MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITEYAHIA FARES DE MEDEA



Faculté de **T**echnologie

Mémoire de fin d'études de Master

Filière : Génie électrique

Spécialité : commande

Observateur d'ordre réduit de la vitesse pour la commande d'un moteur asynchrone double étoile

---

Proposé et Dirigé par

Mr. SKENDER Mohamed Redha

Présenté par

ALLOTI Fayssal

TRIA Nassira

Promotion juin 2019

Remerciements

Nous tenons d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

En seconde lieu, nous remercions tous les enseignants qui ont participé de près de loin à l'aboutissement de ce travail.

À ce titre :

Notre encadreur Mr. SKENDER Mohamed-Redha et à tous les enseignants depuis le cycle des études supérieurs. Car si nous soutenons aujourd'hui, c'est grâce à leurs fonctions éminentes dans notre réussite, la transmission de leurs connaissances et leur savoir-faire.

Nous remercions aussi les membres de jury qui ont acceptés d'examiner notre travail. Enfin nos remerciement à toute personne qui a participé de près ou de loin à la réalisation de travail

Dédicace

A ma chère mère

A mon cher père

Qui n'ont jamais cessé, de formuler des prières à mon égard, de me soutenir et de m'épauler pour que je puisse atteindre mes objectifs

A mes frères

A ma sœur et son mari

Pour ses soutiens moral et leurs conseils précieux tout au long de mes études

A mon cher grand père

Qui je souhaite une bonne santé

A ma chère binôme

Pour s'entente et sa sympathie

Pour son indéfectible soutien et sa patience infinie

A mes chers amis

Pour leurs aides et supports dans les moments difficiles

A toute ma famille

A tous ceux que j'aime et ce qui m'aiment.

Fayssal

Dédicace

J'aimerais dédier cet humble travail de mémoire de fin d'étude qui loin d'être exhaustif à mes chers parents qui m'ont entourée d'amour infini et dédie également ce travail qui n'aura jamais pu voir la lumière du jour sans le soutien continuel de mon cher en cadreurs.

Que Dieu vous accorde langue vie et vous comble de bonheur.

J'adresse tout aussi ma dédicace à :

Mes frères et sœurs respectifs.

Mon cher binôme.

Ma grande famille.

Mes amis, camarades surtout m'intime et ma sœur Ibtissem, et tous ceux qui m'estiment.

Nassira

ملخص المذكرة :

هذا العمل يعالج, التحكم الشعاعي بدون ملتقط السرعة المزود بملاحظ ترتيب مخفض لمحرك لا تزامني ثنائي النجمة.(MASDE)في المرحلة الأولى,قمنا بإعطاء نموذج لهذه الآلة و مصدر تغذيته المتمثلة من محولين للتوتر للتيار الكهربائي بواسطة ,hystérésis في المرحلة الثانية قدمنا إستراتيجية التحكم لشعاعي المطبقة على المحرك لا تزامني ثنائي النجمة, نتائج المحاكاة الرقمية المختلفة المقدمة قد وضحت و علق عليها ,في المرحلة الأخيرة, اقترحنا طريقة التحكم الشعاعي بدون ملتقط السرعة مزود بملاحظ ترتيب مخفض ,العروض و خوارزمية التقدير المقدمة قد وضحت بواسطة نتائج المحاكاة .

الكلمات المفتاحية :

محرك لا تزامني ثنائي النجمة ,التحكم الشعاعي, المحول دو ثلاثة أطوار ,المنظم الكلاسيكي ,PI التحكم الشعاعي بدون جهاز استشعار السرعة مزود بملاحظ ترتيب منخفض

Résumé :

Le présent travail traite la commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone double étoile associée à un Observateur de LEUNBERGER d'ordre réduit. Dans une première phase, on a modélisé le moteur asynchrone double étoile (MASDE) et son alimentation constituée principalement de deux onduleurs de tension commandés en courant par l'hystérésis. Dans une deuxième phase, on a présenté la stratégie de la commande vectorielle appliquée au MASDE. Différents résultats de simulation numérique de la commande présentée ont été illustrés et commentés. Dans la dernière phase, on a proposé une commande vectorielle sans capteur de vitesse du MASDE associée d'un observateur de LEUNBERGER d'ordre réduit. Les performances et l'efficacité de l'algorithme d'estimation présenté ont été illustrées par des résultats de simulation.

Mots clés : Moteur asynchrone double étoile, Onduleurs triphasés, Commande vectorielle, Régulateur PI classique, Commande sans capteur, Observateur de LEUNBERGER d'ordre réduit.

Abstract:

The present work deals with the sensor less vector control of a dual-star asynchronous motor associated with a LEUNBERGER observer of reduced order. In a first phase, the dual star induction motor (MASDE) has been modeled and its power supply consists mainly of two voltage inverters controlled by current with hysteresis. In a second phase, we presented the strategy of the vector control applied to MASDE. Different numerical simulation results of the command presented were illustrated and commented. In the last phase, it was proposed a vector control without speed sensor of the associated MASDE of a LEUNBERGER observer of reduced order. The performance and efficiency of the presented estimation algorithm were illustrated by simulation results.

Keywords : Dual star asynchronous motor, Three-phase inverters, Vector control, Traditional PI controller, Sensor less control, Reduced-order LEUNBERGER observer

Notations et symboles

MASDE	Machine asynchrone double étoile ;
S, R	Indices respectifs du stator et du rotor ;
FOC	Commande vectorielle ;
DFOC	Commande vectorielle directe ;
IFOC	Commande vectorielle indirecte ;
MRAS	Système adaptatif à modèle de référence ;
A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}	Indices correspondants au trois phases de l'enroulement statorique 1 ;
A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}	Indices correspondants au trois phases de l'enroulement statorique 2 ;
A_r, B_r, C_r	Indices correspondants au trois phases rotorique ;
d_1, q_1, d_2, q_2	Axes correspondants au référentielles de PARK ;
R_{s1}, R_{s2}	Résistances des enroulements statoriques 1 et 2 ;
R_r	Résistance de l'enroulement rotorique ;
L_{s1}, L_{s2}	Inductances propres de fuites statorique 1 et 2 ;
L_r	Inductance propre de fuites rotorique ;
L_m	Inductance mutuelle entre les enroulements 1et 2 du stator et le rotor ;
$M_{s1,r}$ *et* $M_{s2,r}$	Inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques ;
$M_{s1,s2}$	Inductance mutuelle entre phases des enroulements 1 et 2 du stator ;
ψ_{s1}, ψ_{s2}	Flux statorique ;
ψ_r	Flux rotorique ;
ψ_{dr}	Flux rotorique sur l'axe d ;
ψ_{qr}	Flux rotorique sur l'axe q ;
$\psi_{\alpha r}$	Flux rotorique sur l'axe α ;

