

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

Mostefa Kamel Benyaya

Lakhdar Bensaadi

Thème:

**Commande de Vitesse par Backstepping d'une Machine
Asynchrone Double Etoile**

Soumis au jury composé de :

M^f Benyoussef Lakhdar

MCA

Président

UKM Ouargla

M^f Bouakaz Ouahid

MAA

Encadreur/rapporteur

UKM Ouargla

M^f Ider zahir

MAA

Examineur

UKM Ouargla

Année universitaire 2021/2022

Remerciement

Remerciement Au nom de Dieu, le miséricordieux, louange à Dieu seigneur des mondes

Nous tenons, tout d'abord ; à adresser nos plus profonds et sincères remerciement

A notre encadreur « Ouahid Bouakaz » Qui a dirigé ce travail, pour tous ses conseils et ses encouragements

nous remercions aussi les membres de jury: Ider Zahir , Benyoussef Lakhdar qui ont accepté d'examiner notre travail.

Nous vous disons merci pour tous vos efforts

Dédicaces

Nous dédions ce travail à :

A la mémoire de tous nos chers

A nos très chers parents

A nos chers frères et sœurs

A toutes nos familles de près ou de loin

A tous nos chers amis

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre 1 : Modélisation de machine asynchrone double étoile	
1.1 Introduction	3
1.2 Description de la machine asynchrone double étoile	3
1.3 Hypothèses simplificatrices	3
1.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile	4
1.5 Applications de la Machine asynchrone double étoile	4
1.6 Avantages des Machines asynchrones double étoile	5
1.6.1 Segmentation de puissance	5
1.6.2 Amélioration de la fiabilité	5
1.6.3 Minimisation des ondulations des courants et du couple	5
1.7 Inconvénients des machines asynchrone double étoile	5
1.8 Partie fixe (stator)	6
1.9 Partie mobile (rotor)	6
1.10 Modèle triphasé de la machine asynchrone double étoile (MASDE)	6
1.10.1 Représentation de la machine	6
1.10.2 Equations électriques	7
1.10.3 Equations magnétiques	8
1.10.4 Expression du couple électromagnétique	9
1.10.5 Equation mécanique	9
1.11 Modèle biphasé de la MASDE	9
1.11.1 Transformation de Park	9
1.11.2 Modèle de la MASDE selon le système d'axes (d, q)	10
1.11.2.1 Choix du référentiel	10
1.11.3 Modèle biphasé de la MASDE lié au champ tournant	11
1.11.4 Puissance absorbée et couple électromagnétique	12
1.12 Résultats de simulation	13

1.12.1 Interprétation des résultats de simulation	14
1.13 Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension	15
1.13.1 Modélisation de l'onduleur à commande MLI :	16
1.13.2 Stratégie de commande sinus-triangle	16
1.13.3 Simulation et interprétation des résultats	18
1.13.4 interprétation des résultats	19
1.14 Conclusion	19
Chapitre 2 : commande vectorielle de la MASDE	
2.1 introduction	20
2.2 Principe de la commande vectorielle	20
2.3 Procédé d'orientation de flux	21
2.4 Différentes méthodes de la commande vectorielle	21
2.4.1 Méthode de commande directe	21
2.4.2 Méthode de commande indirecte	22
2.5 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse	22
2.6 Défluxage	22
2.5.1 Calcul des paramètres du régulateurs PI	23
2.5.2 Calcul des paramètres du régulateur de vitesse	25
2.6 Résultats de Simulation	25
2.7 Interprétation des résultats de simulation	26
2.8 Tests de robustesse	27
2.9 Conclusion	29
Chapitre 3 :Commande par backstepping de la MASDE	
3.1 Introduction	30
3.2 Méthodes de Lyapunov	30
3.3 Commande par backstepping	30
3.3.1 principe de commande backstepping	30
3.3.2 Méthode générale de synthèse réursive par backstepping	31
3.4 Application de la commande par Backstepping à la MASDE	33
3.5 Résultats de simulation	37
3.6 Tests de robustesse	38

3.7 Etude comparative	40
3.8 Conclusion	43
Conclusion générale	44
Résumé	45

List de figures

Figure 1.1 Représentation des enroulements de la machine asynchrone double étoile	3
Figure 1.2 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases	5
Figure 1.3 Représentation des enroulements de la MASDE	7
Figure 1.4 Représentation du modèle de la MASDE selon les axes (d,q)	10
Figure1.5: Le schéma bloc de la Machine asynchrone double étoile sous matlab/simulink	14
Figure1.6: l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la charge $C_r = 14$	15
Figure 1.7 Association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI	15
Figure. (1.8) la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge	16
Figure 1.9. Principe de la commande M.L.I sinus-triangle	18
Figure 1.10 l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimenté par onduleur	19
Figure 2.1 : principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE	20
Figure 2.2 schéma de défluxage	22
Figure 2.3 schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse	23
Figure 2.4 schéma d'un système asservi du premier ordre régulé par un PI	23
Figure 2.5 schéma de la boucle de régulation des courants statoriques	24
Figure 2.6: boucle de régulation de vitesse	25
Figure 2.7 l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte	26
Figure 2.8 l'évolution des caractéristiques du MASDE par commande vectorielle avec changement de la vitesse de 300 à 200	27
Figure 2.9 l'évolution des caractéristiques du MASDE par commande vectorielle avec l'inversion de la vitesse de 200 à - 200 (rad/s).	28
Figure 3.1 Evolution des caractéristiques de la MASDE par la commande backstepping	37
Figure 3.2 l'évolution des caractéristiques du MASDE par backstepping, suivi d'un changement de la vitesse de 300 à 200 (rad/s)	39
Figure 3.3 l'évolution des caractéristiques du MASDE par backstepping, suivi l'inversion de la vitesse de 200 à - 200 (rad/s)	40
Figure 3.4 Comparaison au niveau de fonctionnement en charge	41

List de figures

Figure 3.5 Comparaison au niveau de changement de la vitesse 300 à 200 (rad/s)	42
Figure 3.6 Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse de 200 à - 200 (rad/s)	43

Liste des symboles et notation

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

C_r : Couple résistant (N.m)

E : Tension continue (V)

f_p : Fréquence de la porteuse (Hz)

$i_{a,b,cr}$: Courants triphasés rotorique (A)

$i_{a,b,cs1,2}$: Courants triphasés statoriques (étoiles 1et 2) (A)

i_{ds1}, i_{qs1} : Courants de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d, q) (A)

i_{ds2}, i_{qs2} : Courants de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q) (A)

i_{dr}, i_{qr} : Courants rotoriques dans le référentiel de Park (d,q) (A)

$a_r, a_{s1,2}$: phases (1) du rotor, étoile (1), étoile (2) respectivement

$b_r, b_{s1,2}$: phases (2) du rotor, étoile (1), étoile (2) respectivement

$c_r, c_{s1,2}$: phases (3) du rotor, étoile (1), étoile (2) respectivement

α : Angle électrique de décalage entre les deux étoiles ;

θ : Angle entre l'étoile (1) et le rotor.

$[i_{s1}], [i_{s2}], [i_r]$: Vecteurs des courants statoriques et rotorique (A)

J : Moment d'inertie ($kg.m^2$)

K_f : Coefficient de frottement (Nms/rd)

K_i : Gain intégral

K_p : Gain proportional

L_{s1} : Inductance propre d'une phase de l'étoile 1 (H)

L_{s2} : Inductance propre d'une phase de l'étoile 2 (H)

L_{sr} : Inductance mutuelle cyclique stators-rotor (H)

L_m : Inductance mutuelle cyclique étoile1-étoile2 et le rotor (H)

L_{ms} : Inductance mutuelle cyclique statoriques (H)

L_{mr} : Inductance mutuelle cyclique rotorique (H)

L_r : Inductance propre d'une phase du rotor (H) mIndice de modulation

p : Nombre de paires de pôles

P : Opérateur de Laplace

R_s : Résistance électrique (Ω)

R_{s1} : Résistance d'une phase (statoriques) de l'étoile 1 (Ω)

R_{s2} : Résistance d'une phase (statoriques) de l'étoile 2 (Ω)

R_r : Résistance d'une phase rotorique (Ω)

r : Coefficient de réglage en tension

t : Temps (s)

T_p : Période du signal de la porteuse (s)

$V_{a,,1,2}$: Tensions triphasées statoriques (étoile 1 et 2) (V)

$V_{ds1,1}$: Tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q) (V)

$V_{d21,2}$: Tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q) (V)

V_{dr}, V_{qr} : Tensions rotoriques dans le référentiel de Park (d,q) (V) [V_{s1}], [V_{s2}], [V_r] : Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques (V)

w_{mag} : Energie magnétique

$\varphi_{a,b,,cr}$: Flux triphasés rotoriques (Wb)

$\varphi_{a,b,cs1,2}$: Flux triphasés statoriques (étoiles 1 et 2) (Wb)

$\varphi_{ds1}, \Phi_{qs1}$: Flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)

$\varphi_{ds2}, \Phi_{qs2}$: Flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)

φ_{dr}, Φ_{qr} : Flux rotoriques dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)

φ_s : Flux statoriques selon (d, q) (Wb)

[φ_s], [φ_r] : Vecteurs des flux statoriques et rotoriques (Wb)

Ω : Vitesse mécanique de rotation du rotor (rd/s)

ω_{gl} : Pulsation électrique du glissement (rd/s)

Ω_n : Vitesse mécanique de rotation du rotor nominal (rd/s)

Liste des symboles et notation

ω_r : Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (rd/s)

ω_s : Pulsation électrique des grandeurs statoriques (rd/s)

τ_r : Constante de temps rotorique (s)

θ : Position de l'axe d par rapport à l'étoile 1(rd)

θ_{gl} : Position de l'axe d par rapport un rotor (rd)

θ_r : Position du rotor par rapport à l'étoile 1(rd)

$\theta_{r-\alpha}$: Position du rotor par rapport à l'étoile 2(rd)

* (exposant) Grandeur de référence

PI : Proportionnel- Intégrale

M.L.I : Modulation par Largeur d'Impulsion

FOC : Field Oriente Contrôle (Command à flux orienté)

IFOC : indirect Field Oriente Contrôle (Command indirect à flux orienté)

MASDE : Machine asynchrone double étoile

CB : Commande par backstepping

CV : Commande vectorielle

Introduction générale

Les techniques de commandes modernes conduisent à une commande des machines asynchrones comparable à celle de la machine à courant continu. Parmi ces techniques, on trouve la commande directe du couple, la commande par retour d'état, la commande vectorielle et la commande adaptative. Ces techniques utilisent des régulateurs aussi bien classiques que modernes qui rendent les commandes citées précédemment robustes [1].

La machine à courant continu était depuis long temps la plus utilisée pour sa capacité de variation de vitesse et sa grande souplesse de fonctionnement. Sa commande est simple car les deux grandeurs couple et flux sont naturellement découplées. Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique. En effet, le collecteur augmente le coût de fabrication et d'entretien de la machine et limite son utilisation dans des milieux explosifs et/ou corrosifs. C'est pourquoi les chercheurs se sont orientés vers la commande des machines à courant alternatif [2].

La simulation numérique est un moyen très efficace qui permet de prévoir le comportement du système placé dans des conditions plus variées. Des problèmes de non-linéarité dont souffrent les systèmes machines-convertisseurs. La simulation nécessite, bien évidemment l'élaboration de modèles mathématiques reposant plus ou moins sur des hypothèses simplificatrices que l'on généralement à justifier [3].

Le but de ce travail est d'implémenter une commande puissante sur MASDE. Améliorez ces performances. Dans ce contexte, ce traité est divisé en trois chapitres. Par conséquent:

- **premier chapitre** : Dans ce chapitre, nous concentrerons sur l'étude de la machine à double étoile et sur la formulation d'hypothèses simplifiées, nous développons en premier lieu un modèle réel de la MASDE, deuxième lieu le modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Nous présentons ensuite l'alimentation de la machine par des sources triphasées puis par onduleurs de tension à deux niveaux et nous commentons enfin les résultats de simulation.

- **deuxième chapitre** : Dans le deuxième chapitre, nous appliquerons la commande vectorielle indirecte à la machine asynchrone double étoile en orientant le flux du rotorique, ce qui nécessite l'utilisation de régulateurs PI classiques.

•**troisième chapitre** : Dans le dernier chapitre, nous appliquerons le Commande backstepping à la machine asynchrone double étoile et passerons en revue ses différents résultats en plus de faire des tests de durabilité.

Enfin, nous faisons une comparaison simple entre le deux commandes.

Chapitre 1 : Modélisation de machine asynchrone double étoile

1.1 Introduction

Les machines asynchrones sont considérés comme l'un des machines les plus utilisés dans l'industrie aujourd'hui, en raison de leurs bonnes performances, de leur faible coût et de leur excellente fiabilité.

La simulation des machines électriques est une étape importante dans son étude afin d'éviter les erreurs et les éventuels problèmes dans le futur

Dans ce chapitre, nous allons étudier et modéliser la machine asynchrone double étoile. Dans un premier temps, nous alimenterons la machine par deux sources sinusoïdal, puis dans un second temps, nous l'alimenterons par deux onduleurs de tension mli.

1.2 Description de la machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone double étoile étudiée dans ce chapitre est une machine qui comporte deux systèmes d'enroulements triphasés (As 1, Bs 1, Cs 1) et (As 2, Bs 2, Cs 2) couplés en étoile fixés au stator et déphasés entre eux d'un angle $\gamma(\gamma=30^\circ)$ et un rotor mobile comportant trois phases ar, br, cr (Figure 1.1). Les deux systèmes de phases du stator sont alimentés par deux sources de tension à fréquence et amplitude égales mais déphasées entre elles d'un angle $\delta(\delta=\gamma=30^\circ)$ [4].

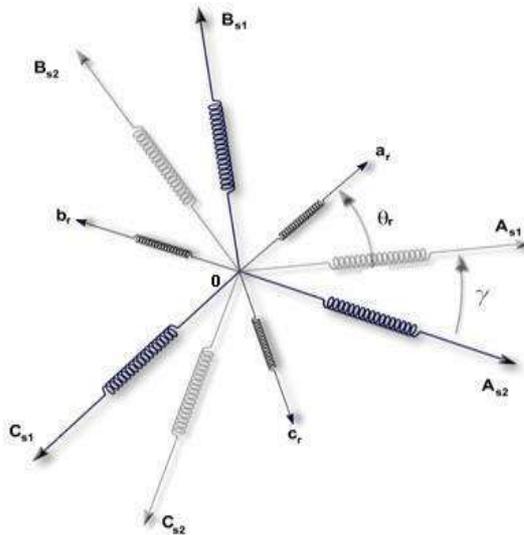


Figure 1.1 Représentation des enroulements de la machine asynchrone double étoile

1.3 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices

- La force magnétomotrice créée par chacune des phases est à répartition sinusoïdale;
- L'entrefer est uniforme ;

- La machine est de constitution symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.

1.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

Les courants triphasés de fréquence f_s alimentant l'enroulement 1 du stator de la machine , donnent naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme N_s , tel que :

$$N_s = \frac{f_s}{p} [tr/s]$$

Les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle γ alimentant l'enroulement 2 du même stator donnent eux aussi naissance à un autre champ tournant à la même vitesse de synchronisme N_s . Ces deux champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse N_r inférieure à celle du synchronisme ($N_r < N_s$), 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 . On dit alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport [4] :

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s}$$

1.5 Applications d e 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 application on cite les pompes, les ventilateurs , les compresseurs , les moulins des compresseurs , les moulins du ciment, etc . Une autre application concerne l'utilisation de la MASDE dans les systèmes de production de l'énergie éolienne (voir la Fig. 1.2) [5]

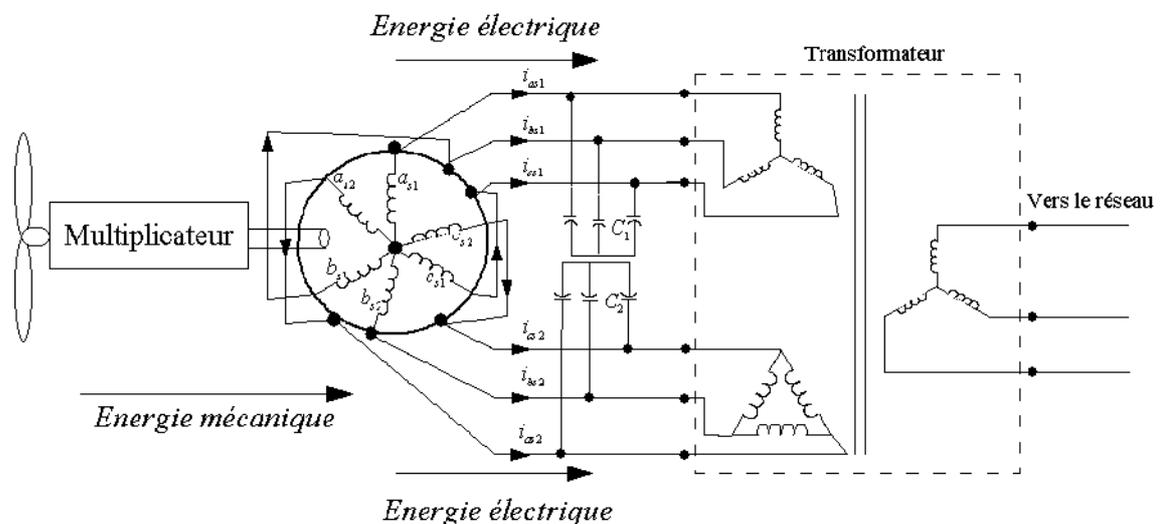


Figure 1.2 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases

1.6 Avantages des Machines asynchrones double étoile

La machine asynchrone double étoile présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles parmi ces avantages en site :

1.6.1 Segmentation de puissance

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur pouvant fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple, La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours [1].

