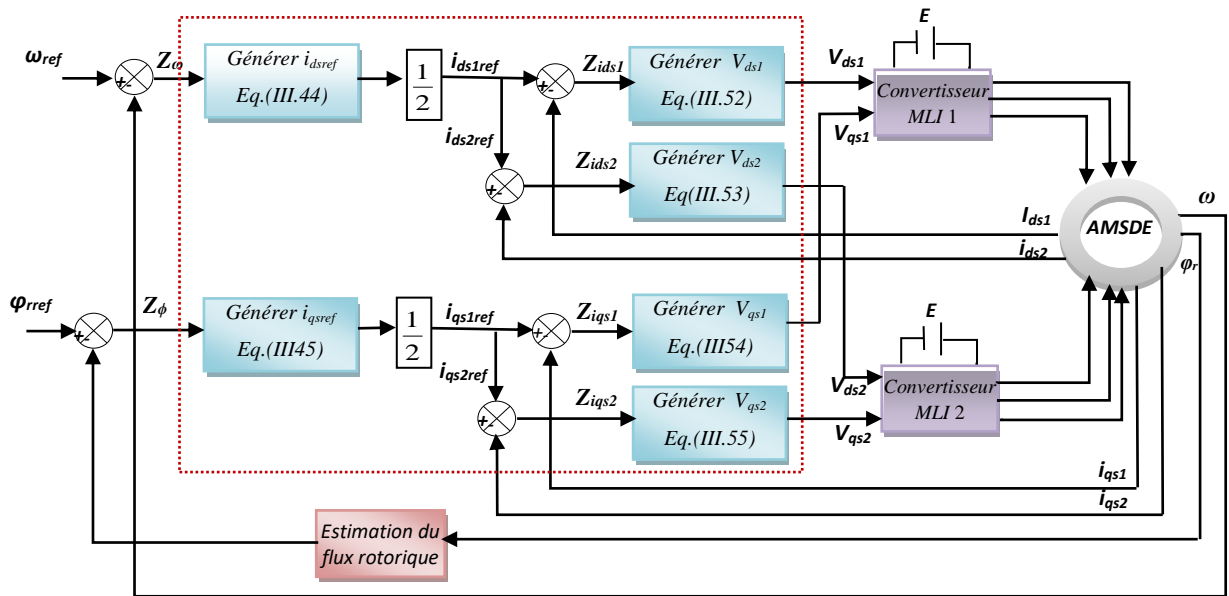


Figure III.8 Principe de la commande par backstepping de la MASDE [11]

III.10 Présentation et interprétation des résultats de simulation

La technique robuste concentre sur variation des paramètres du modèle de la machine asynchrone double étoile « MASDE », ces paramètres de la MASDE ce sont soumise a des déférents phénomènes physiques.

En autre cote nous testons la robustesse de la commande par backstepping de la machine asynchrone double étoile « MASDE » et la commande vectorielle .

Finalement nous avons présente les résultats de simulation de la commande par backstepping.

III.11 Fonctionnement du moteur en charge :

La figure III.9 représente la vitesse, le couple et les composantes du courants statorique obtenues lors de l'application de la commande.