$\psi_{\beta r}$	Flux rotorique sur l'axe β ;
T_r	Constante de temps rotorique ;
P	Nombre de paires de pôles ;
C_{em}	Couple électromagnétique ;
J	Moment d'inertie ;
K_f	Coefficient de frottement ;
f_c	La fréquence de coupure du filtre LC ;
C_r	Couple résistant ;
g	Glissement ;
ω_s	Vitesse angulaires électriques statorique ;
ω_r	Vitesse angulaires électriques rotorique ;
ω_{gl}	Vitesse angulaires électriques de glissement ;
ω_{coor}	Vitesse angulaire des axes (d, q) ;
Ω_r	Vitesse synchrone ;
Ω_r	Vitesse mécanique du rotor ;
δ	Angle de déphasage entre les deux systèmes d'alimentation du stator;
α	Angle de déphasage physique entre les deux bobines du stator ;
θ_s	Angle entre l'enroulement statorique 1 et l'axe d ;
θ_r	Angle entre l'enroulement statorique 1 et la première phase du rotor ;
θ_{gl}	Angle entre la première phase du rotor et l'axe d ;
θ_m	Position du rotor à l'étoile 1 du stator ;
$\theta_m - \alpha$	Position du rotor par rapport à l'étoile 2 du stator ;
w_r^*	Vitesse de référence ;
ψ_r^*	Flux rotorique de référence ;
C_{em}^*	Couple électromagnétique de référence ;
m	Indice de modulation ;
r	Taux de modulation ;
v	Tension simple de phase ;
I_{as1}	Courants d'une phase de l'enroulement statorique 1 ;

I_{as2}	Courants d'une phase de l'enroulement statorique 2 ;
P	Operateur de Laplace
P_a	La puissance absorbée ;
P_{em}	La puissance électromagnétique ;
$P(\theta)$	Matrice de transformation de Park
d, q	Axes directs et quadratiques du repère de Park ;
Δi_s , Δi_r	Bandes d'hystérésis rotorique et statorique respectivement ;
K_p, K_i	Paramètres du régulateur PI ;
$\hat{\psi}_r$	Flux rotorique estimé ;
$\hat{\omega}_r$	Vitesses angulaires électriques rotorique estimée ;
^	Signe d'une grandeur estimée ;
ε, e	L'erreur entre la valeur réelle et la valeur estimée.

Liste des figures

Chapitre I Description Et Modélisation Du MASDE

Fig. I.1 Modes de fonctionnement suivant le glissement

Fig. I.2 Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases

Fig. I.3 Représentation schématique des enroulements du MASDE

Fig. I.4 Représentation du modèle du MASDE selon les axes (d, q)

Performances de la machine asynchrone sans charge résistif (à vide)

Fig. I.5 la vitesse de rotation (rad/s)

Fig. I.6 le couple électromagnétique (N.m)

Fig. I.7 le flux dr(Wb)

Fig. I.8 le flux qr(Wb)

Fig.I.9 le flux rotorique totale(Wb)

Fig I.10 le courant ias1, ias2 (A)

Performances de la machine asynchrone double étoile avec application d'un couple de charge C_r=15 N. m à l'instant t= 2s

Fig. I.11 la vitesse de rotation (rad/s)

Fig. I.12 le couple électromagnétique (N.m)

Fig. I.13 le flux dr(Wb)

Fig. I.14 le flux qr(Wb)

Fig.I.15 le flux rotorique totale(Wb)

Fig. I.16 le courant ias1, ias2 (A)

Fig. I.17 Schéma de redresseur triphasé à diodes
Fig. I.18 Les tensions d'alimentation et la redressée
Fig. I.19 Représentation d'un filtre
Fig. I.20 Tension de sortie du filtre
Fig. I.21 Schéma de l'onduleur triphasé
Fig. I.22 Contrôle par hystérésis
Fig. I.23 Onduleur triphasé à hystérésis

Chapitre II La commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile

Fig. II.1 Principe de la commande vectorielle de la MCC et du MASDE
Fig. II.2 Principe d'orientation du flux rotorique
Fig. II.3 Diagramme vectoriel pour la commande vectorielle directe
Fig. II.4 Mesure du flux rotorique
Fig.II.5 Estimation du flux rotorique
Fig. II.6 Méthode indirecte de la commande vectorielle
Fig. II.7 Schéma de principe de la commande à flux orienté (FOC).
Fig. II.8 Schéma de régulation des courants.
Fig. II.9 schéma réduit de régulation de vitesse
Fig. II.10 Commande vectorielle indirecte du MASDE.
Fig. II.11 Table des profils des références et de la charge.
Fig. II.12 vitesse de rotation (rad/s)
Fig. II.13 couple électromagnétique (N.m)
Fig. II.14 flux rotorique dr (wb)
Fig. II.15 flux rotorique qr (wb)
Fig. II.16 flux totale (wb)
Fig. II.17 courant ias1, ias2 (A)

Performances du MASDE pour 0.5 T_r nominal

Fig. II.18 vitesse de rotation (rad/s)
Fig. II.19 couple électromagnétique (N.m)
Fig.II.20 flux rotorique dr (wb)

Fig.II.21 flux rotorique qr (wb)

Fig.II.22 flux totale (wb)

Fig. II.23 courant ias1, ias2 (A)

Performances du MASDE pour 1.5 Tr nominal :

Fig. II.24 vitesse de rotation (rad/s)

Fig. II.25 couple électromagnétique (N.m)

Fig.II.26 flux rotorique dr (wb)

Fig.II.27 flux rotorique qr (wb)

Fig.II.28 flux totale (wb)

Fig. II.29 courant ias1, ias2 (A)

Caractéristiques temporelles du régulateur PI classique lors de variation du moment d'inertie :

Fig. II.30 vitesse de rotation (rad/s)

Chapitre III Commande Sans Capteur Mécanique du MASDE Doté d'un Observateur d'ordre réduit

Fig. III.1 Schéma bloc d'un estimateur.

Fig. III.2 Schéma bloc d'un observateur

Fig. III.3 Structure MRAS

Fig. III.4 Structure d'un observateur d'état

Fig.III.5 Commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse d'une MASDE dotée d'un observateur linéaire d'ordre réduit

Fig. III.6 Table des profils des références et de la charge.

Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé correspondantes d'un MASDE sans capteur de vitesse dotée d'un observateur luenberger d'ordre réduit pour une consigne de ± 157 rad/s

Fig. III.7 vitesse de rotation (rad/s)

Fig. III.8 couple électromagnétique (N.m)

Fig.III.9 courant ias1, ias2 (A)

Fig.III.10 flux rotorique dr et qr (wb)

Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimécorrespondantes d'un MASDE sans capteur de vitesse dotée d'un observateur luenberger d'ordre réduit pour une consigne de ± 100 rad/s

Fig. III.11 vitesse de rotation (rad/s)

Fig. III.12 couple électromagnétique (N.m)

Fig.III.13 courant ias1, ias2 (A)

Fig.III.14 flux rotorique dr et qr(wb)

Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé correspondantes d'un MASDE sans capteur de vitesse dotée observateur luenberger d'ordre réduit pour une consigne de ± 50rad/s.

Fig. III.15 vitesse de rotation (rad/s)

Fig. III.16 couple électromagnétique (N.m)

Fig.III.17 courant ias1, ias2 (A)

Fig.III.18 flux rotorique qret qr(wb)

Fig.III.19 Erreur dynamique maximale de la vitesse en charge en fonction de la vitesse de référence

Introduction générale

La machine à courant continu était depuis longtemps 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 [Rou 04] [Tal 04] [Ch 05].

En forte puissance, les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation et donc les performances.

Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phases ou des machines multi-étoile. Un exemple de ce type de structure est la machine asynchrone double étoile [Dah 04] [Are 05].

Ces machines polyphasées constituent un potentiel évident en raison de leur fiabilité et de leur possibilité de fonctionnement en marche dégradée. Malgré tous ces avantages, sa commande reste assez compliquée comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé [Had 01].

L'évolution de la micro-informatique et la disponibilité de moyen de contrôle très rapide tels que le DSP, permet aujourd'hui, de réaliser des algorithmes très complexes de commande pour prendre en compte la non linéarité du modèle de la machine à courant alternatif. Dans les deux dernières décennies, un essor appréciable à la commande des machines à courant alternatif a été donné, où l'on peut distinguer la commande vectorielle par orientation du flux, la commande directe du couple DTC, la commande non linéaire et la commande par mode glissant.

Un bon fonctionnement d'une commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile, nécessite une information fiable provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire). Par ailleurs, les capteurs mécaniques de vitesse sont en général coûteux, fragiles et affectent la fiabilité de cette commande. Cependant, La commande sans capteurs de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles que nous aurions eu avec un capteur mécanique. Dans ce cadre, notre étude traite, principalement l'estimation de la vitesse en utilisant quelques techniques présentées dans la littérature, telles que la technique utilisant un système adaptatif à modèle de référence (MRAS) et l'observateur de LEUNBERGER d'ordre réduit en vue d'une commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone double étoile.

Le présent mémoire s'articule autour de trois chapitres.

En premier chapitre, 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. De plus on va donner la modélisation du MASDE et son alimentation constituée par deux onduleurs de tension à commande hystérises.

Dans la deuxième chapitre, en vue la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE. Un aperçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi qu'un rappel sur ses différentes méthodes. Par la suite, nous passons tout d'abord à l'application de la méthode indirecte avec l'alimentation de la machine par deux onduleurs de tension à commande hystéries.

Dans le dernier chapitre, on présentera les différentes techniques d'estimation de la vitesse de rotation du moteur asynchrone double étoile. Afin d'attester l'efficacité de la commande, associé à des structures d'estimation (observation), une approche d'estimation de vitesse de rotation, des composantes en quadrature du courant statorique, du couple de charge et des flux rotoriques basée sur l'observateur de LEUNBERGER d'ordre réduit sera montrées par des simulations numériques pour mettre en exergue les performances statiques et dynamiques de la commande sans capteur de vitesse.

Pour clôturer ce travail, une conclusion générale sera donnée pour avancer quelques remarques et présenter les éventuelles perspectives quant à la continuation de ce travail.

Chapitre I

Modélisation et description de la machine asynchrone double étoile

I.1 Introduction

La machine asynchrone double étoile (MASDE) est un exemple plus courant des machines multi phases qui présente un bon compromis technico-économique.

Cette dernière n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau... etc. [Had 00] [Dah 04] [Ber 04] [Are 05].

Le modèle électromagnétique de la machine asynchrone double étoile est un système à dix équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile. En effet, l'utilisation d'une transformation dite de PARK, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable.

L'objet de ce chapitre est de présenter les différentes étapes permettant d'aboutir au modèle diphasé de la machine asynchrone double étoile et d'étudier son comportement par simulation avec une alimentation parfaitement sinusoïdale.

I.2 Caractéristiques des machines multiphasées

Les machines multiphasées contiennent comme toutes machines électrique tournantes un stator et un rotor, la seule différence est au niveau du stator tel que, celui-ci comporte un nombre de phase supérieur à trois.

On distingue deux types de machines Multiphasées[Had 01]:

- machines Multiphasées de Type 1
- machines Multiphasées de Type 2

On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes, c'est à dire le décalage entre les étoiles. Par exemple, une machine double étoile (6 phases) de α = 0° à des caractéristiques différentes de celles d'une machine double étoile à α = 30°. Pour la prise en compte de ces différences dans une machine et pouvoir différencier entre les configurations possibles, un autre terme est introduit : le nombre de phases équivalant. Il est défini comme suite :

$q=\frac{\pi}{\alpha}$ [Had 01].

I.2.1 machines multiphasées de "Type 1"

Les machines multiphasées de "Type 1" sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en étoiles triphasées **:** q=3n (n=1, 2, 3,4...).

I.2.2 machines multiphasées de "Type 2"

Les machines multiphasées de "Type 2" sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de$\frac{2\pi}{q}$ =2αOn a donc toujours :$q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha_q}$

I.3 Principe de fonctionnement de la machine multiphasées

On prendre comme exemple le principe de fonctionnement de la machine double étoile.

Les courants statoriques 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 angleα).La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques 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 , Elle définit comme suite[Ham 14]:

$$\omega_s = f_s/p \qquad \text{(I.1)}$$

Ces deux Champs tournants produisent par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celle du synchronisme, ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induit statoriques 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 relative. On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport**:**

$$g=\frac{\omega}{\omega_S} = \frac{\omega_S-\omega_r}{\omega_S} \qquad \text{(I.2)}$$

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

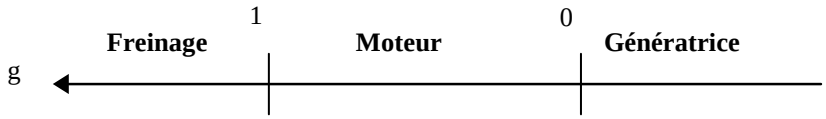


Fig.I.1:*Modes de fonctionnement suivant le glissement.*

Dans notre étude, nous nous sommes intéressés au mode de fonctionnement moteur.