1.6.2 Amélioration de la fiabilité

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commander la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à $(n_{ph} - 3)$ phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension équilibré. Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine [1].

1.6.3 Minimisation des ondulations des courants et du couple

Pour pouvoir comparer les harmoniques du couple électromagnétique on considère deux machines l'une conventionnelle et l'autre double étoile alimentées par des tensions non sinusoïdales. L'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamentale est principalement créée par des harmoniques cinq et sept de temps. Ces harmoniques existent dans la machine triphasée, par contre dans la machine double étoile, ils sont naturellement éliminés [1].

1.7 Inconvénients des machines asynchrone double étoile

La machine asynchrone double étoile présente des inconvénients tels que [6]:

- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.

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

1.8 Partie fixe (stator)

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

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

La vitesse de rotation du champ tournant est inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que[7] : $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$

1.9 Partie mobile (rotor)

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

La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage d'écureuil constitué de barres conductrices court ci cuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques)[7].

1.10 Modèle triphasé de la machine asynchrone double étoile (MASDE)

1.10.1 Représentation de la machine

La représentation schématique de la machine asynchrone double étoile est donnée par la figure 1.3.

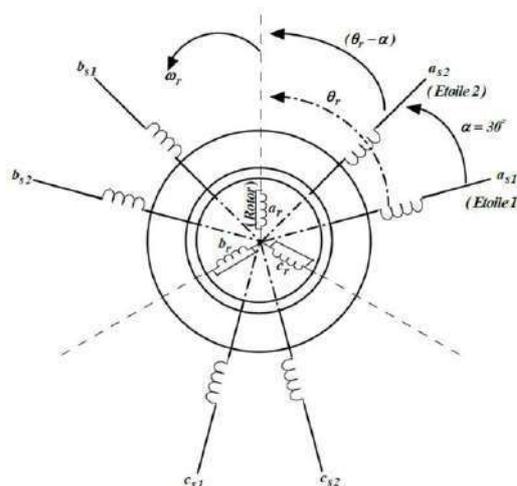


Figure 1.3 Représentation des enroulements de la MASDE

1.10.2 Equations électriques

Les équations des tensions de la MASDE représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux.

$$\text{Pour l'étoile 1: } \begin{cases} v_{as1} = R_{s1}i_{as1} + \frac{d\varphi_{as1}}{dt} \\ v_{bs1} = R_{s1}i_{bs1} + \frac{d\varphi_{bs1}}{dt} \\ v_{cs1} = R_{s1}i_{cs1} + \frac{d\varphi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (1.1)$$

$$\text{Pour l'étoile 2: } \begin{cases} v_{as2} = R_{s2}i_{as2} + \frac{d\varphi_{as2}}{dt} \\ v_{bs2} = R_{s2}i_{bs2} + \frac{d\varphi_{bs2}}{dt} \\ v_{cs2} = R_{s2}i_{cs2} + \frac{d\varphi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (1.2)$$

$$\text{Pour le rotor } \begin{cases} v_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\varphi_{ar}}{dt} \\ v_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\varphi_{br}}{dt} \\ v_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\varphi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (1.3)$$

La forme matricielle s'écrit :

$$\text{Pour l'étoile 1 : } [v_{s1}] = [R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d\varphi_{as1}}{dt}$$

$$\text{Pour l'étoile 2: } [v_{s2}] = [R_{s2}][i_{s2}] + \frac{d\varphi_{bs2}}{dt}$$

$$\text{Pour le rotor : } [v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d\varphi_{cr}}{dt}$$

Avec :

$$[v_{s1}] = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix}; [v_{s2}] = \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix}; [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix};$$

$$[i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}; [i_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix};$$

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

$$[\varphi_{s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as1} \\ \varphi_{bs1} \\ \varphi_{cs1} \end{bmatrix}; [\varphi_{s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as2} \\ \varphi_{bs2} \\ \varphi_{cs2} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}$$

1.10.3 Equations magnétiques

Les équations des flux statoriques (étoiles 1 et 2) et rotorique en fonction des courants sous forme matricielle sont données par :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & L_{s1,s2} & L_{s1,r} \\ L_{s2,s1} & L_{s2,s2} & L_{s2,r} \\ L_{r,s1} & L_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Les sous matrices de la matrice des inductances sont :

$$[L_{s1.s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & L_{ms} \cos \frac{2\pi}{3} & L_{ms} \cos \frac{4\pi}{3} \\ L_{ms} \cos \frac{4\pi}{3} & L_{s1} + L_{ms} & L_{ms} \cos \frac{2\pi}{3} \\ L_{ms} \cos \frac{2\pi}{3} & L_{ms} \cos \frac{4\pi}{3} & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2.s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & L_{ms} \cos \frac{2\pi}{3} & L_{ms} \cos \frac{4\pi}{3} \\ L_{ms} \cos \frac{4\pi}{3} & L_{s2} + L_{ms} & L_{ms} \cos \frac{2\pi}{3} \\ L_{ms} \cos \frac{2\pi}{3} & L_{ms} \cos \frac{4\pi}{3} & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

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

$$[L_{r.r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{ms} & L_{ms} \cos \frac{2\pi}{3} & L_{ms} \cos \frac{4\pi}{3} \\ L_{ms} \cos \frac{4\pi}{3} & L_r + L_{ms} & L_{ms} \cos \frac{2\pi}{3} \\ L_{ms} \cos \frac{2\pi}{3} & L_{ms} \cos \frac{4\pi}{3} & L_r + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1.r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2.r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix}$$

Les sous matrices $[L_{s2.s1}]^t = [L_{s2.s1}]$, $[L_{r.s1}] = [L_{s1.r}]^t$ et $[L_{r.s2}] = [L_{s2.r}]^t$.

1.10.4 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{\partial W}{\partial \theta_{geo}} = P \frac{\partial W}{\partial \theta_{ele}} \quad (1.5)$$

$$\text{Avec : } W = \frac{1}{2} ([i_{s1}]^t [\varphi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\varphi_{s2}] + [i_r]^t [\varphi_r]) \quad (1.6)$$

$$C_{em} = \frac{P}{2} ([i_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1.r}] [i_r]^t + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2.r}] [i_r]^t) \quad (1.7)$$

1.10.5 Equation mécanique

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

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega \quad (1.8)$$

$$\text{Avec : } \omega = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (1.9)$$

$$\Omega = \frac{\omega r}{P} \quad (1.10)$$

1.11 Modèle biphasé de la MASDE

1.11.1 Transformation de Park

Le principe de la transformation de Park consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles a, b, c par des grandeurs d'indices d, q, o (direct, quadratique et homopolaire) à l'aide de la matrice de Park $[p(\theta)]$.

- Matrice de Park de l'étoile 1

$$[p(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Matrice de Park de l'étoile 1

$$p(\theta_{s2}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Matrice de Park de rotor

$$p(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

1.11.2 Modèle de la MASDE selon le système d'axes (d, q)

La figure 1.4 représente le modèle de la MASDE selon le système d'axes (d,q)

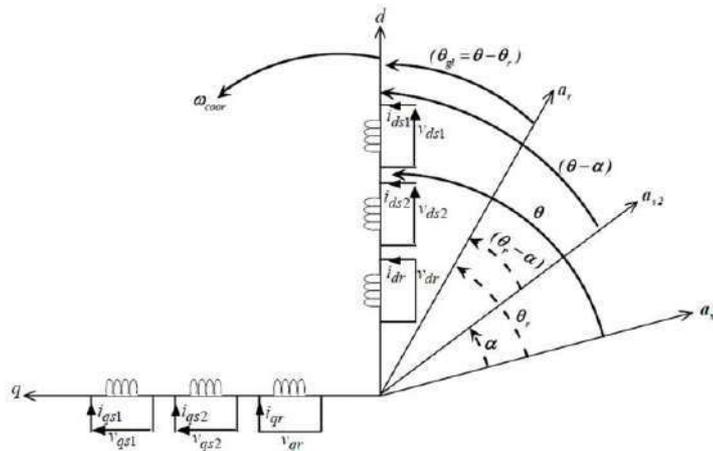


Figure 1.4 Représentation du modèle de la MASDE selon les axes (d,q)

1.11.2.1 Choix du référentiel

L'utilisateur peut disposer de trois référentiels selon la vitesse attribuée au repère «d-q» tel que

a) Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ ou } \theta_s = \theta_r + \theta$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt}$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = -\frac{d\theta_r}{dt} = -P\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire ou la vitesse de rotation est considérée constante.

b) Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, on a :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire ou la vitesse de rotation est considérée constante.

c) Référentiel lié au champ tournant

Dans celui-ci, on a : $\frac{d\theta}{dt} = \omega_s$, $\frac{d\theta}{dt} = \omega_s - P\Omega$

Ce référentiel n'introduit pas des simplifications dans la transformation des équations électriques.

1.11.3 Modèle biphasé de la MASDE lié au champ tournant

L'écriture du modèle de la MASDE dans un repère biphasé lié au champ tournant est obtenue en utilisant les transformations normées Park permettant la conservation de la puissance. En appliquant ces transformations aux tensions ainsi qu'aux flux statoriques, nous obtenons le modèle électrique classique suivant :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds1} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs1} - \omega_s\varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds2} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs2} - \omega_s\varphi_{ds2} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\varphi_{dr} - \omega_{gl}\varphi_{qr} = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\varphi_{qr} - \omega_{gl}\varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (1.14)$$

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

Les composantes des flux statoriques et rotoriques s'expriment comme suit

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s1}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s1}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (1.15)$$

avec: $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$; $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$

$P\Omega = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r$

En introduisant le système d'équations (I.15) dans (I.14) et en mettant tous sous forme compacte, on aura :

$$[B][U] = [L][I] - \omega_s[D][I] - \omega_{gl}[C][I] + [R][I] \quad (1.16)$$

ou :

$$[U] = [v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{ds2} \ v_{qs2} \ v_{dr} \ v_{qr}]^t ; [I] = [i_{ds1} \ i_{qs1} \ i_{ds2} \ i_{qs2} \ i_{dr} \ i_{qr}]^t \quad [I] = \frac{d[I]}{dt} ;$$

$$[B] = \text{diag}[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0] ; \quad [R] = \text{diag}[R_{s1} \ R_{s1} \ R_{s2} \ R_{s2} \ R_r \ R_r]$$

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

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m \\ -L_m & 0 & -L_m & 0 & -L_r + L_m & 0 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m \\ -L_{s1} + L_m & 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ -L_m & 0 & -L_{s2} + L_m & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En mettant le système (I. 16) sous forme d'état, on trouve :

$$[I] = [L]^{-1}([B][U] + \omega_{gl}[C][I] - [R][I] + \omega_s [R][I]) \quad (1.17)$$

1.11.4 Puissance absorbée et couple électromagnétique

La puissance absorbée par la MASDE dans le système d'axe (d, q), tout en négligeant les composantes homopolaires est exprimée par :

$$P_a = v_{ds1} i_{ds1} + v_{qs1} i_{qs1} + v_{ds2} i_{ds2} + v_{qs2} i_{qs2} \quad (1.18)$$

En remplaçant les tensions (v_{ds1} v_{qs1} v_{ds2} v_{qs2}) par leurs expressions dans (1.18), on obtient :

$$\begin{aligned} P_a = & [R_{s1}(i_{ds1})^2 + R_{s1}(i_{qs1})^2 + R_{s2}(i_{ds2})^2 + R_{s2}(i_{qs2})^2] \\ & + \left[\frac{d}{dt} \varphi_{ds1} i_{ds1} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} i_{qs1} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} i_{ds2} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} i_{qs2} \right] \\ & + \omega_s [\varphi_{ds1} i_{ds1} - \varphi_{qs1} i_{qs1} + \varphi_{ds2} i_{ds2} - \varphi_{qs2} i_{qs2}] \end{aligned} \quad (1.19)$$

Cette expression se compose de trois termes :

- * Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule ;
- * Le deuxième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables) ;
- * Le dernier terme est la puissance électromagnétique pem :

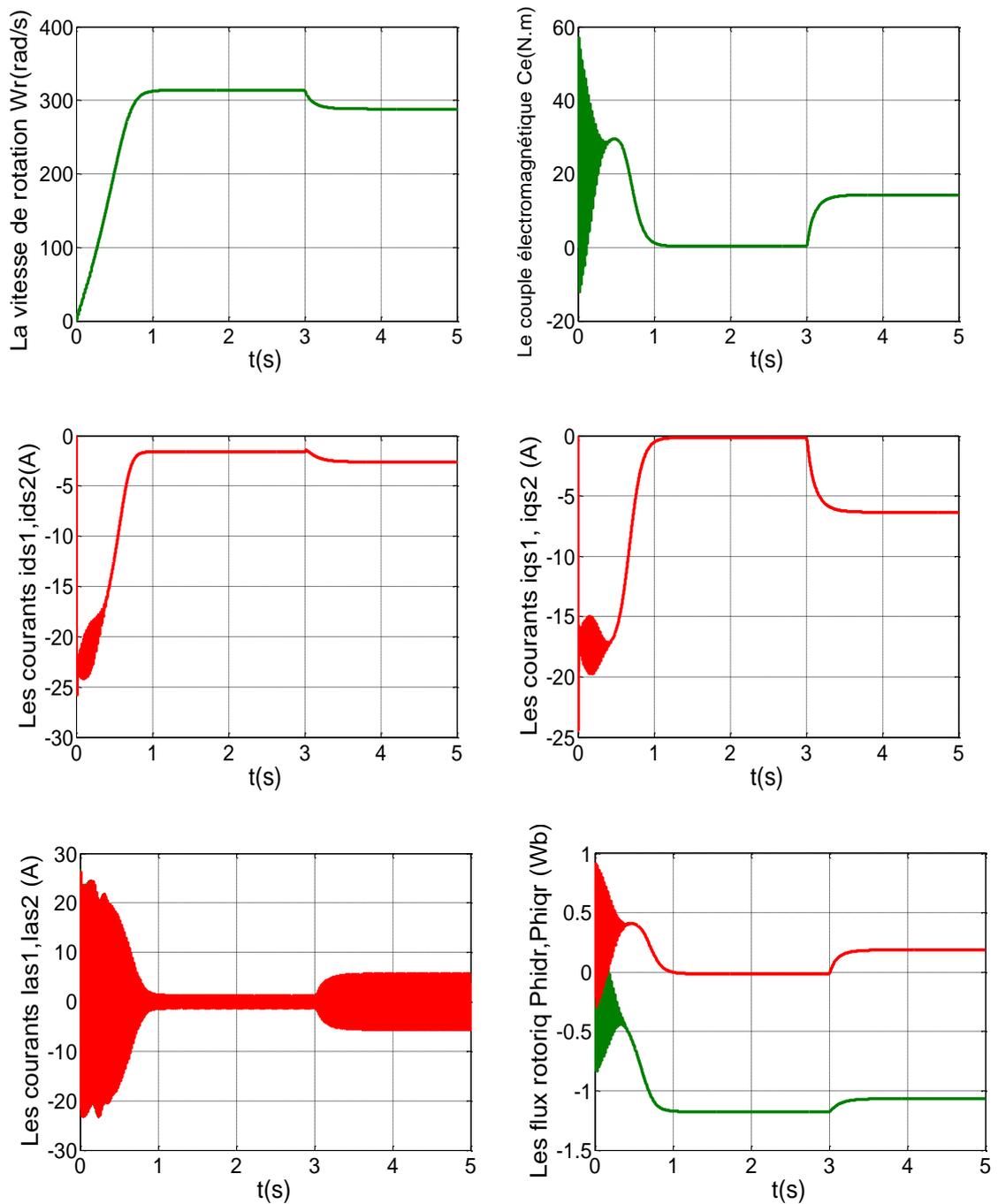


Figure 1.6: l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la charge $Cr = 14$ entre l'intervalle de temps $t = [2, 3.5]$ s

1.12.1 Interprétation des résultats de simulation

Les performances de la conduite de la machine asynchrone double étoile en fonctionnement à vide montrent que :

- ✚ La vitesse de rotation se stabilise presque à 314 rad/s après un régime transitoire d'environ 0.65s
- ✚ Le couple électromagnétique présente au démarrage, un pic de 60 N.m et des oscillations, après ce régime le couple compense les pertes par frottement. La machine produit un couple de 0.2 N.m

- ✚ Les courants statoriques i_{as1} et i_{as2} ont une forme sinusoïdale et de même amplitude (les deux étoiles de stator ont les mêmes paramètres ($R_{s1} = R_{s2}$ etc.). Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants très importants, leur amplitude atteint la valeur $i_{as1} = i_{as2} = 15A$. Après le régime transitoire, les courants statoriques diminuent pour atteindre la valeur crête de 1.3A d'amplitude.
- ✚ le flux φ_{dr} présente des oscillations dans la région positive, puis chute jusqu'à la valeur (-1.1 wb). et se stabilise
- ✚ D'autre part, le flux φ_{qr} a des oscillations approximativement dans la région positive et s'incline vers zéro en régime permanent.