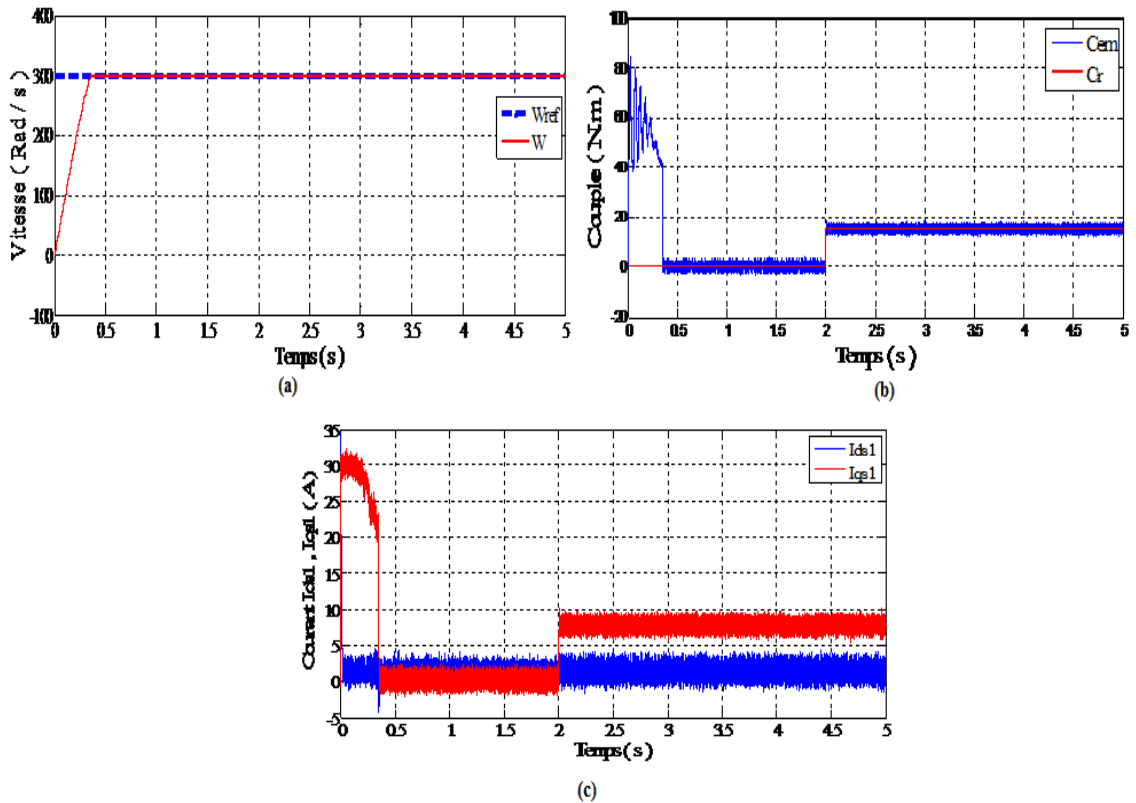


Figure III.9: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par backstepping en fonctionnement en charge.

Conclusion :

Dans la première partie de ce chapitre, des notions de base des deux techniques de commande les plus connues concerne l'étude de la stabilité des systèmes non linéaires ont été exposées, la commande vectorielle, et la commande par backstepping, ensuite nous avons mis en évidence l'application de ces deux méthode sur la MASDE.

La régulation par la méthode de la commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique présente des bonnes performances en termes du rejet de perturbation du dépassement et du temps de l'inversion de la vitesse. Mais l'inconvénient de cette régulation, c'est la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. La conception de la commande par backstepping, fait l'objet de la deuxième partie de ce chapitre, les simulations effectuées montrent l'efficacité de cette approche de commande.

Conclusion Générale

Notre mémoire de fin d'étude est consacré la commande de la machine asynchrone 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.

Le troisième chapitre, expose la commande vectorielle indirecte et par backstepping 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 { 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.

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.

- [1] BOUAMRA Dhia Elhak et BEDDI Nasser Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile :(Modélisation, Alimentation ,Commande) Thème Master académique. Université d'EL-Oued Soutenu 23-24 Juin 2014
- [3] D. Hadiouche, ''contribution { 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 ouargla27/06/2013.
- [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 ouargla26/06/2013.
- [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 double étoile commande par onduleur multi niveaux". Thème d'ingénieur. Université mohamed boudiaf de Msila. 28/juin/2005
- [10] S. Tamazoult "Etude comparative de l'alimentation de la machine asynchrone 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, Juin2005.
- [11]Rahali Hilal « Commandes non linéaires hybrides et robustes de la machine asynchrone à double étoile » Thèse de doctorat de l'Université mohamed boudiaf de Msila 09/01/2020 .

Paramètre de la MASDE

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

$f_s = 50$ (hz);

$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$ (rd/s); $r_{s1} = 2.4 \Omega$;

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

$r_r = 3 \Omega$;

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

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

$l_r = 0.0147$ (h);

$l_m = 0.2$ (h);

$l = 1/l_{s2} + 1/l_{s1} + 1/l_r + 1/l_m$ (h);

$l_a = 1/l$ (h);

$\beta = \pi/6$ (rd)

$p = 3$;

$j = 0.065$;

$f = 0.001$ s;

$\alpha = \pi/6$ (rd);

Programme de simulation

Fichier M

```

clc;

clear all; Vs=220sqrt(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 lm0;
   lm ls1+lm 0 0 lm0;
   0 0 ls2+lm lm 0lm;
   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

```

ملخص :

في هذا العمل، يتم تقديم تحكم موجه مباشر لآلة غير متزامنة ثنائية النجمة مع PI تقليدي وتحكم السيطرة الخلفية. لتنفيذ طرق التحكم السابقة في هذا الجهاز، يتم الاعتماد على DC وعاكس للجهد (PWM). يتم دراسة أداء مخططات التحكم المقترحة في حالة حدوث اضطرابات في الحمل وتغيرات السرعة باستخدام المحاكاة في برنامج المحاكاة ماتلاب. تم عرض ومناقشة نتائج المحاكاة المتعلقة بالاستجابة في كل من طريقتي التحكم. الكلمات المفتاحية: السيطرة الخلفية , الآلة غير متزامنة ثنائية النجمة , ماتلاب .

Résume:

Dans ce travail, une commande vectoriel direct d'un machine asynchrone double étoile (MASDE) avec un PI conventionnel et une commande backstepping sont présentées.

Pour réaliser ces controles de ce machine, une bus contenie DC et un onduleur de tension (MLI) sont introduits. Les performances des schémas de contrôle proposés en cas de perturbations de charge et de variations de paramètres sont étudiées avec simulations. Les résultats de la simulation concernant la réponse en vitesse avec les deux méthodes de contrôle sont présentés et discutés.

Mots clés : backstepping , machine asynchrone double etoile, matlab.

Abstract:

In this work a direct field oriented control of a double star induction motor (DSIM) drive with a conventional PI and backstepping control are presented.

To realize a control of this motor, a DC supply and a PWM voltage source inverter (VSI) are introduced. Performance of the proposed control schemes under load disturbances and parameter variations is studied through simulations. The simulation results regarding the speed response with both method control are presented and discussed.

Keywords: backstepping , double star induction motor , matlab.