I.4 Application des machines multiphasées

Les machines multi phases sont utilisées 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.[Mer 08]

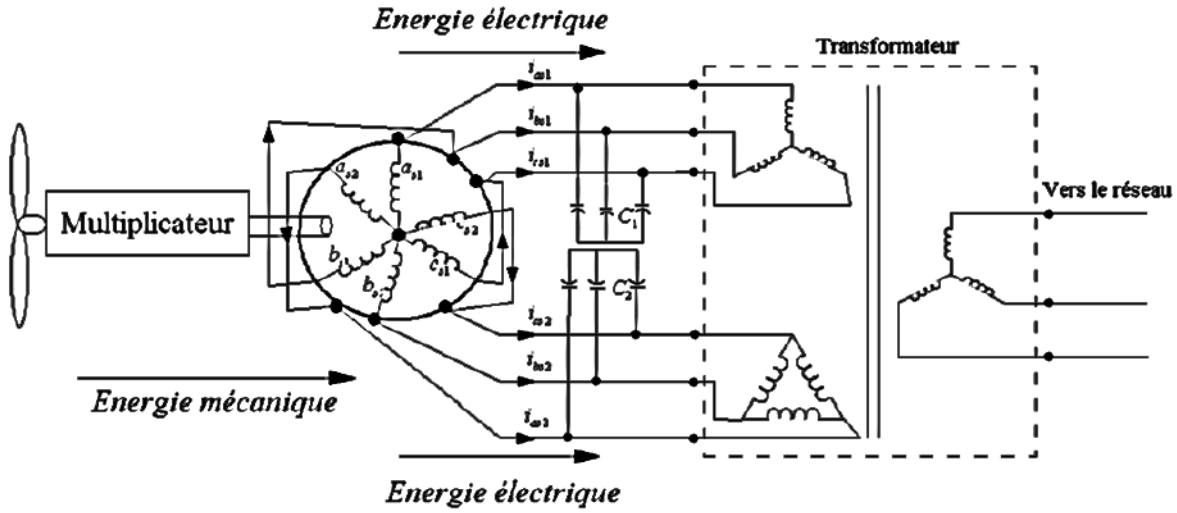


Fig.I.2:*Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases*

I.5 Avantages des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles.

Parmi ces avantages on peut citer :

- la segmentation de puissance
- la fiabilité
- la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

I.6 Inconvénients des machines multiphasées [Had 01]

- L'inconvénient majeur des machines multiphasées est l'apparition des courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.
- Le coût : le nombre de semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine.
- Complication du système de commande, cela la multiplication du nombre de semi-conducteurs.

I.7 Choix de la machine double étoile

La machine double étoile est la machine multiphaséela plus courante, parce qu'elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué. [Khe 11]

I.8 Modélisation de la machine asynchrone double étoile

I.8.1 Description du MASDE

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés entre eux d'un angle électrique α (dans cette modélisation on prend α= γ = 30˚) et un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil. Pour simplifier l'étude, on considère les circuits électriques du rotor comme équivalant à un enroulement triphasé en court-circuit [Mer 08].

La figure (I.4) donne la position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine. Six phases pour le stator et trois phases pour le rotor :

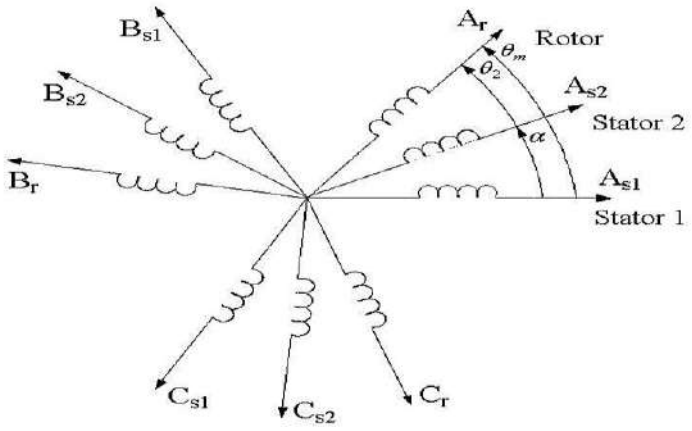


Fig.I.3:*Représentation schématique des enroulements du MASDE.*

Avec :

- $\boldsymbol{\alpha}$: Angle de décalage entre les deux étoiles.
- $\boldsymbol{\theta_m}$: Exprime la position du rotor à l'étoile 1 du stator.
- $\boldsymbol{\theta_m - \alpha}$: Exprime la position du rotor par rapport à l'étoile 2 du stator.

I.8.2 Hypothèses simplificatrices

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses suivantes [ber 04], [Dah 04], [Are 05] :

- Le circuit magnétique est non saturé ;
- Les pertes par hystérésis et courant de Foucault sont négligées ;
- Répartition sinusoïdale des forces magnétomotrices ;
- Effet de peau négligée;
- La machine est de constitution symétrique ;

I.8.3 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, [Mer 08]:

Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont:

- Pour l'étoile 1 :

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

- Pour l'étoile 2 :

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

- Pour le rotor :

$$\begin{cases} [v_r] = [v_{ar} v_{br} v_{cr}]^T \\ [I_r] = [i_{ar} i_{br} i_{cr}]^T \\ [\psi_r] = [\psi_{ar} \psi_{br} \psi_{cr}]^T \end{cases} \quad \text{(I.5)}$$

I.8.4 Equations des tensions

La combinaison de la loi d'Ohm et de la loi de Lenz permet d'´écrire les relations suivantes [Mer 08]:

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [R_{s1}][I_{S1}] + \frac{d}{dt}[\psi_{s1}] \\ [v_{s2}] = [R_{s2}][I_{S2}] + \frac{d}{dt}[\psi_{s2}] \\ [v_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\psi_r] \end{cases} \quad \text{(I.6)}$$

I.8.5 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 [Mer 08]

$$\begin{bmatrix} \psi_{s1} \\ \psi_{s2} \\ \psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & M_{s1,s2} & M_{s1,r} \\ M_{s2,s1} & L_{s2,s2} & M_{s2,r} \\ M_{r,s1} & M_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad \text{(I.7)}$$

[Rs1], [$Rs2$], [Rr] les matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques Respectivement

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} \end{bmatrix}, [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs2} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix} \quad \text{(I.8)}$$

Avec:

- R_{s1}: la résistance d'une phase de la 1*ere*étoile
- R_{s2}: la résistance d'une phase de la 2*ere*étoile
- R_r: la résistance d'une phase du rotor

Les sous matrices des inductances dans les équations (I.7) sont exprimées comme suit [Mer 08]

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

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & L_{ms}\cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms}\cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms}\cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_{s2} + L_{ms}) & L_{ms}\cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms}\cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms}\cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad \text{(I.10)}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & L_{mr}\cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{mr}\cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{mr}\cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_r + L_{mr}) & L_{mr}\cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{mr}\cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{mr}\cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad \text{(I.11)}$$

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms}\begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad \text{(I.12)}$$

$$[M_{s1,r}] = M_{sr}\begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_m - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_m - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_m - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \quad \text{(I.13)}$$

$$[M_{s2,r}] = M_{sr}\begin{bmatrix} \cos(\theta_m - \alpha) & \cos(\theta_m - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m - \alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_m - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m - \alpha) & \cos(\theta_m - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_m - \alpha - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_m - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m - \alpha) \end{bmatrix} \quad \text{(I.14)}$$

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

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

I.8.6 Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes [Mer 08]:

$$\frac{d}{dt}\Omega_m = \frac{1}{J}\left(c_{em} - c_r - k_f\Omega_m\right) \quad \text{(I.15)}$$

$$\frac{d}{dt}\theta_m = \Omega_m \quad \text{(I.16)}$$

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.8.7 Couple électromagnétique

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

$$C_{em} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix}[I_{s1}]\\ [I_{s2}]\\ [I_r]\end{bmatrix}\left\{\frac{\delta}{\delta\theta_m}\begin{bmatrix}[L_{s1,s1}][M_{s1,s2}][M_{s1,r}]\\ [M_{s2,s1}][L_{s2,s2}][M_{s2,r}]\\ [M_{r,s1}][M_{r,s2}][L_{r,r}]\end{bmatrix}\right\}\begin{bmatrix}[I_{s1}]\\ [I_{s2}]\\ [I_r]\end{bmatrix} \quad \text{(I.17)}$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes $[M_{s1,r}]$ $[M_{s2,r}]$ $[M_{r,s1}]$ $[M_{s1,r}]$ et $[M_{s2,r}]$ dépendent de $\theta_m$ce qui donne une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation

$$C_{em} = [I_{s1}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_m}\left([M_{s1,r}][I_r]\right) + [I_{s2}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_m}\left([M_{s2,r}][I_r]\right) \quad \text{(I.18)}$$

Les équations (I.3), (I.4), (I.5), (I.6), (I.7), (I.15), (I.16) et (I.17), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

I.9 La transformation de Park

La transformation de Park développée en annexe B, est constituée d'une transformation triphasée-biphasée, elle permet de passe du repère (a b c) vers le repère mobile (d, q), on définit une matrice unique de transformation pour les courants, les tensions et les flux qui conserve les forces magnétomotrice et on suppose que la composante homopolaire est nulle alors on a [Ben 10] :

La figure (I.4) représente le modèle de la MSDE selon le système d'axes (d, q) tournant à la vitesse w_{coor} :

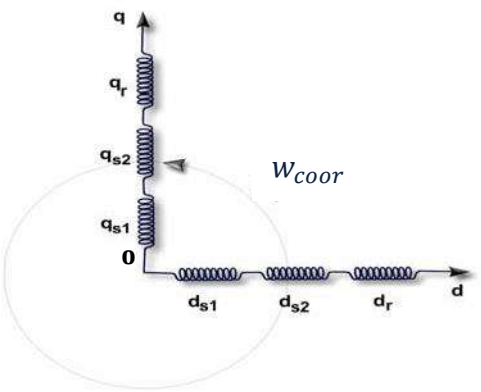


Fig.I.4:*Représentation du modèle du MASDE selon les axes (d, q).*

La matrice de Park pour l'étoile 1 est donnée par :

$$[P(\theta_{s1})] = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

La matrice de Park pour l'étoile 2 est donnée par :

$$[P(\theta_{s2})] = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

La matrice de Park pour le rotor est exprimée par :

$$[P(\theta_r)] = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Avec :

$[P(\Theta_{s1})]$: Matrice de transformation du premier enroulement statorique (etoile1).

$[P(\Theta_{s2})]$: Matrice de transformation du premier enroulement statorique (etoile2).

$[P(\Theta_r)]$: Matrice de transformation du premier enroulement rotorique.

I.9.1 Application de la transformation de Park à la MASDE

I.9.1.1 Equations des tensions

L'application de la transformation de Park aux systèmes d'équations de tension donne [Mok 10], [Mek 12] :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_s i_{ds1} + \dfrac{d}{dt}\psi_{ds1} - w_{coor}\psi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_s i_{qs1} + \dfrac{d}{dt}\psi_{qs1} + w_{coor}\psi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_s i_{ds2} + \dfrac{d}{dt}\psi_{ds2} - w_{coor}\psi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_s i_{qs2} + \dfrac{d}{dt}\psi_{qs2} + w_{coor}\psi_{ds2} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \dfrac{d}{dt}\psi_{dr} - (w_{coor} - w_r)\psi_{qr} = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \dfrac{d}{dt}\psi_{qr} + (w_{coor} - w_r)\psi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.22)$$

Avec :

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

I.9.1.2 Equations des flux

De plus les composantes des flux statorique et rotorique s'expriment dans le repère de Park comme suit [Mer 08] :

$$\begin{cases} \psi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \psi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \psi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \psi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (I.23)$$

Avec :

$(L_{s1} + L_m), (L_{s2} + L_m)$: Inductance propre cyclique des étoiles 1 et 2.

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

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

Avec:

$$\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}M_{sr} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m \quad (I.24)$$

I.9.2 La puissance absorbée et couple électromagnétique

La puissance absorbée par le MASDE dans le système d'axes (d,q), tout en négligeant les composantes homopolaires est exprimée par [Mok 10],[Mer 08] :

$$P_a = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \quad \text{(I.25)}$$

En remplaçant les tensions ($v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2} et v_{qs2}$) par leurs expressions dans l'équation (I.25), on trouve [Mok 10],[Mer 08] :

$$\begin{aligned} P_a = \ & \left[R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2\right] \\ & + \left(\frac{d\psi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\psi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\psi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\psi_{qs2}}{dt}i_{qs2}\right) \\ & + w_{coor}(\psi_{ds1}i_{qs1} - \psi_{qs1}i_{ds1} + \psi_{ds2}i_{qs2} - \psi_{qs2}i_{ds2}) \end{aligned} \quad \text{(I.26)}$$

On constante que l'expression (I.26) se compose de trois termes :

- Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule.
- Le second représente la variation de l'énergie électromagnétique.
- Le dernier terme est la puissance électromagnétique (P_{em}).