En charge en appliquant une charge à l'instant $t = 3s$

- ✚ La vitesse de la rotation chute jusqu'à atteindre la valeur $\Omega = 288$ (rad/s) vitesse nominale
- ✚ Le couple électromagnétique compense le couple de charge et bien sûr les pertes par frottement. atteint une valeur constante de 14.3 N.m
- ✚ Le courant de l'étoile 1 i_{as1} atteint au démarrage la même valeur qu'en fonctionnement à vide ; à l'insertion de la charge, le courant augmente et atteint une valeur crête 7 A
- ✚ Le flux φ_{dr} et φ_{qr} lors de l'application de la charge augment.

1.13 Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension

Un onduleur autonome à commande M.L.I est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable.

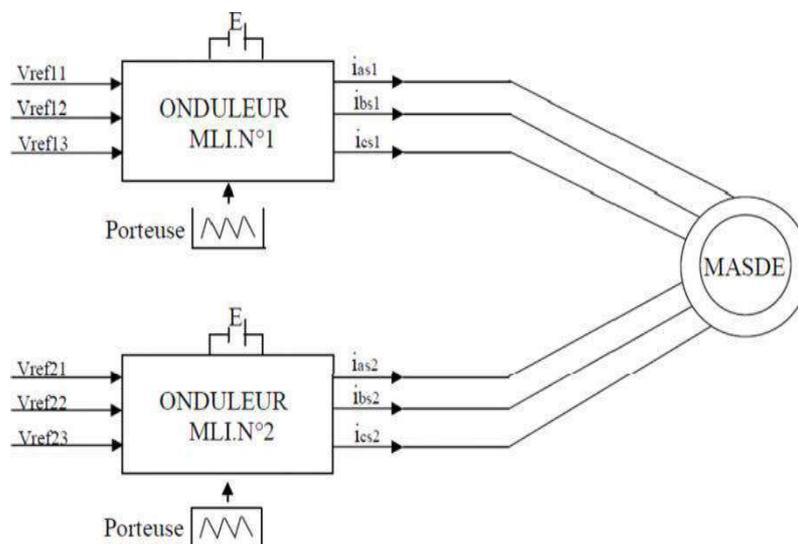


Figure 1.7 Association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI

1.13.1 Modélisation de l'onduleur à commande MLI :

Le onduleur constitué de trois branches où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires ; chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{intrepture } i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{intrepture } i \text{ est over} \end{cases}$$

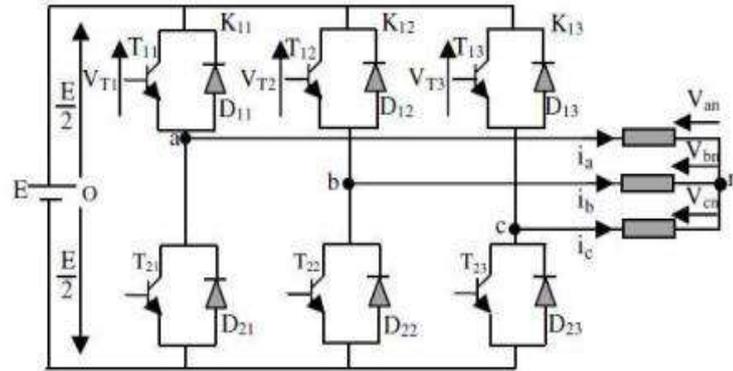


Figure. (1.8) la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée

Les tensions composées sont :

$$v_{ab} = v_{as1} - v_{bs1} = E(f_1 - f_2) \quad (1.26)$$

$$v_{bc} = v_{bs1} - v_{cs1} = E(f_2 - f_3) \quad (1.27)$$

$$v_{ca} = v_{cs1} - v_{as1} = E(f_3 - f_1) \quad (1.28)$$

Les tensions simples v_{as1} v_{bs1} v_{cs1} forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \quad (1.29)$$

La résolution des équations(1.26), (1.27) et (1.28) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

Pour la deuxième onduleur, on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

1.13.2 Stratégie de commande sinus-triangle

La modulation de largeur d'impulsion est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse En triphasé, trois références sinusoïdales déphasés de 120° à la même fréquence f [18].

Pour la première étoile :

$$v_{ref,a1} = v_m \sin(2\pi f_t) \quad (1.32)$$

$$v_{ref,b1} = v_m \sin\left(2\pi f_t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{ref,c1} = v_m \sin\left(2\pi f_t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Pour la deuxième étoile :

$$v_{ref,a2} = v_m \sin(2\pi f_t - \alpha) \quad (1.33)$$

$$v_{ref,b2} = v_m \sin\left(2\pi f_t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right)$$

$$v_{ref,c2} = v_m \sin\left(2\pi f_t + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right)$$

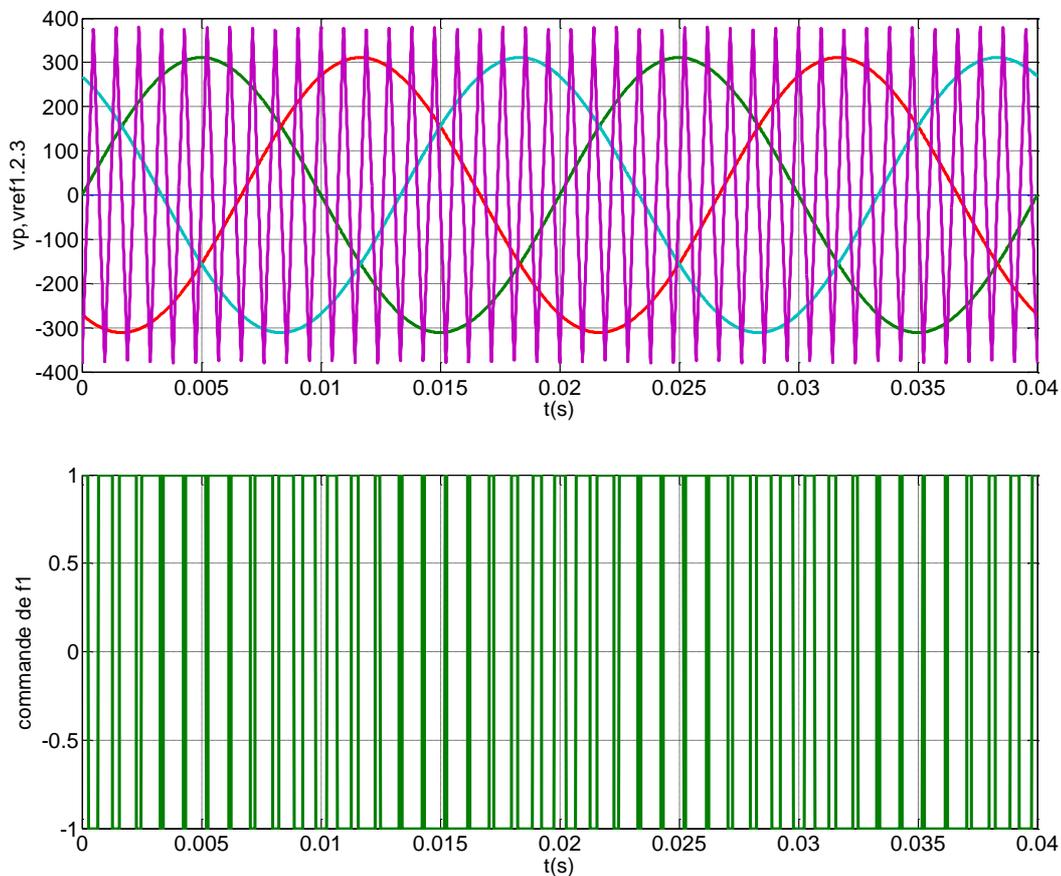
L'équation de la porteuse est donnée par :

$$v_p(t) = \begin{cases} v_{pm} \left[4 \frac{t}{T_p} - 1\right] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ v_{pm} \left[-4 \frac{t}{T_p} + 3\right] & \text{si } T/2 < t \leq T_p \end{cases} \quad (1.34)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

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

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 ($r = v_m/v_p$), La figure (1.9) représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle dont $r = 0.8166$ et $m = 21$.



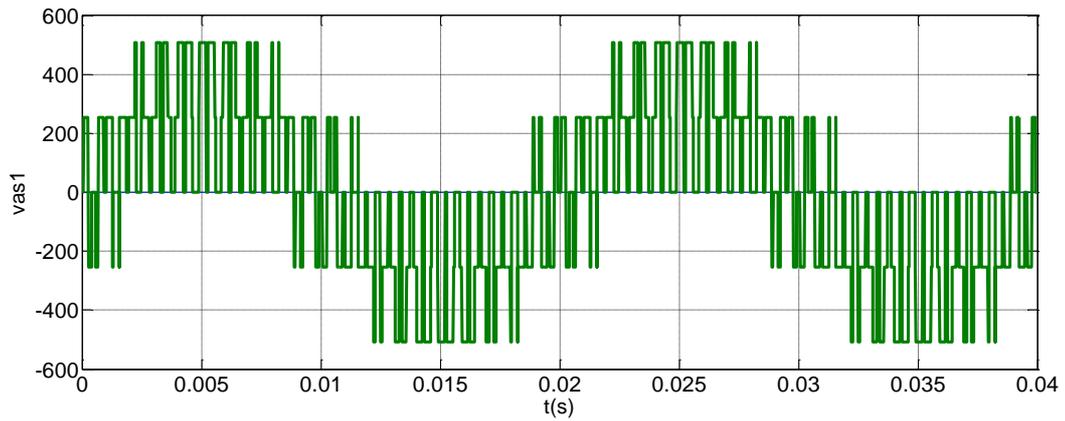
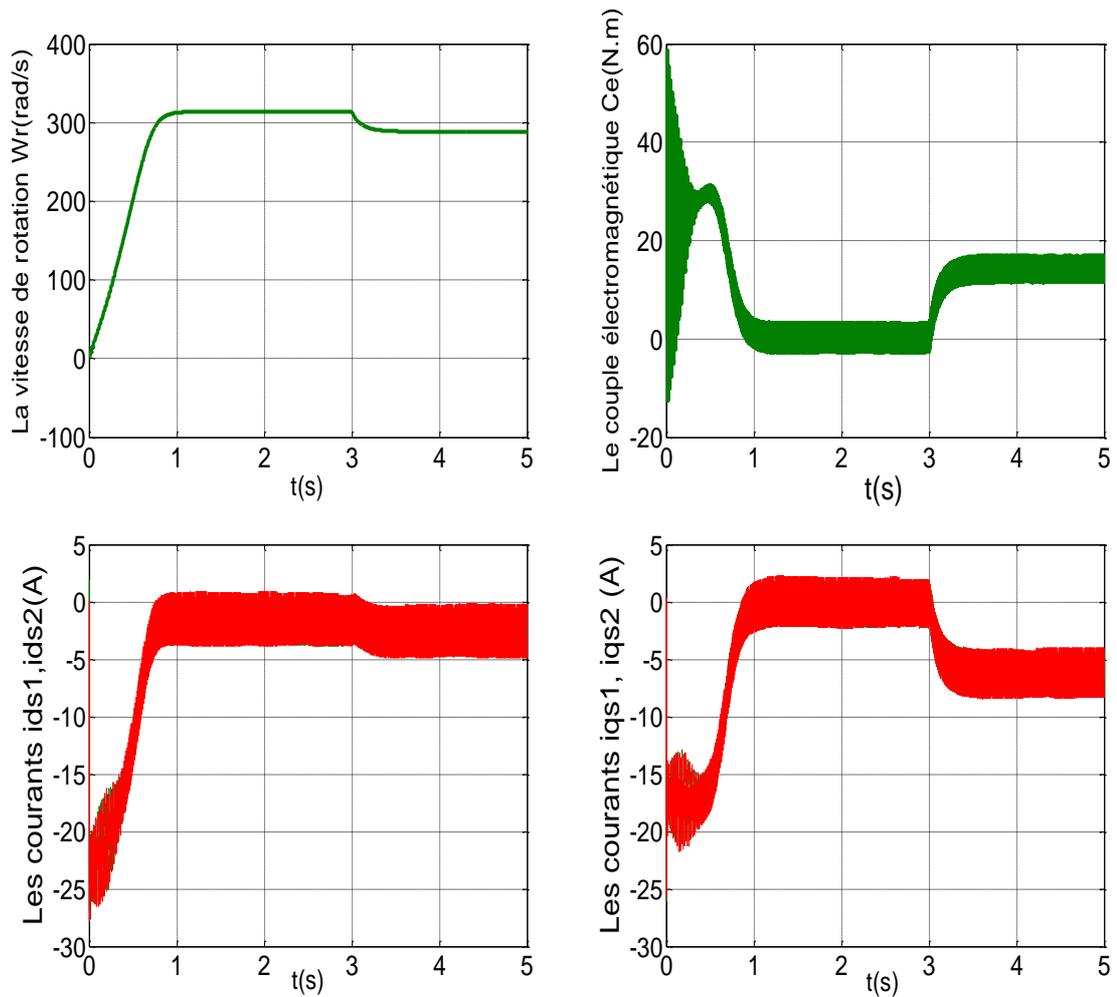


Figure 1.9. Principe de la commande M.L.I sinus-triangle

1.13.3 Simulation et interprétation des résultats

Les résultats suivants représentent l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimenté par onduleur avec la charge $Cr = 14$ entre l'intervalle de temps $t = [2, 3.5]$ s



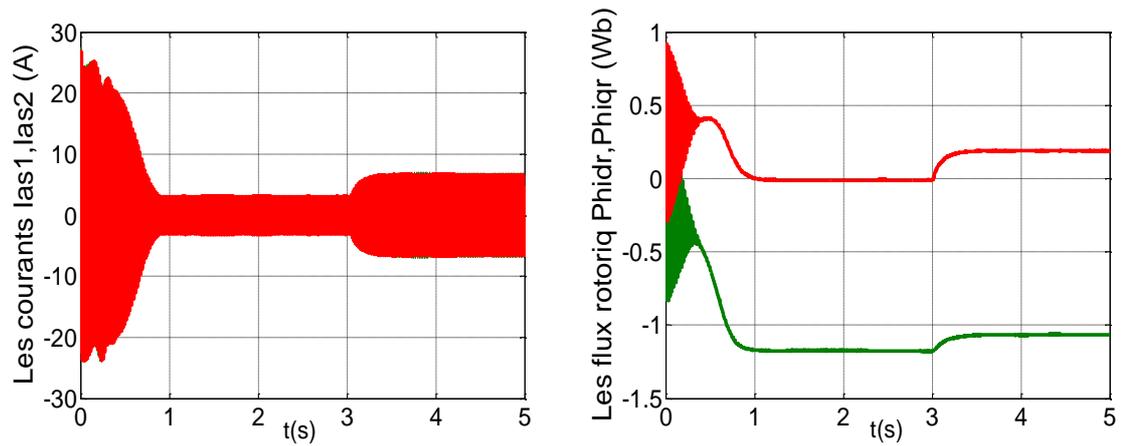


Figure 1.10 l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimenté par onduleur

1.13.4 interprétation des résultats

Les courbes ci-dessus représentent l'évolution des caractéristiques de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension MLI, suivi de l'application de la charge $C_r = (N \cdot m)$ à partir de l'instant temps $t = 3$ s.

On constate que les résultats obtenus sont quasiment similaires à ceux obtenus par la source d'alimentation à partir de sources sinusoïdales. A noter que cette technique génère une augmentation des ondulations principalement due aux harmoniques fournies par les transformateurs.

1.14 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone triphasée 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 obtenus. C'est par conséquent cette structure qui sera étudiée dans un deuxième temps

Chapitre 2 : Commande vectorielle de la MASDE

2.1 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 micro-électronique. 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 [8] 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 types de 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 et découvrez les changements de vitesse dans la pratique.

2.2 Principe de la commande vectorielle

Afin d'identifier le comportement de la machine asynchrone double étoile, nous nous sommes appuyés sur la technique de commande vectorielle. La technique basé sur repose sur d'introduire une loi de commande conduisant à une caractéristique de réglage du couple similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [9]. Cette dernière présente une qualité intrinsèque, car elle permet un contrôle sépare du flux et du couple avec:

$$C_{em} = K\varphi_f I_a = K' I_f I_a \quad (2.1)$$

I_f : Flux imposé par le courant d'excitation I_f , Courant d'induit ; k, k' : constants a flux constant, le couple peut être réglé par La production de couple et la création de flux sont indépendantes et c'est l'objectif d'un pilotage vectoriel [10]. Le principe de pilotage vectoriel de la MASDE est analogue à celui de la MCC à excitation

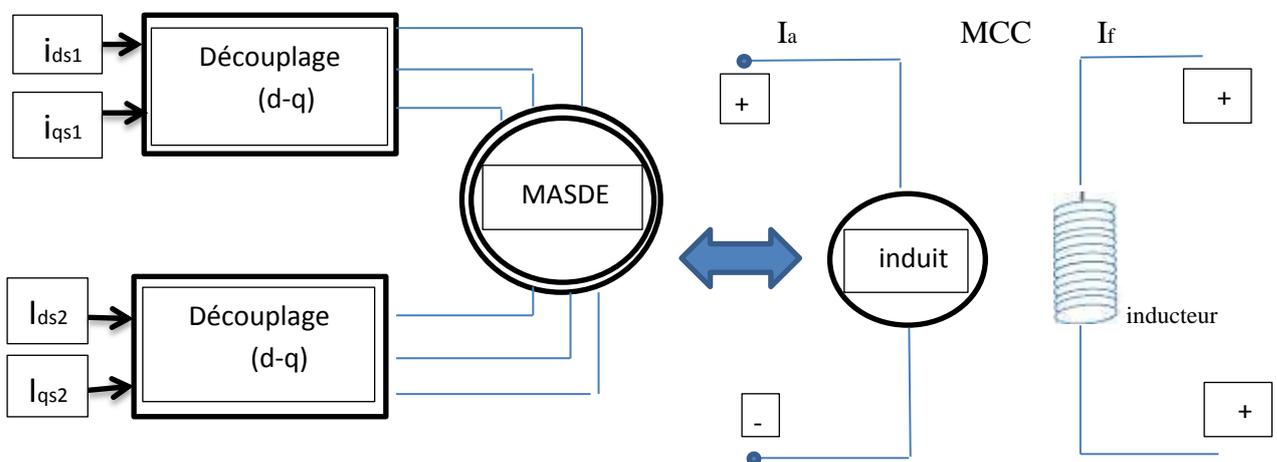


Figure 2.1 : principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE

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.

Sachant que l'expression du couple électromagnétique (1.25) est en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques. Cependant, en choisissant l'orientation du flux rotorique suivante :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r ; \varphi_{qr} = 0$$

D'où la relation finale du couple devient :

$$c_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) = k \varphi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (2.2)$$

$$\text{Avec : } k = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

De l'équation (2.2), 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.

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 [11].

2.3 Procédé d'orientation de flux

L'étape suivante du a fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles

$$\text{Orientation de flux rotorique avec les conditions } \varphi_{dr} = \varphi_r ; \varphi_{qr} = 0 \quad (2.3)$$

$$\text{Orientation de flux statorique avec les conditions } \varphi_{ds} = \varphi_s ; \varphi_{qs} = 0 \quad (2.4)$$

$$\text{Orientation de flux d'entrefer avec les conditions } \varphi_{dm} = \varphi_m ; \varphi_{qm} = 0 \quad (2.5)$$

Pour la MASDE, nous optons pour le choix d'orientation du flux rotorique (2.3), car cela permet d'obtenir un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à traverses courants statoriques.

2.4 Différentes méthodes de la commande vectorielle

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

2.4.1 Méthode de commande directe

Le flux est régulé par une contre-réaction. Il doit être soit :

- Mesure directement en plaçant une spire sous un pôle de chaque phase. Mais, la fragilité et les problèmes de fiabilité limitent sa mise en œuvre.
- Estime et reconstitue à partir des équations de la machine et de la mesure des tensions et des courants statiques.

2.4.1 Méthode de commande indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Le descriptif (méthode indirecte) signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [12].

2.5 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse

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

$$\varphi_{\text{rref}} = \varphi_n \text{ si } |\Omega| \leq \Omega_n \quad (2.6)$$

$$\varphi_{\text{rref}} = \varphi_n = \frac{\Omega_n}{\Omega} \text{ si } |\Omega| > \Omega_n$$

Il est schématisé par la figure suivante :

2.6 Défluxage

Pour obtenir un variateur de vitesse, il suffit d'adjoindre à la boucle ouverte un régulateur de flux et un régulateur de couple. La vitesse est mesurée et il est donc possible de faire sa régulation. Par contre le flux ne peut pas être mesuré directement et son contrôle, le plus simple est du type réaction le bloc de défluxage est défini par la non linéarité suivante [13][14]

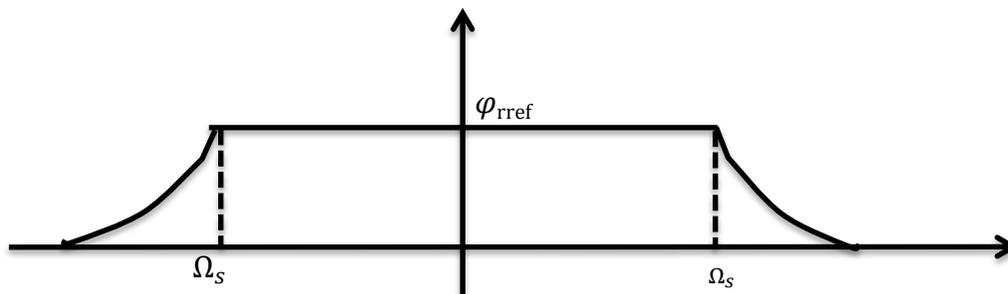


Figure 2.2 schéma de défluxage

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale, pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine ω_n , pour des vitesses supérieures le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine. Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la figure suivante :

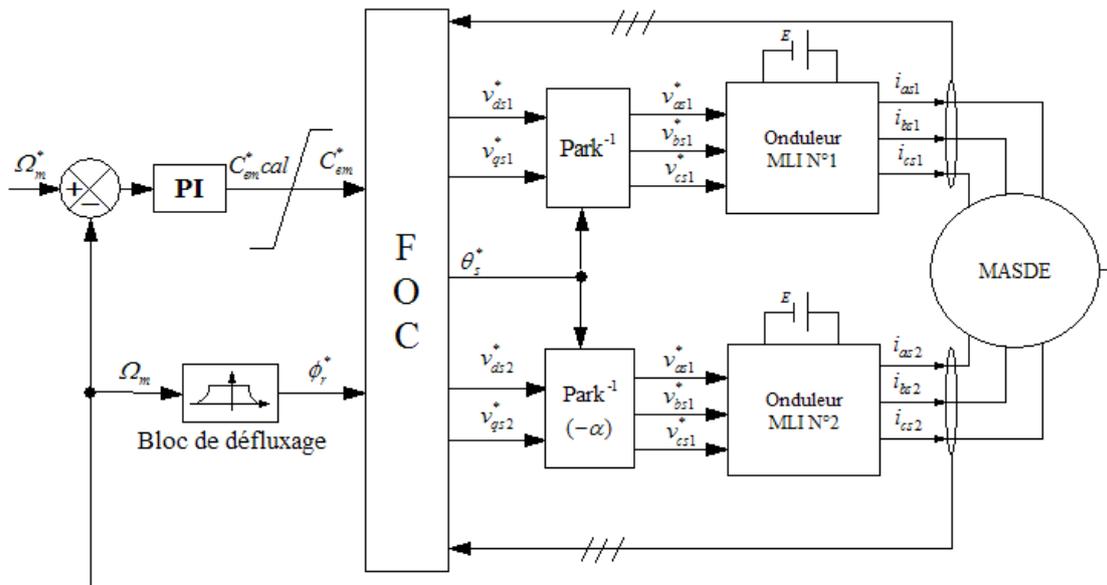


Figure 2.3 schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse

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

2.5.1 Calcul des paramètres du régulateurs PI

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

$$H(p) = \frac{1}{ap+b} \quad (2.7)$$

Se fait de manière générale comme suit : La fonction de transfert du régulateur PI est :

$$C_p = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (2.8)$$

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un PI est donné par la figure (2.4)

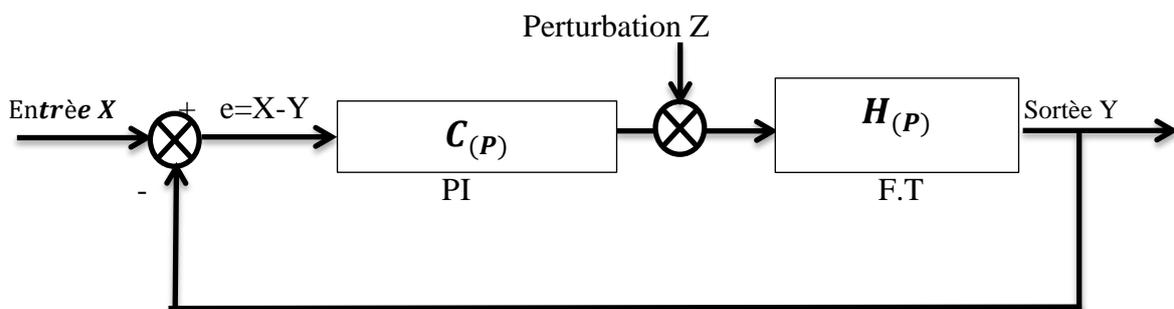


Figure 2.4 schéma d'un système asservi du premier ordre régulé par un PI

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

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

Avec : P (fonction de Laplace) = S

$$T(P) = C(P) ; H(P) = \frac{k_p s + k_i}{as^2 + bps} \quad (2.9)$$

En boucle fermée, on obtient :

$$F(P) = \frac{Tp}{1+Tp} = \frac{k_{ps} + k_i}{as^2 + (b+k_p)s + k_i} \quad (2.10)$$

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

$$G(p) = \frac{1}{T(p)+1} \quad (2.11)$$

Il suffit d'identifier (2.10) à (2.11) comme suit

$$\frac{k_{ps} + k_i}{as^2 + (b+k_p)s + k_i} = \frac{1}{T(p)+1} \quad (2.12)$$

Ce qui donne :

$$k_p T_{ps^2} + (k_t + k_p) p + k_i = ap^2 + (b + k_p)p + k_i \quad (2.13)$$

D'où :

$$k_p = \frac{a}{T} \text{ et } k_i = \frac{b}{T} \quad (2.14)$$

$$k_{ps1} = \frac{L_{s1}}{T} ; k_{is1} = \frac{R_{s1}}{T} \quad \text{et} \quad k_{ps2} = \frac{L_{s2}}{T} ; k_{is2} = \frac{R_{s2}}{T} \quad (2.15)$$

On prend pour $T = tr/6$ pour avoir une dynamique du processus rapide, avec $tr = l_r/r_r$ est la constante de temps électrique (rotorique) du système.

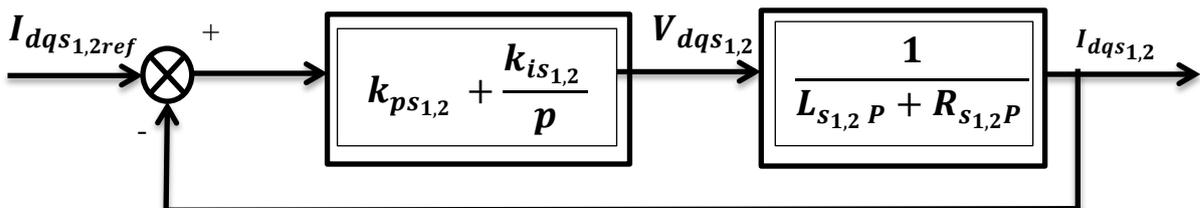


Figure 2.5 schéma de la boucle de régulation des courants statoriques

2.5.2 Calcul des paramètres du régulateur de vitesse

Le schéma de la boucle de régulation de vitesse est donné par la figure (2.6)

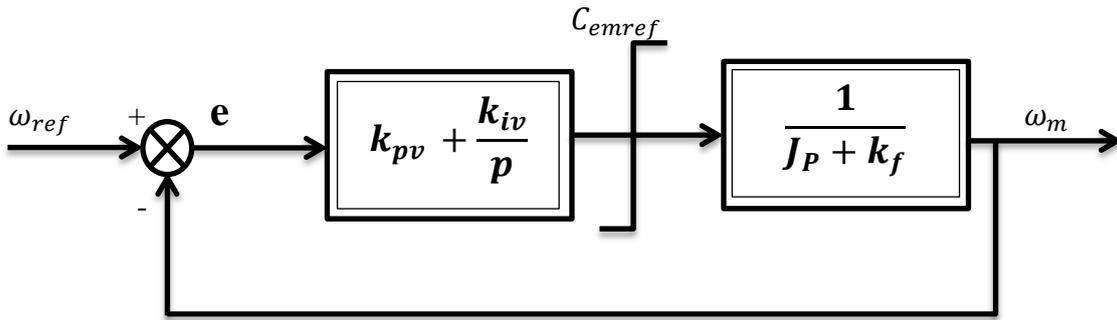


Figure 2.6: boucle de régulation de vitesse

L'identification nous donne :

$$K_{pv} = \frac{J}{t_r} \quad (2.16)$$

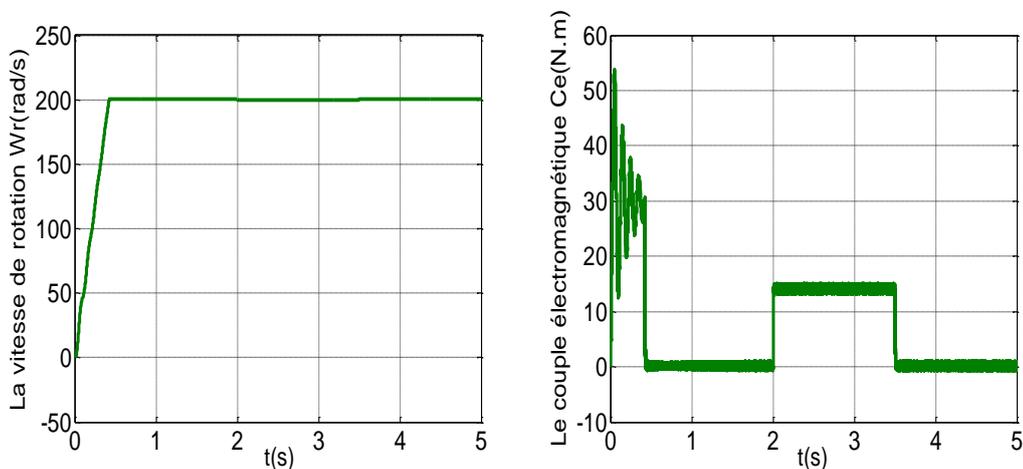
$$K_{iv} = \frac{K_f}{t_r}$$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par :

$$c_{emref}(\text{lim}) = \begin{cases} c_{em} & \text{si } c_{emref} > c_{em} \\ c_{em} \max \text{sign}(c_{emref}) & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.17)$$