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_r} \quad \text{(I. 27)}$$

Alors, l'expression du couple électromagnétique est égale à [Ami 12] :

$$C_{em} = P\left(\psi_{ds1}i_{qs1} - \psi_{qs1}i_{ds1} + \psi_{ds2}i_{qs2} - \psi_{qs2}i_{ds2}\right) \quad \text{(I. 28)}$$

I.10 Choix du référentiel

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) [Had 01].

I.10.1 Référentiel lié au stator

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

L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [Zoh 14].

I.10.2 Référentiel lié au rotor

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

L'utilisation de ce référentiel, permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [Ham 14].

I.10.3 Référentiel lié au champ tournant

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

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue [Zoh 14].

I.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 [Khe13]

- Pour l'étoile 1 :

$$\begin{aligned} v_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d}{dt}\psi_{ds1} - \omega_s \psi_{qs1} \\ v_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt}\psi_{qs1} + \omega_s \psi_{ds1} \end{aligned} \tag{I.29}$$

- Pour l'étoile 2 :

$$\begin{aligned} v_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d}{dt}\psi_{ds2} - \omega_s \psi_{qs2} \\ v_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt}\psi_{qs2} + \omega_s \psi_{ds2} \end{aligned} \tag{I.30}$$

- Pour le rotor :

$$\begin{aligned} v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\psi_{dr} - (\omega_s - \omega_r)\psi_{qr} = 0 \\ v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\psi_{qr} + (\omega_s - \omega_r)\psi_{dr} = 0 \end{aligned} \tag{I.31}$$

I.12 Résultats numériques

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, on a choisi le logiciel MATLAB très connu pour sa puissance de calcul, Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau standard, Il suffit d'implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement MATLAB, est le réseau locale qui alimenter la MASDE est purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit ;

- Pour la première étoile: $V_{as1} = V_m \sin(\omega_s t)$

$$V_{bs1} = V_m sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{1.32}$$

$$V_{cs1} = V_m \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

- Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations (1.32), $(\omega_s t)$ par $(\omega_s t - \alpha)$ et l'indice1 par2;
- Pour le rotor, les tensions $(V_{ar}, V_{br}, et V_{cr})$ sont nulles (rotor à cage d'écureuil).

La machine asynchrone double étoile étudier, dont les paramètres sont donnés dans l'annexe A.

Pour illustrer les caractéristiques usuelles du MASDE, on a simulé le comportement du moteur alimenté direct pour deux cas, démarrage à vide, et insertion d'un couple de charge. Voir les figures.

Performances de la machine asynchrone sans charge résistif (à vide) :