2.6 Résultats de Simulation :

Les courbes suivantes représentent l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application d'une charge $C_r = 14$ entre l'intervalle de temps $t = [2, 3.5]$ s, en imposant la vitesse de référence $\omega_r^* = 200$ (rad/s)



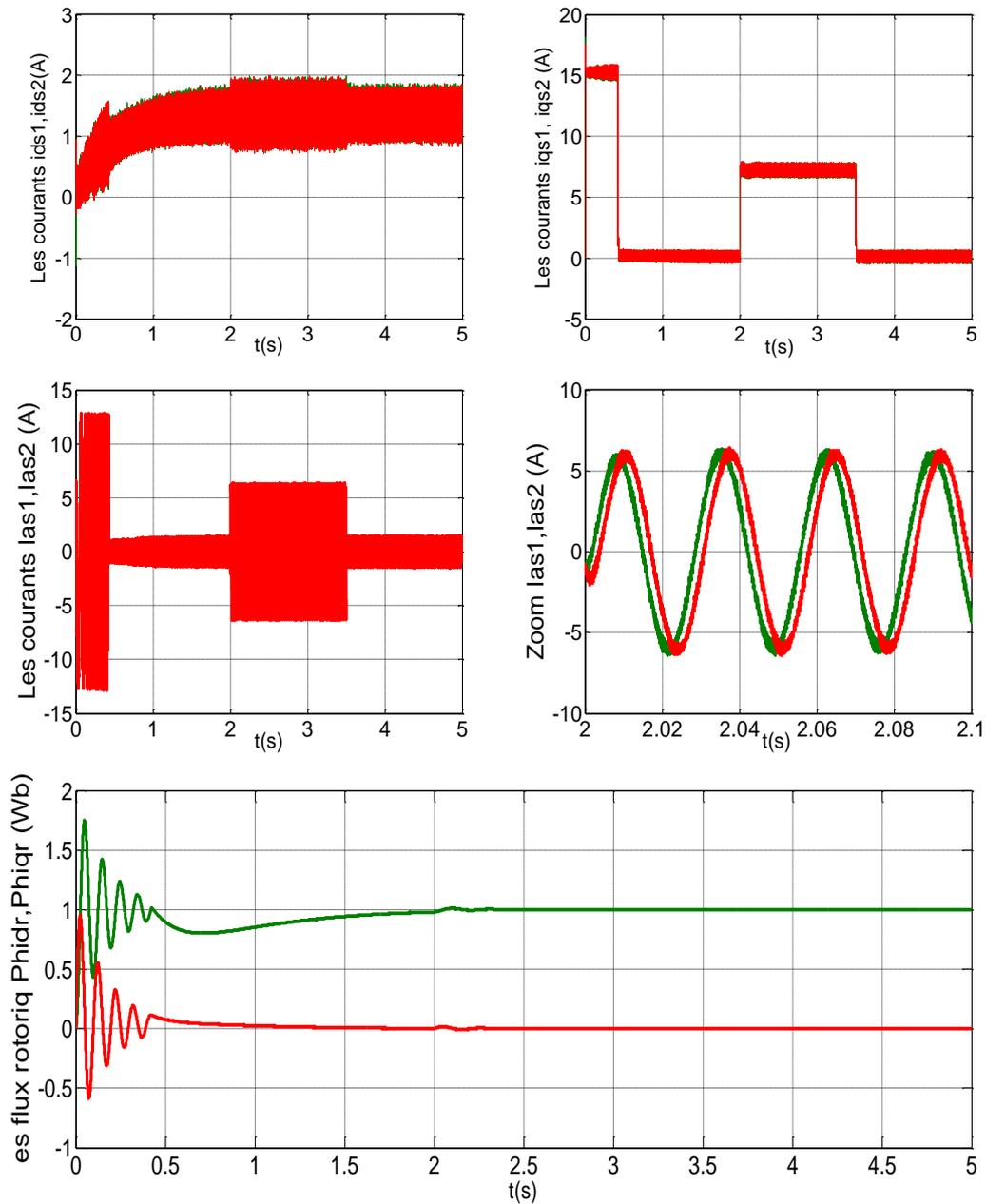


Figure 2.7 l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte

2.7 Interprétation des résultats de simulation

a) fonctionnement à vide:

- ✚ La vitesse (Ntr/min) atteint sa valeur de consigne à $t = 0,49s$. et Le couple électromagnétique Cem (N.m) atteint la valeur maximale de 55 Nm à $t = 0,05 s$, et donc au début du régime permanent (à $t = 0,5 s$), puis se stabilise à la grandeur due au frottement.
- ✚ Les courants statoriques stellaires 1 et observent un courant d'appel environ le double du courant nominal, puis en régime établi il se développe de façon sinusoïdale.

- ✚ Le courant se développe dans le carré (i_{q1}) (A) pendant l'état stationnaire similaire au couple électromagnétique et diffère au démarrage en étant stable de q et ondulant en C_{em} .
- ✚ Les flux rotoriques évoluent d'une manière similaire à celle du couple électromagnétique en termes d'ondulation pendant le régime transitoire, mais se stabilisent et évoluent selon leurs consignes pendant le régime établi.

b) fonctionnement en charge:

- ✚ L'application de la charge (fonctionnement moteur) pendant l'intervalle de temps $t = [2, 3.5]$ s, engendre des augmentations aux niveaux, du couple électromagnétique $C_r = 14\text{N.m}$, des courants statoriques et du courant rotorique, qui se stabilisent respectivement à $C_{em} 14\text{N.m}$, $i_{as1} = i_{as2} = 6.2\text{A}$, $i_{qs1,2} = 7.5\text{A}$. et. La vitesse et les Flux rotoriques demeurent fixes en poursuivant leurs consignes.

2.8 Tests de robustesse

Maintenant on fait tester la robustesse de la commande vectorielle de la MASDE, deux tests sont effectués. Le premier est celui par inversion de la vitesse, le deuxième par la changement de la vitesse

- **Test 1** : changement de la vitesse référence de 300 à 200 (rad/s) à partir de l'instant $t = 3$ s

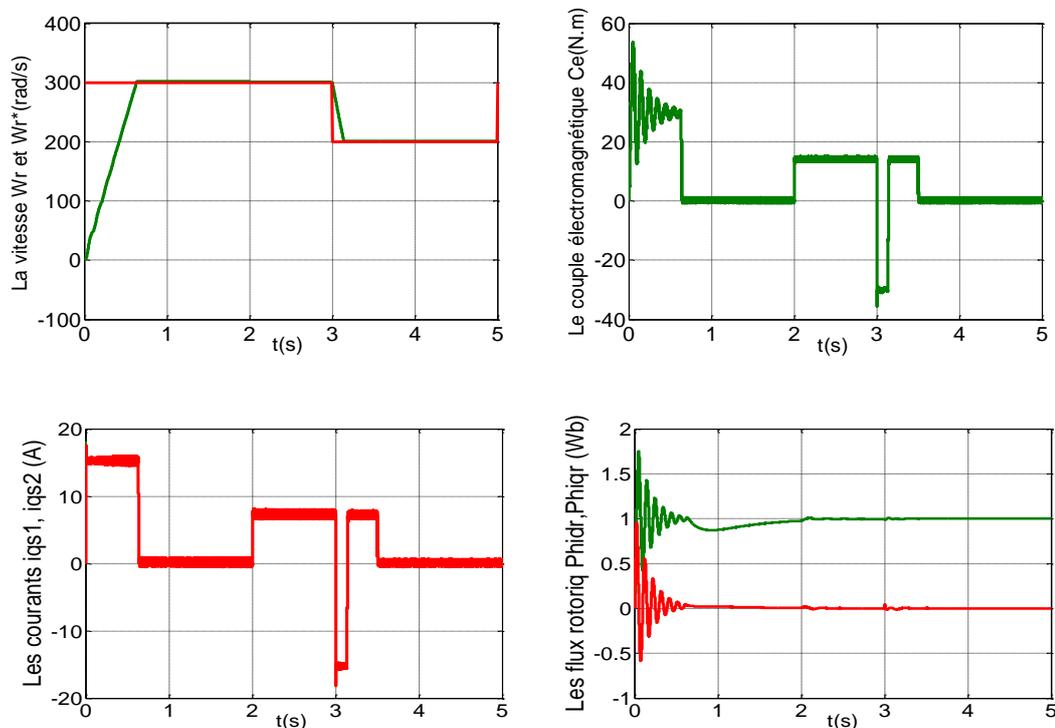


Figure 2.8 l'évolution des caractéristiques du MASDE par commande vectorielle avec changement de la vitesse de 300 à 200

Nous appliquons une vitesse de référence de 300 pour qu'après 3s, elle diminue à 200. Le couple électromagnétique atteint -38 (Newton mètres) lors de changement de vitesse, On remarque de légères perturbation dans le flux a l'instant $t = 2$ alors que le courant i_{qs1} et i_{qs2} prend la même forme que de le couple électromagnétique.

- **Test 2** : l'inversion de la vitesse de 200 à -200 (rad/s) à partir de l'instant $t = 3$ s

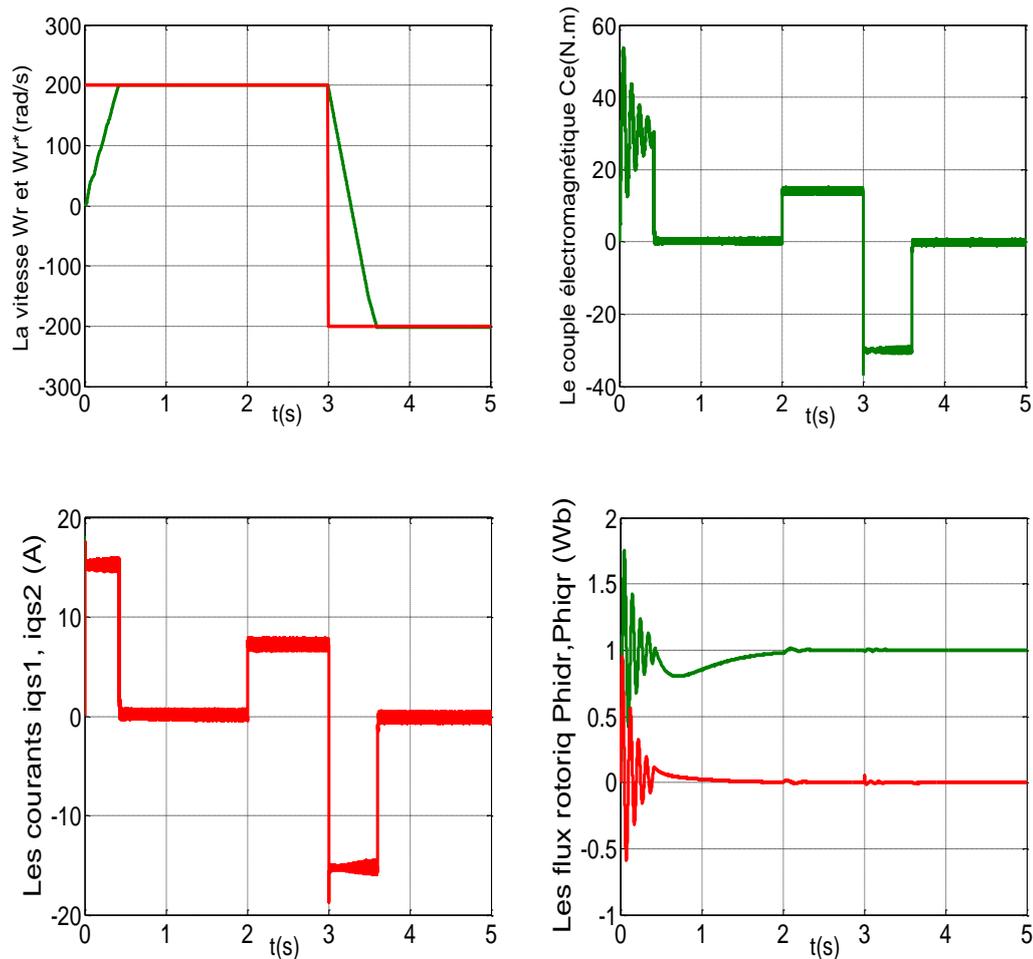


Figure 2.9 l'évolution des caractéristiques du MASDE par commande vectorielle avec l'inversion de la vitesse de 200 à -200 (rad/s).

Initialement, la valeur de la vitesse est de 200 et s'inverse -200 au bout de 3 secondes pour être à l'instant 3,7 puis retour à la position permanente. Le couple électromagnétique atteint -30 (Newton mètres) lors de l'inversion de la vitesse Avec une légère diffusion au début d'environ 37 Nm, qui se stabilise une fois atteint sa valeur de référence négative. Les courants $i_{(qs1)}$ et $i_{(qs2)}$ évoluent de manière similaire au couple. On voit que l'écoulement subit une turbulence lors d'une inversion de vitesse au début du temps 3 s.

2.9 Conclusion

D'après ce chapitre nous pouvons dire que la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique permet de traiter la MASDE de façon semblable à celle de la machine à courant continu ; ce qui permet d'obtenir une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable. Dans cette technique ont utilisé un correcteur intégral proportionnel IP. Les résultats de simulation montrent la sensibilité de la régulation par IP à la variation du moment d'inertie et de la résistance rotorique. Les performances obtenues avec ce dernier sont satisfaisantes, cependant on remarque que la réponse de la vitesse en charge présente un rejet de perturbation et le couple présente des oscillations importantes qui peuvent nuire au fonctionnement du système. Le chapitre suivant II met en évidence un type important de contrôle, la commande backstepping , qui devrait donner de meilleures solutions de performance

Chapitre 3 : Commande par Backstepping de la MASDE

3.1 Introduction

La commande par Backstepping présente un grand intérêt pour la commande des systèmes non linéaires [15] , elle permet de construire une loi de commande qui garantit , en tout temps , la stabilité du processus , les sous mises du processus syrte en évidence par l'écriture des états sous forme paramétrique pure, la commande qui permet de stabiliser le sous-système sera de trouver à l'aide d'une fonction de Lyapunov . Pour se faire, l'état précédent est considéré comme la variable manipulable . L'ordre du sous-système est ensuite augmenté et le développement précédent est recommandé . A la fin, une loi de commande est obtenue pour le processus . Son principe est d'établir d'une manière constructive la loi de commande du système non linéaire en mettant en valeur quelques variables d'état comme étant des commandes virtuelles et leurs lois de commande intermédiaires [16]. Dans ce chapitre , on donnera un aperçu théorique de la commande par Backstepping appliqué à un système du deuxième et du troisième ordre . Par la suite on appliquera cette technique de commande au moteur asynchrone , basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique dont l'objectif est l'élimination des régulateurs classiques PI , suivis d'une simulation sous différents régimes de fonctionnement.

3.2 Méthodes de Lyapunov

La commande des systèmes non linéaire s'appuie sur deux approches possibles. La première vise à linéariser le système à commander , La deuxième approche consiste à trouver une Fonction de Commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. On peut dire qu'il y a deux façons de Lyapunov Première méthode Cette méthode est d'une importance limitée, car elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité global et deuxième méthode basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système.