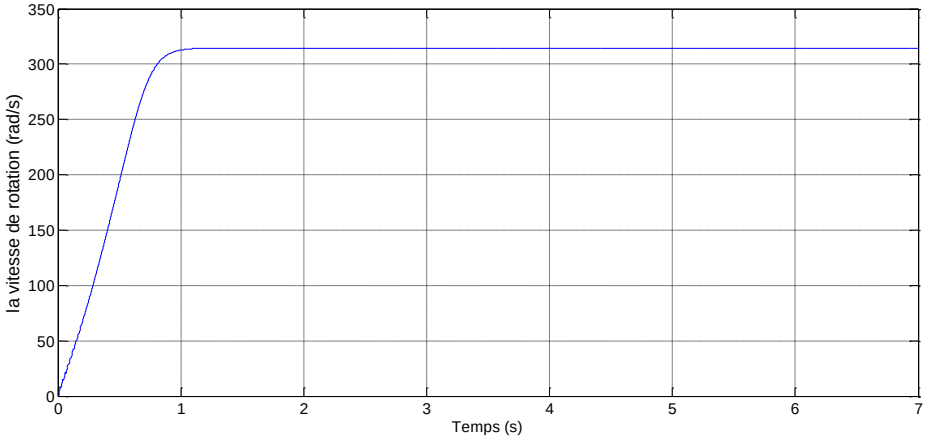


Fig.I.5*: la vitesse de rotation (rad/s)*

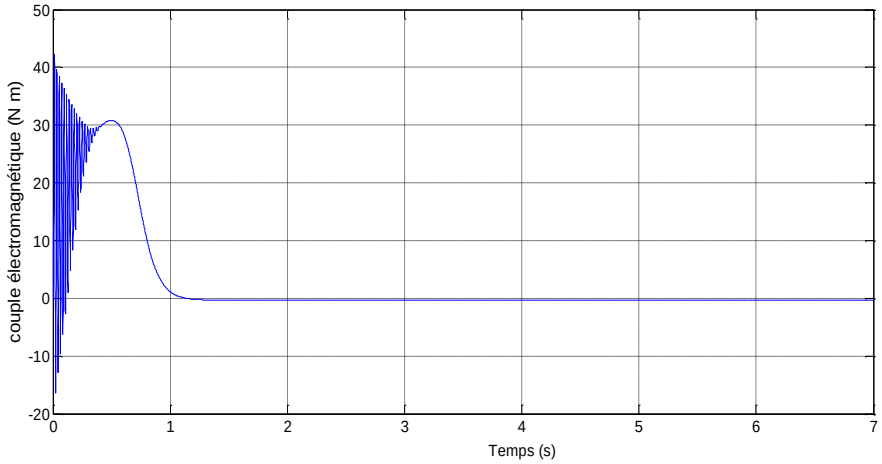


Fig.I.6: *le couple électromagnétique (N.m)*

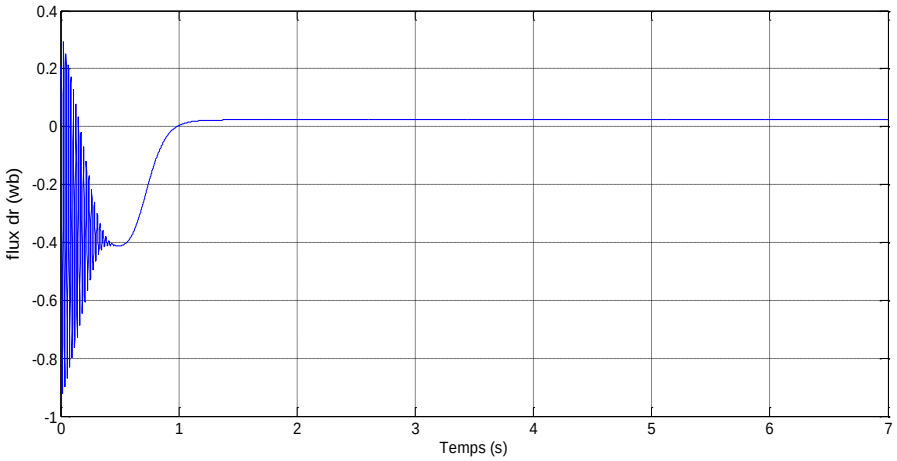


Fig.I.7: *le flux dr (wb)*

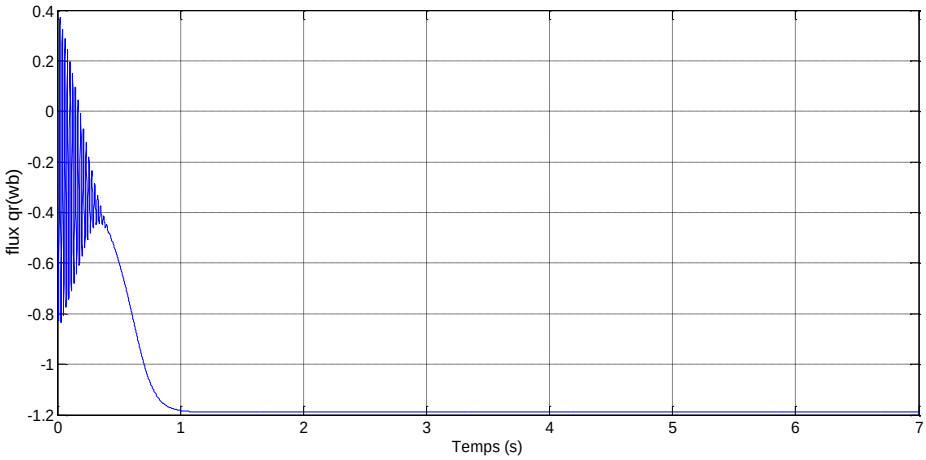


Fig.I.8: *le flux qr (wb)*

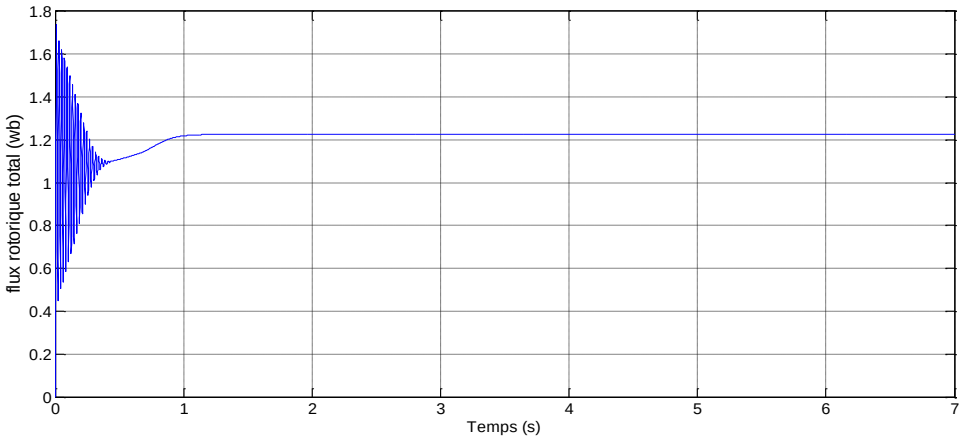


Fig.I.9: *le flux rotorique totale (wb)*

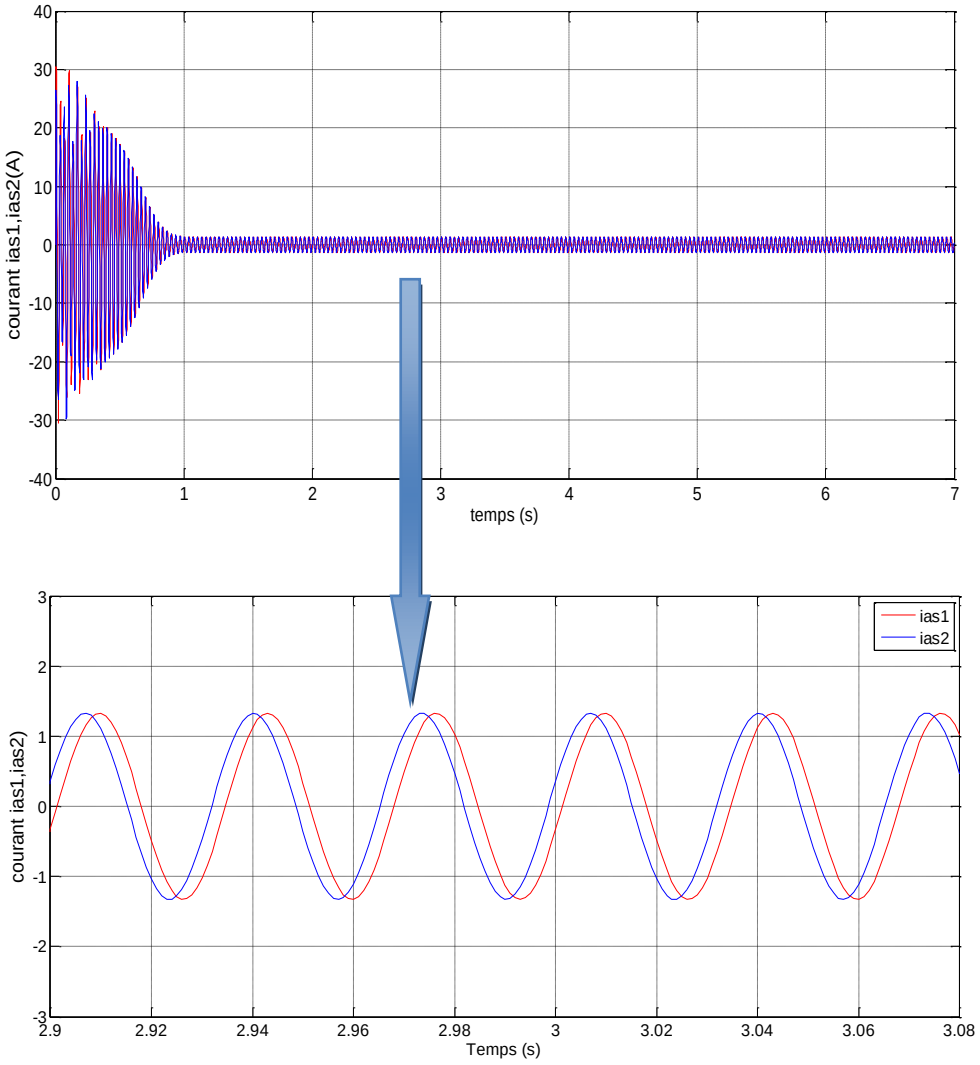


Fig.I.10: *le courant ias1, ias2 (A)*

Performances de la machine asynchrone double étoile avec application d'un couple de charge C_r=15 N. m à l'instant t= 2s :