3.3 Commande par backstepping

3.3.1 principe de commande backstepping

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires, La technique du Backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine. Elle propose une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires ayant une forme triangulaire. Elle est basée sur la décomposition du système entier de commande, qui est généralement multi variable (MIMO) et d'ordre élevé en

une cascade de sous-systèmes de commande du première ordre. Pour chaque sous-système, une loi de commande dite virtuelle est calculée. Cette dernière servira comme référence pour le sous système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet, Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation. La détermination des lois de commande qui découlent de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov

3.3.2 Méthode générale de synthèse réursive par backstepping

L'étude de la stabilité d'un système caractérisé par un vecteur d'état x consiste alors à chercher une fonction $V(x)$ (représentative de l'énergie) de signe défini, dont la dérivée dV/dt est semi définie et de signe opposé dans le même domaine. Les systèmes dans ce cas doivent être sous forme triangulaire. La forme générale du système à analyser est donnée par : Cette méthode s'applique aux systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1) x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2) x_3, \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, \dots, x_n) u, \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec : $x_1 = [x_1 x_2 \dots x_n]^T \in \mathcal{R}_n, u \in \mathcal{R}$

Afin d'illustrer la procédure réursive de la méthode backstepping, on considère que la sortie du système $y = x_1$ désire suivre le signal de référence y^* . Le système étant d'ordre n , la mise en œuvre s'effectue en n étapes

Etape 1: On commence par la première équation du système (3.1) La première référence désirée est notée :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y^* \quad (3.2)$$

Ce qui conduit à l'erreur de régulation suivante

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (3.3)$$

Ainsi sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \\ &= f_1(x_1) + g_0(x_1) x_2 - \dot{\alpha}_0 \end{aligned} \quad (3.4)$$

Pour un tel système, nous construisons d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique

$$v_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (3.5)$$

Sa dérivée temporelle est

$$\dot{v}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1) x_2 - \dot{\alpha}_0] \quad (3.6)$$

Assurait la stabilité Pour la dynamique de (VI.4). Pour cela, prenons $x_2 = \alpha_1$, telle que :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1) x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 e_1 \quad (3.7)$$

Où $k_1 > 0$

est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (3.4) sera donnée par :

$$\alpha = \frac{1}{g_0(x_1)} [-k_1 e_1 - \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (3.8)$$

$$\dot{v}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (3.9)$$

Etape 2: la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous-système précédent (3.4) :

$$(x_2)_d = \alpha_1 \quad (3.10)$$

L'erreur de régulation c'est :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (3.11)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 \quad (3.12)$$

$$= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2) x_3 - \dot{\alpha}_1$$

La fonction de Lyapunov étendue pour le système (3.12) est :

$$v_2 = v_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (3.13)$$

$$= \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2]$$

Dont la dérivée est :

$$\dot{v}_2 = \dot{v}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (3.14)$$

$$= -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2) x_3 - \dot{\alpha}_1]$$

Pour la stabilité de système dynamiquement en choisie $x_3 = \alpha_2$, telle que :

$$f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2) x_3 - \dot{\alpha}_1 = -k_1 e_1 \quad (3.15)$$

Où $k_1 > 0$ est une constante de conception.

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} [-k_2 e_2 - \dot{x}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad (3.16)$$

$$\text{Avec : } \dot{\alpha}_1 = \frac{g_0 x_1 [-k_2 \dot{e}_2 + \dot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1) - [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] g_1(x_1)]}{g_0^2(x_1)} \quad (3.17)$$

Cette choix implique que :

$$\dot{v}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (3.18)$$

Etape n: De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n) = \alpha_{n-1} \quad (3.19)$$

On l'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (3.20)$$

dérivée est :

$$\dot{e}_n = \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} \quad (3.21)$$

$$= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}$$

La fonction de Lyapunov étendue est :

$$v_n = v_1 + v_2 + \dots + \frac{1}{2} e_n^2 \quad (3.22)$$

$$= \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_n^2]$$

Dont la dérivée est :

$$\dot{v}_n = \dot{v}_1 + \dots + e_n \dot{e}_n \quad (3.23)$$

$$= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + \dots + e_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}]$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la loi de commande pour le système entier.

Un bon choix doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} = -k_n e_n \quad (3.24)$$

Où $k_n > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)} [-k_n e_n - \dot{\alpha}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \quad (3.25)$$

Ce qui garantit la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue :

$$\dot{v}_n = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - \dots - k_n e_n^2 \leq 0 \quad (3.26)$$

3.4 Application de la commande par Backstepping à la MASDE:

le machin asynchrone double étoile, est basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. En mettant le système, on aura le système d'équations d'états suivant

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{ids1} = \frac{1}{L_{s1}} \{v_{ds1} - R_{s1}i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1}i_{qs1} + \omega_{gl}^* \tau_r \varphi_r^*)\} \\ P_{ids1} = \frac{1}{L_{s1}} \{v_{qs1} - R_{s1}i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*)\} \\ P_{ids2} = \frac{1}{L_{s1}} \{v_{ds2} - R_{s2}i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2}i_{qs2} + \omega_{gl}^* \tau_r \varphi_r^*)\} \\ P_{ids1} = \frac{1}{L_{s1}} \{v_{qs1} - R_{s1}i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1}i_{ds2} + \varphi_r^*)\} \\ p \varphi_r = \frac{Rr}{(L_r+L_m)} \varphi_r + \frac{RrL_m}{(L_r+L_m)} (i_{ds2} + i_{ds2}) \\ p \Omega_r = \frac{1}{J} (p \frac{L_m}{(L_r+L_m)} (i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_r^* - c_r - k_f \Omega) \end{array} \right. \quad (3.27)$$

Avec : $p = \frac{d}{dt}$ opérateur de Laplace ;

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

L'application du Backstepping à la commande de la machine est divisée en deux étapes :

Etape 1 :

Cette première étape consiste à identifier les erreurs e_1 et e_2 qui représentent respectivement l'erreur entre la vitesse réelle ω_r et la vitesse de référence ω_r^* ainsi que le module du flux rotorique φ_r et celui de référence φ_r^*

$$\left\{ \begin{array}{l} e_1 = \omega_r^* - \omega_r \\ e_2 = \varphi_r^* - \varphi_r \end{array} \right. \quad (3.28)$$

Avec : $\Omega = \frac{\omega_r}{p}$ d'où :

$$\dot{\omega}_r = \frac{p^2 L_m}{J(L_m + L_r)} ((i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_{rref}) - \frac{k_f}{J} \omega_r - \frac{p}{J} c_r \quad (3.29)$$

Les dérivées des erreurs sont donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{e}_1 = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r = \dot{\omega}_r^* - \frac{p^2 L_m}{J(L_r + L_m)} (i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_{rref} + \frac{k_f}{J} \omega_r + \frac{p}{J} c_r \\ \dot{e}_2 = \dot{\varphi}_r^* - \dot{\varphi}_r = \dot{\varphi}_r^* + \frac{Rr}{(L_r + L_m)} \varphi_r - \frac{RrL_m}{(L_r + L_m)} (i_{ds1} + i_{ds2}) \end{array} \right. \quad (3.30)$$

La fonction de Lyapunov est :

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \quad (3.31)$$

Dont la dérivée est :

$$\dot{v}_1 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (3.33)$$

$$= e_1 \left(\omega_r^* \frac{p^2 L_m}{J(L_r + L_m)} i_{qs} \dot{\varphi}_r^* + \frac{k_f}{J} \omega_r + \frac{p}{J} c_r \right) + e_2 \left(\dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{ds} \right)$$

Avec : i_{ds} : $i_{ds1} + i_{ds2}$ et $i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}$

$$\text{Pour que } \dot{v}_1 < 0 \text{ il faut } \dot{e}_1 = -\dot{e}_2 k_1 \quad \text{et} \quad \dot{e}_2 = -k_2 e_2 \quad (3.34)$$

$$\text{Ce qui donne : } \dot{v}_1 = -k_2 (e_1)^2 - k_2 (e_2)^2 \quad (3.35)$$

$$\omega_r^* \frac{p^2 L_m}{J(L_r + L_m)} i_{qs} \varphi_{rref} + \frac{k_f}{J} \omega_r + \frac{p}{J} c_r = -k_1 e_1 \quad (3.36)$$

$$\dot{\varphi}_r^* \frac{R_r}{(L_r + L_m)} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{(L_r + L_m)} i_{ds} = -k_2 e_2$$

Avec : (K_1 et K_2) sont des gains positifs.

Pour rendre \dot{V} négative, on fait un choix convenable des nouvelles entrées virtuelles i_{qs}^* et i_{ds}^* De la façon suivante :

$$i_{ds}^* = \frac{L_r + L_m}{R_r L_m} \left(\dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r + k_2 e_2 \right) \quad (3.37)$$

$$i_{qs}^* = \frac{J(L_r + L_m)}{p^2 R_r \varphi_{rref}} \left(\dot{\omega}_r^* + \frac{k_f}{J} \omega_r + \frac{p}{J} c_r + k_1 e_1 \right) \quad (3.38)$$

Etape 2 :

L'objectif de cette étape est le calcul des tensions de commande. On définit les autres erreurs concernant les composantes du courants statoriques (i_{ds1} i_{ds2} i_{qs1} i_{qs2} i_{ds}) et leurs références (i_{ds1}^* i_{ds2}^* i_{qs1}^* i_{qs2}^*)

Dans cette etape en admettant que $i_{ds} = i_{ds1}^* = i_{ds2}^*$ et $i_{qs} = i_{qs1}^* = i_{qs2}^*$

Donc :

$$\begin{cases} e_3 = i_{ds}^* - i_{ds1} \\ e_4 = i_{ds}^* - i_{ds2} \\ e_5 = i_{qs}^* - i_{qs1} \\ e_6 = i_{qs}^* - i_{qs2} \end{cases} \quad (3.39)$$

Les dérivées des erreurs sont donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \dot{i}_{ds}^* - \dot{i}_{ds1} = \dot{i}_{ds}^* - \frac{1}{L_{s1}} (v_{ds1} - R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)) \\ \dot{e}_4 = \dot{i}_{ds}^* - \dot{i}_{ds2} = \dot{i}_{ds}^* - \frac{1}{L_{s2}} (v_{ds2} - R_{s2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)) \\ \dot{e}_5 = \dot{i}_{qs}^* - \dot{i}_{qs1} = \dot{i}_{qs}^* - \frac{1}{L_{s1}} (v_{qs1} - R_{s1} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*)) \\ \dot{e}_6 = \dot{i}_{qs}^* - \dot{i}_{qs2} = \dot{i}_{qs}^* - \frac{1}{L_{s2}} (v_{qs2} - R_{s2} i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*)) \end{cases} \quad (3.40)$$

La fonction de Lyapunov est :

$$v_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2 + e_5^2 + e_6^2) \quad (3.41)$$

Dont la dérivée est :

$$\dot{v}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 + e_5 \dot{e}_5 + e_6 \dot{e}_6 \quad (3.42)$$

Pour que: $\dot{v}_2 < 0$ il faut

$$\dot{e}_3 = -k_3 e_3 \quad \dot{e}_4 = -k_4 e_4 \quad \dot{e}_5 = -k_5 e_5 \quad \dot{e}_6 = -k_6 e_6 \quad (3.43)$$

Ce qui donne :

$$\dot{v}_2 = -k_1 \dot{e}_1 - k_2 \dot{e}_2 - k_3 \dot{e}_3 - k_4 \dot{e}_4 - k_5 \dot{e}_5 - k_6 \dot{e}_6 \quad (3.44)$$

$$\dot{v}_2 = \dot{v}_1 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 - k_5 e_5^2 - k_6 e_6^2 \quad (3.45)$$

Telle que :

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds}^* - \frac{1}{L_{s1}} (v_{ds1} - R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)) = -k_3 e_3 \\ \dot{i}_{ds}^* - \frac{1}{L_{s2}} (v_{ds2} - R_{s2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*)) = -k_4 e_4 \\ \dot{i}_{qs}^* - \frac{1}{L_{s1}} (v_{qs1} - R_{s1} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*)) = -k_5 e_5 \\ \dot{i}_{qs}^* - \frac{1}{L_{s2}} (v_{qs2} - R_{s1} i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*)) = -k_6 e_6 \end{cases} \quad (3.45)$$

Avec : $(k_3 \ k_4 \ k_5 \ k_6)$ sont des gains positifs.

On choisissant la loi de commande comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = L_{s1} (\dot{i}_{ds}^* + k_3 e_3) + R_{s1} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{ds2}^* = L_{s2} (\dot{i}_{ds}^* + k_4 e_4) + R_{s2} i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1}^* = L_{s1} (\dot{i}_{qs}^* + k_5 e_5) + R_{s1} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \varphi_r^*) \\ v_{qs2}^* = L_{s2} (\dot{i}_{qs}^* + k_6 e_6) + R_{s2} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (3.47)$$

Ce qui rend $\dot{V}_2 < 0$

3.5 Résultats de simulation

Les courbes suivantes représentent l'évolution des caractéristiques de la MASDE par la commande backstepping, suivie de l'application de la charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ entre l'intervalle du temps $[2, 3.5] \text{ s}$

On remarque une réponse rapide, car la vitesse se stabilise après moins d'une 0.25s. Lors de la charge, nous ne voyons presque aucune perturbation dans le flux

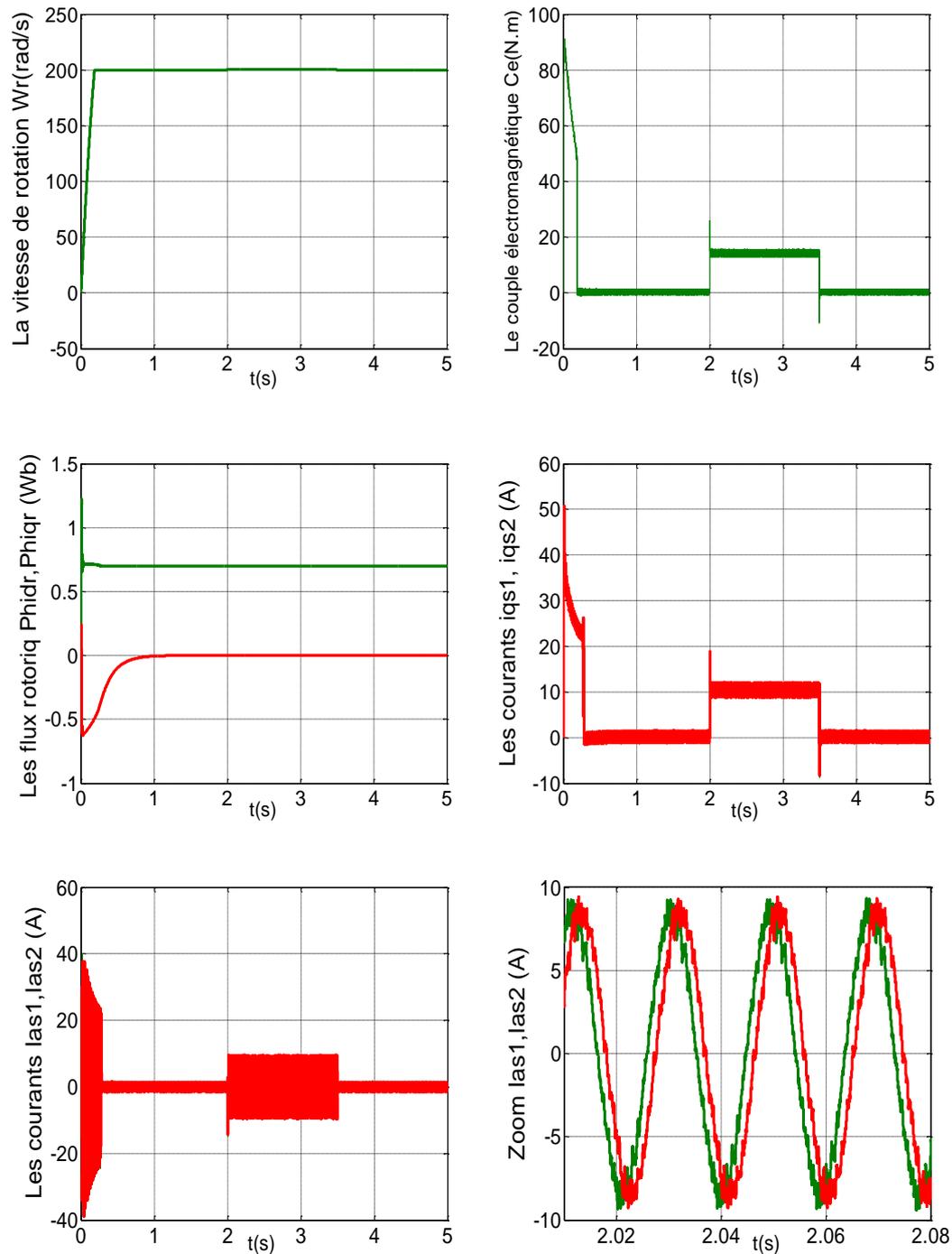


Figure 3.1 Evolution des caractéristiques de la MASDE par la commande backstepping

fonctionnement à vide:

- ✚ la vitesse (N (tr/min)) atteint sa limite La consigne est à $t = 0,25$ s. et Couple électromagnétique Quant au couple, on note qu'il part d'une valeur maximale de 90 Nm sans ondulations de démarrage, et c'est un bon indicateur et diminue avec le temps jusqu'à disparaître à 0,2 puis se stabilise à la quantité résultant du frottement
- ✚ Courants statorique ($i_{qs1,2}$) se développe sous la forme de Adapté au couple électromagnétique en régime permanent. et Les flux du rotor progressent de manière stable sans ondulations ni erreurs et sont bien stabilisés.

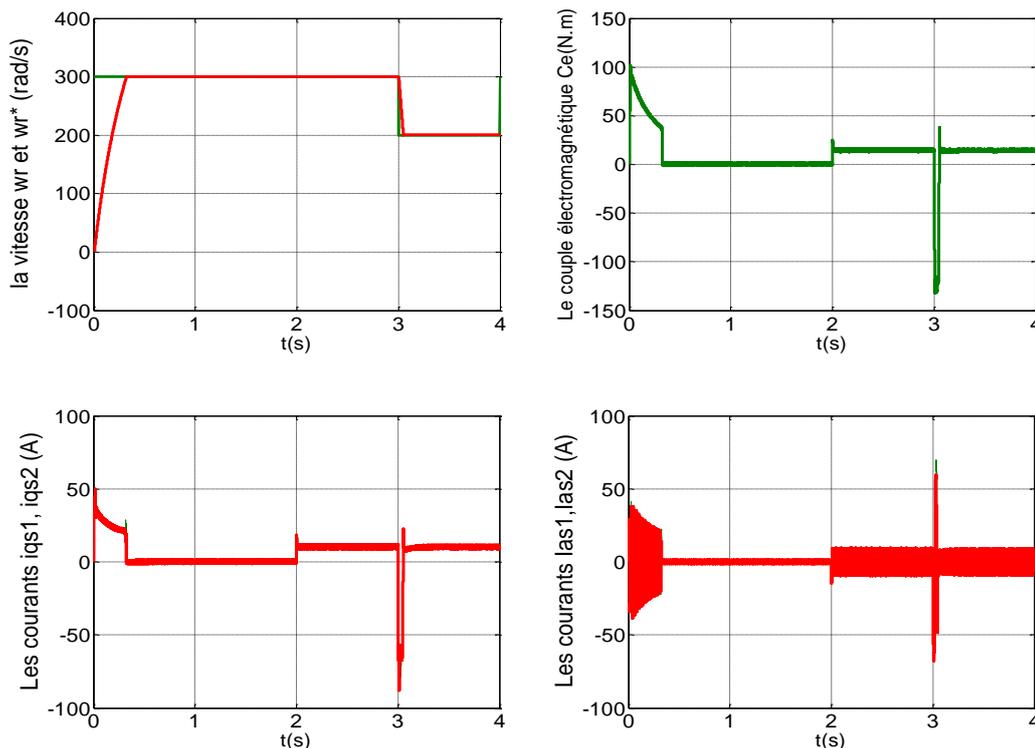
Fonctionnement en charge :

- ✚ L'application de la charge (fonctionnement moteur) pendant l'intervalle de temps $t = [2, 3.5]$ s, engendre des augmentations aux niveaux, du couple électromagnétique $C_r = 14$ N.m Avec une augmentation à court terme $t=0.01$ de niveau de couple 25Nm ,des courants statoriques et du courant rotorique, qui se stabilisent respectivement a $C_{em} 14$ N.m, $i_{as1} = i_{as2}=6.2$ A, $i_{qs1,2} = 12.5$ A. et. La vitesse et les Flux rotoriques demeurent fixes en poursuivant leurs consignes.

3.6 Tests de robustesse

Dans cette partie, nous appliquons deux tests au commande backstepping direct et voyons à quel point ce contrôle est bon et robuste

Test 1 : changement de la vitesse de 300 à 200 (rad/s) à partir de l'instant $t = 3$ s



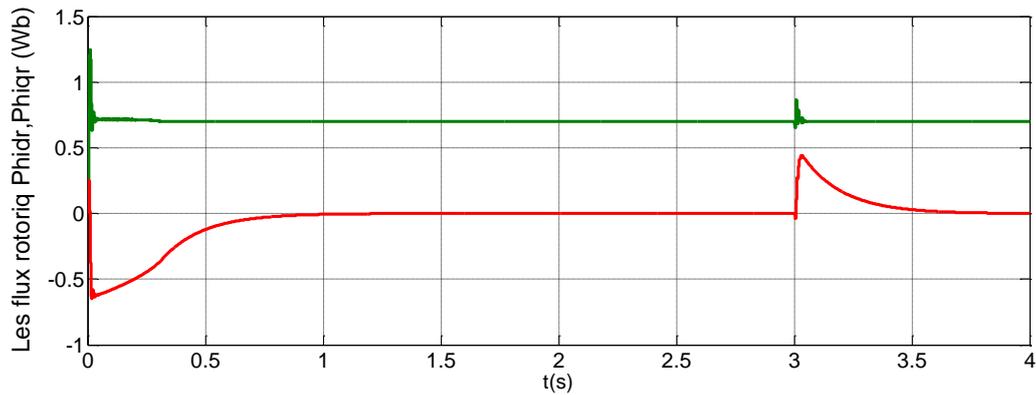
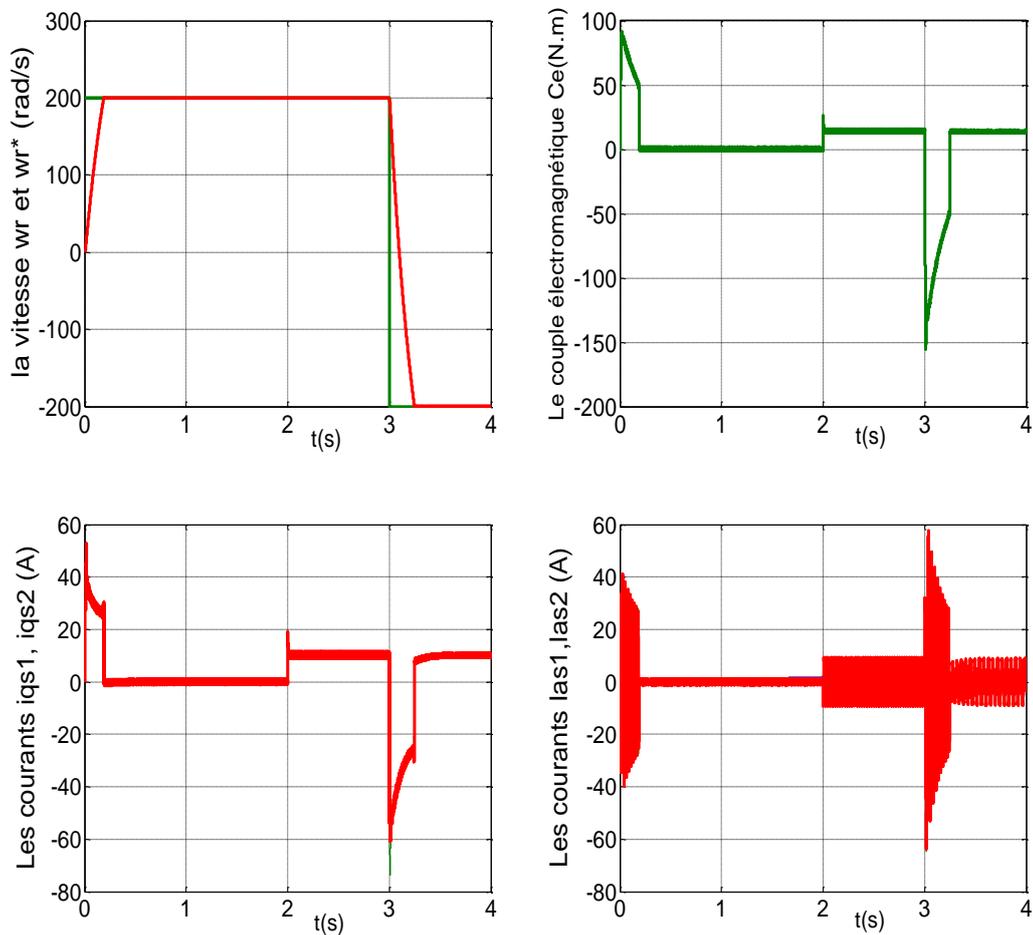


Figure 3.2 l'évolution des caractéristiques du MASDE par backstepping, suivi d'un changement de la vitesse de 300 à 200 (rad/s)

Nous appliquons une vitesse de référence de 300 pour qu'après 3s, elle diminue à 200. Le couple électromagnétique atteint -50 (Newton mètres) lors de l'inversion de vitesse, qui se stabilise une fois que celle-ci atteint sa valeur de référence positive. Le courant I_{qs1} (A) se développe de manière similaire au couple. Les formes des écoulements du rotor selon les deux axes remarquent une légère turbulence lors de l'inversion de vitesse.

Test 2 : l'inversion de la vitesse de 200 à -200 (rad/s) à partir de l'instant $t = 3$ s



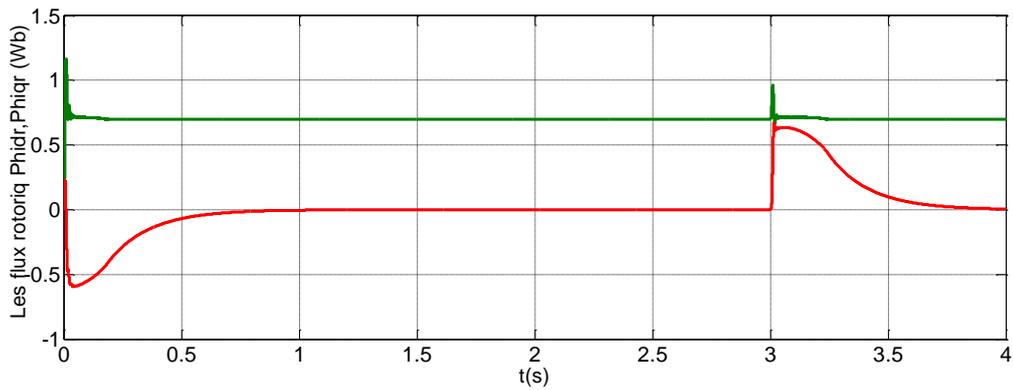


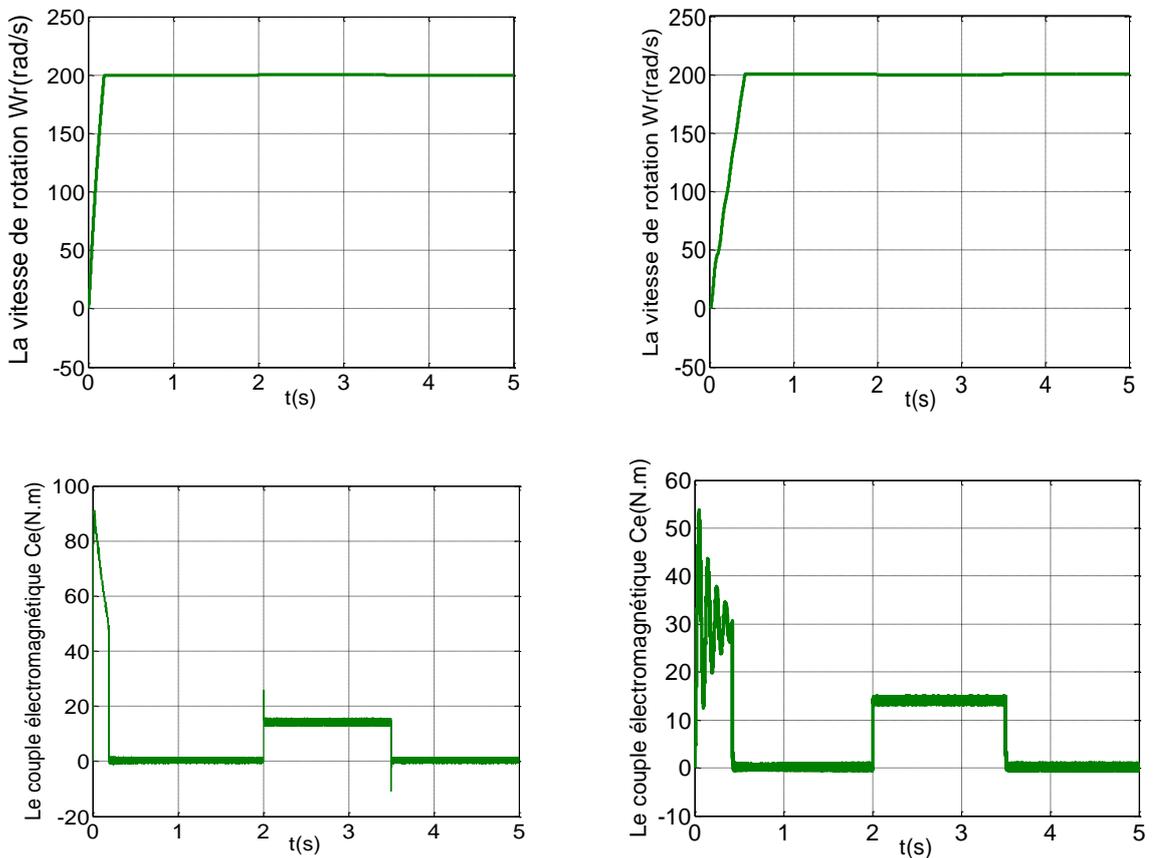
Figure 3.3 l'évolution des caractéristiques du MASDE par backstepping, suivi l'inversion de la vitesse de 200 à -200 (rad/s)

On remarque que lorsqu'on inverse la vitesse à l'instant 3, le couple diminue à -150. Le courant prend la même forme que le couple chaque habitude, tandis qu'une légère fluctuation du débit est constatée au moment du changement de sens de la vitesse

3.7 Etude comparative

Sur la base des résultats précédents et des tests que nous avons effectués sur le commande backstepping et commande vectorielle indirect, nous ferons une comparaison simple pour déterminer lequel des deux commandes est le meilleur en termes de vitesse de réponse et d'acceptation des perturbations

• **Comparaison au niveau de fonctionnement en charge de la MASDE:**



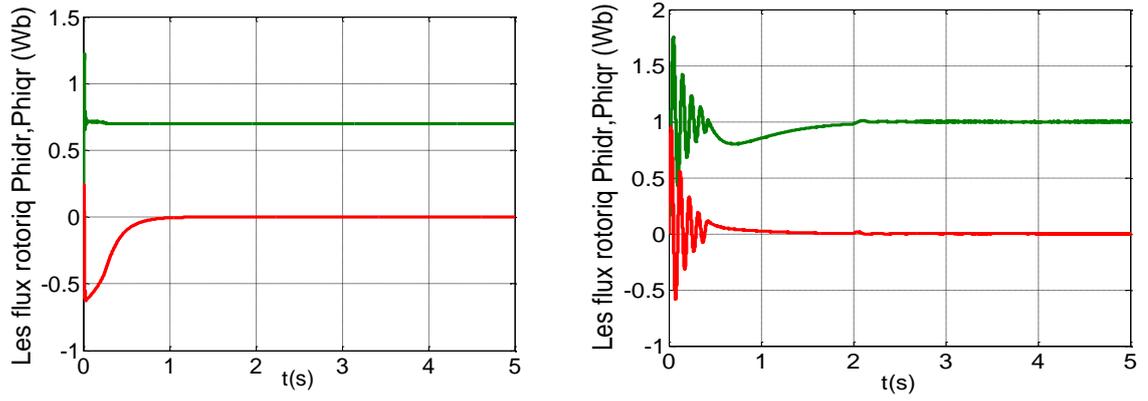
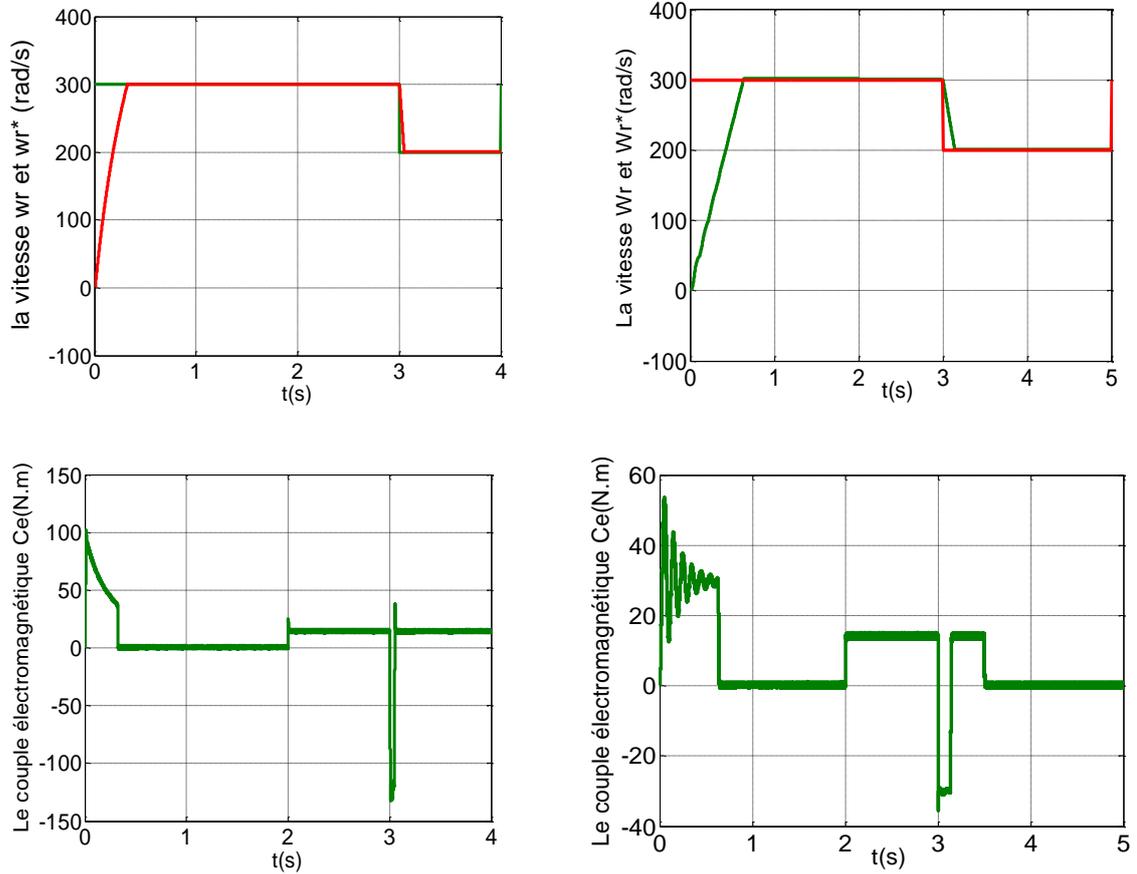


Figure 3.4 Comparaison au niveau de fonctionnement en charge

• Test 1



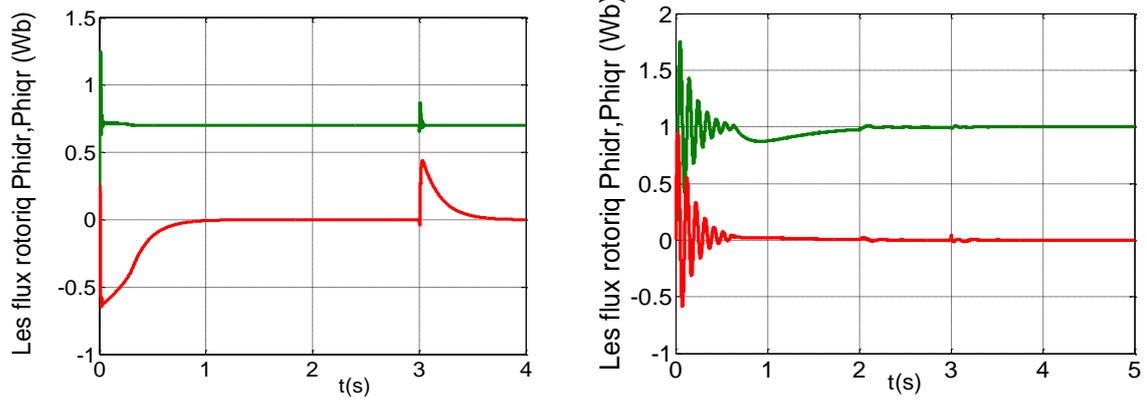
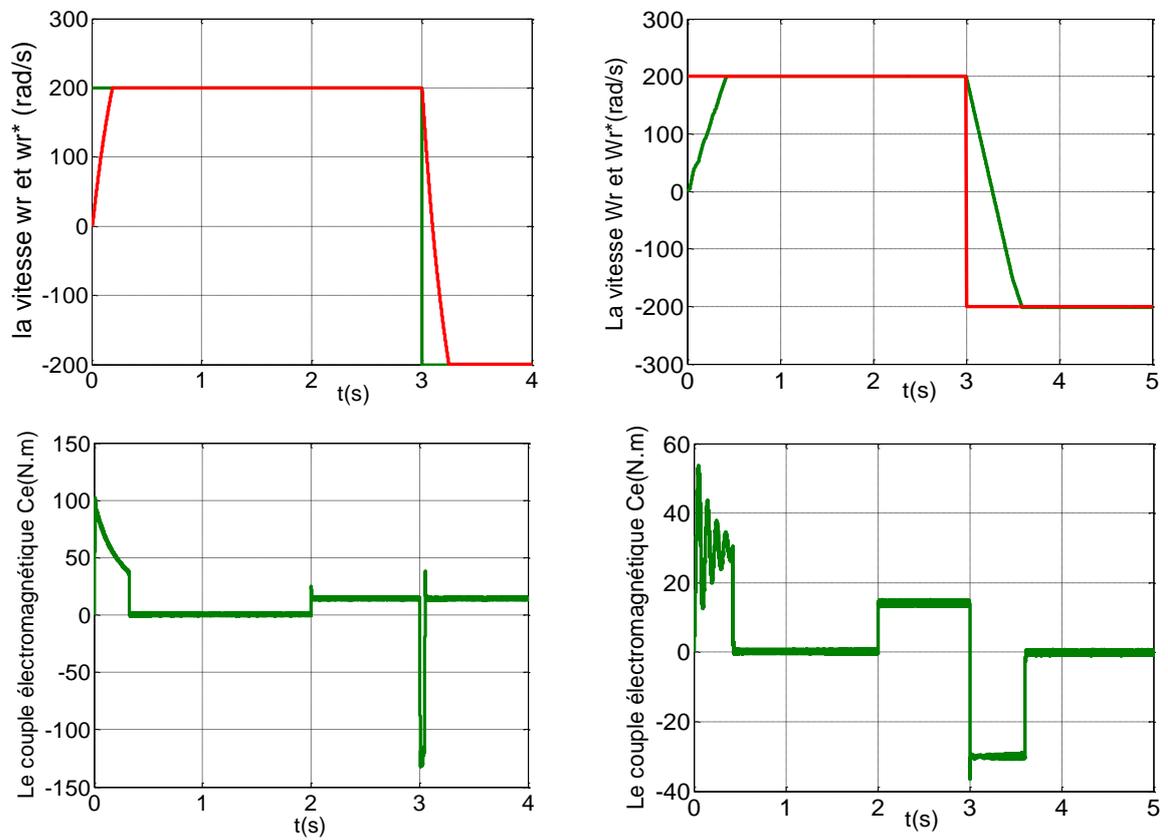


Figure 3.5 Comparaison au niveau de changement de la vitesse 300 à 200 (rad/s)

• Test 2



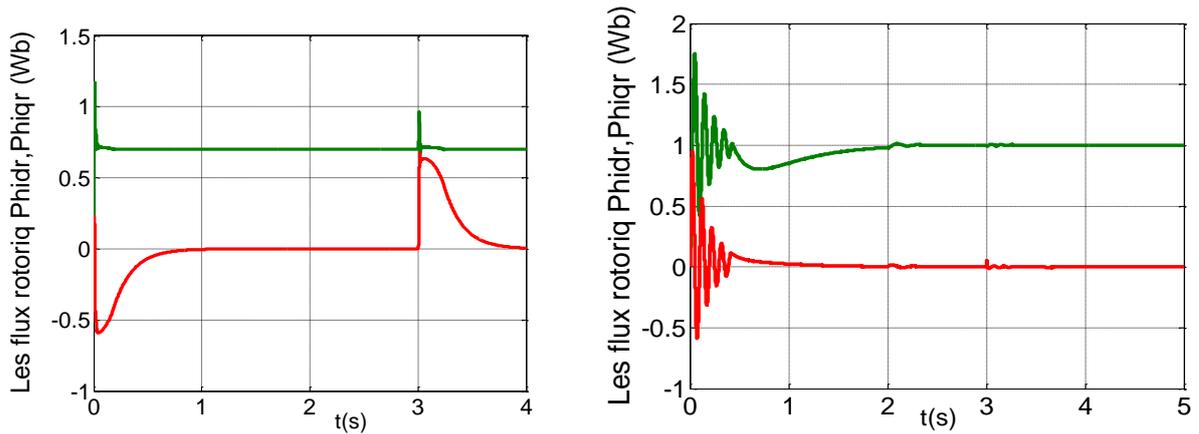


Figure 3.6 Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse de 200 à -200 (rad/s)

Les résultats de la comparaison montrent ce qui suit :

- Dans le cas de l'application de la charge, la vitesse subit une diminution dans le cas du commande vectorielle, alors qu'on ne retrouve pas cela dans le cas du commande backstepping
- Remarque aussi que le couple électromagnétique est fortement ondulée dans le cas de la commande vectorielle.
- Temps de réponse rapide pour commande backstepping lors du démarrage ou dans le cas de tests de durabilité lors de l'inversion et du changement de vitesse

3.8 Conclusion

Ce chapitre propose une nouvelle loi de commande par backstepping basée sur le principe de la commande vectorielle de la MASDE l'objectif principal étant la régulation de vitesse. Cette technique de commande permet d'obtenir de façons constructives une loi de commande qui assure la stabilité et équilibre de machine asynchrone double étoile en boucle fermée via une fonction de Lyapunov. des tests de robustesse de cette appliqués à la machine telle que l'inversion de vitesse et la variation de la vitesse L'étude comparative qui fait entre la commande vectorielle et la commande par backstepping montre que cette dernier présente de haute performance a également montré une vitesse de réponse élevée et de faibles oscillations de démarrage par rapport à la commande vectorielle.

Conclusion générale

Contribuer au pilotage de la machine asynchrone double étoile par commande vectorielle, qui est assurée par deux convertisseurs de tension pilotés par la technologie M.L.I La séparation fait référence à une compilation bibliographique dont les principes de fonctionnement sont présentés.

Après un rappel des concepts initiaux nécessaires à la compréhension de la machine polyphasée, nous présentons les caractéristiques et les applications de la machine polyphasée, machine asynchrone triphasée à double étoile en mode moteur. Cette modélisation permet de créer un modèle mathématique de cette machine dont la complexité est réduite par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Nous avons donc utilisé le méthode de Park et deuxième chapitre , nous au contrôle vectoriel en dirigeant le flux de la partie mobile. Dans ce contexte, nous avons développé la méthode du contrôle indirect Ainsi les algorithmes de réglage classiques, tels que les PI, peuvent se contrôler de manière adéquate si les exigences en matière de précision et de performances du système ne sont pas aussi strictes. Dans le but d'améliorer les performances et une meilleure efficacité, nous nous sommes intéressé dans le dernier Chapitre à l'application d'une technique de commande robuste, nommée commande par backstepping. Les résultats obtenus ont montré que ce type de contrôle apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI Surtout en vitesse plus, les tests de durabilité contre Les différences de chargement et de vitesse ont démontré la qualité de ce type de contrôle.

L'étude comparative Entre la commande vectorielle et la commande backstepping a montré clairement que la commande backstepping offre des bonnes performances statiques et dynamique, un rejet total des perturbations et minimisation des ondulations en régime transitoire pour le couple et le flux rotorique directe, comme elle accorde aussi une meilleure poursuite.

L'importance de ce moteur dans divers domaines nous oblige à utiliser les meilleurs moyens possibles pour connaître ses capacités sans erreurs ni obstacles possibles. Nous nous sommes assurés que la méthode de backstepping est excellente , sachant qu'elle n'est pas la meilleure possible.

Résumé

Ce mémoire a été consacré au commande de la vitesse de la machine asynchrone double étoile en la connectant à deux convertisseurs de tension MLI. Nous avons d'abord modélisé et simulé cette machine et extrait différentes valeurs basées sur la transformation de Park. Ensuite, nous avons appliqué la commande vectorielle indirect à cette machine afin d'améliorer les performances en utilisant des régulateurs PI. Au final, nous sommes passés à un nouveau commande , qui est le commande Backstepping, afin d'améliorer les performances et les perturbations, puis, afin de trouver le meilleur commande parmi les deux commande précédents, nous avons effectué des tests de durabilité et les avons comparés.

This note was devoted to the control of the speed of the double star asynchronous machine by connecting it to two PWM voltage converters. We first modeled and simulated this machine and extracted different values based on Park's transformation. Then we applied indirect vector control to this machine to improve performance by using PI regulators. In the end, we switched to a new command, which is the Backstepping command, in order to improve the performance and the disturbances, then, in order to find the best command among the two previous commands, we carried out durability tests and the have compared.

تم تخصيص هذه المذكرة للتحكم في سرعة الآلة غير المتزامنة ذات النجم المزدوج من خلال توصيلها بمحولين للجهد PWM. قمنا أولاً بنمذجة ومحاكاة هذه الآلة واستخرجنا قيمًا مختلفة بناءً على تحويل Park. ثم طبقنا التحكم غير المباشر في المتجهات على هذا الجهاز لتحسين الأداء باستخدام منظمات PI. في النهاية، انتقلنا إلى أمر جديد، وهو أمر Backstepping، من أجل تحسين الأداء والاضطرابات، ثم من أجل العثور على أفضل أمر بين الأمرين السابقين، أجرينا اختبارات المتانة وقمنا بمقارنة.

Bibliographie

- [1] E.Merabet « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile » M'emoire de Magister 2008
- [2] S. Chaouch, "Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse" Thèse de Doctorat, Université de Batna, Batna, 2005.
- [3] N.Bensetti et M.Boukhachba « Commande par backstepping de La machine asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux » MASTER ACADEMIQUE 2016/2017
- [4] E.bounadja « Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile » Magister en Electrotechnique 2008
- [5] A.Djaborebbi "étude et commande d'machine Asynchrone double étoile " Thème Master académique ouargla 26/06/2013.
- [6] D.Bouamra,N.beddi « Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile :(Modélisation, Alimentation et Commande) » master academique 2014
- [7] S.azzi ,B.azzi « Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile :Application à la Traction Electrique » Mémoire de Fin d'Etudes de master academique 2014.
- [8] J. L. Thomas, "Future practical developments in vector control principles," IEE Colloquium - Power Division, Savoy place, London WC2R 0BL, pp. 4/1–4/8, February 1998.
- [9] S. Tamazoult, « Etude comparative de l'alimentation de la machine asynchrone `a double alimentation par un convertisseur statique AC/AC à commutation forcée et naturelle », M'emoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2005.
- [10] G. Crellet, G. Clerc, « Actionneurs électriques, Editions Eyrolles », Paris, France, 1997.
- [11] A. Chaiba, « Commande par la logique floue de la machine asynchrone `a double alimentation aliment'ee en tension », M'emoire de Magister de l'Universit'e El-Hadj Lakhdar de Batna, Alg'erie, Novembre 2004
- [12] B.razzouk, « Estimation par réseau de neurones de la constante de temps rotorique de machines asynchrones ». Thèse de doctorat de l'université de Montréal, France 1998.
- [13] M.Boussak .et K.jarray,. « A high-performance sensor less indirect stator flux orientation control of induction motor drive». iee Transactions on Industrial Electronics 2006.
- [14] M.Derdiyok , K.Guven , H.Rahman , N.Inane. et Xu L.. «Design and Implementation of New Sliding Mode Observer for Speed-Sensor less Control of Induction Machine». IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 49, No. 5, pp. 1177-1182 Oct. 2002

Bibliographie

- [15] N.Ezzian «commande adaptative flou backstepping d'un machin asynchrone avec et sons capteur mécanique» ',Thèse de doctorat en automatique es traitement du signal l'université de Reims champagne Ardenne ,avril 2010 .
- [16] A.Chebbi ,«commande Adaptative floue backstepping d'un machine asynchrone sans capteur de vitesse» ,Thèse magister en Electrotechnique l'université de Batna ,février 2011.