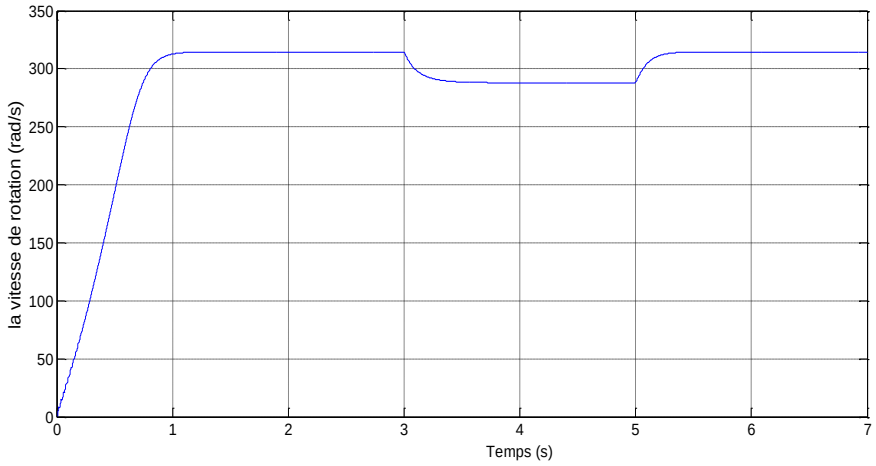


Fig.I.11 :*la vitesse de rotation (rad/s)*

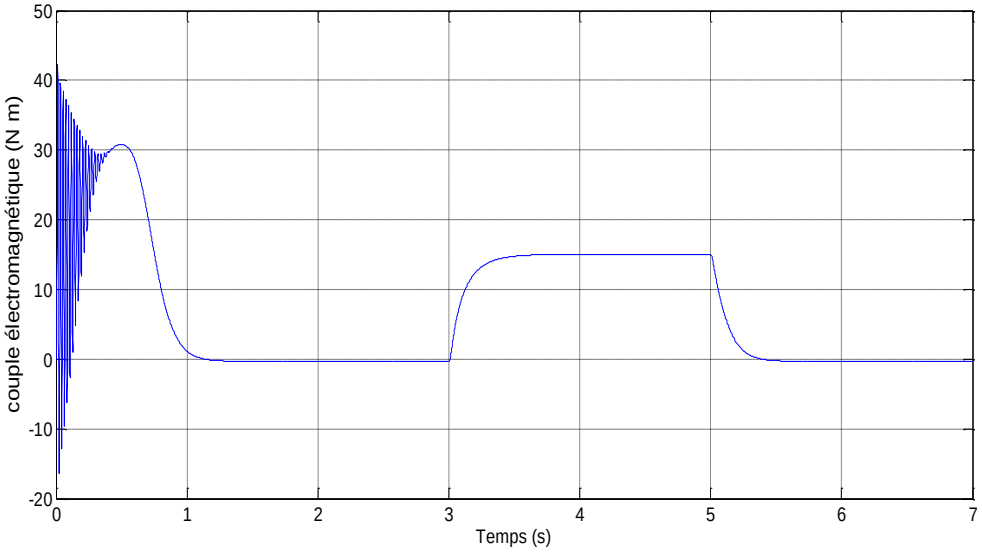


Fig.I.12 : *le couple électromagnétique (N.m)*

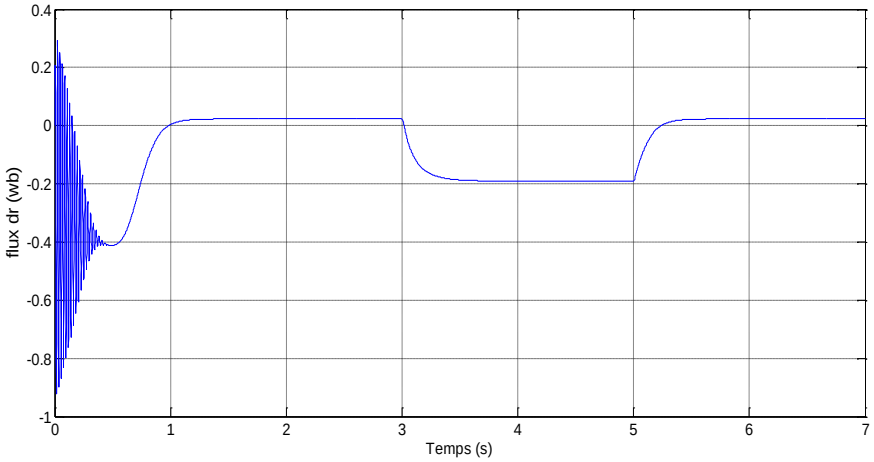


Fig.I.13 :*le flux dr (wb)*

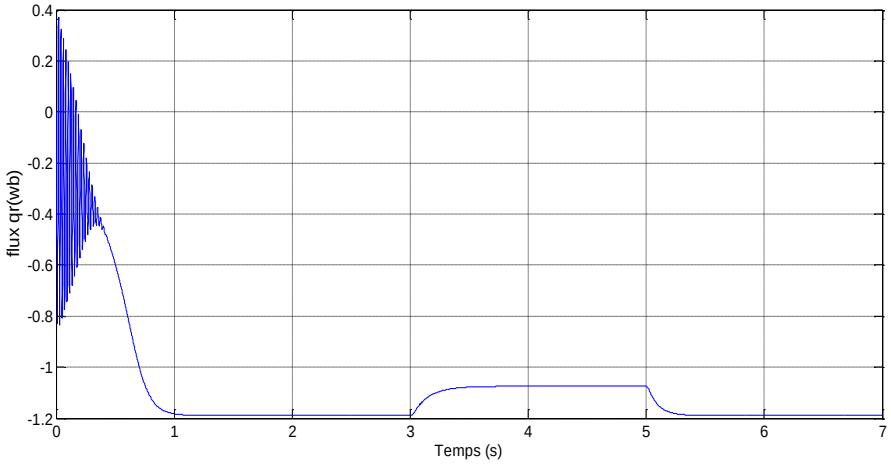
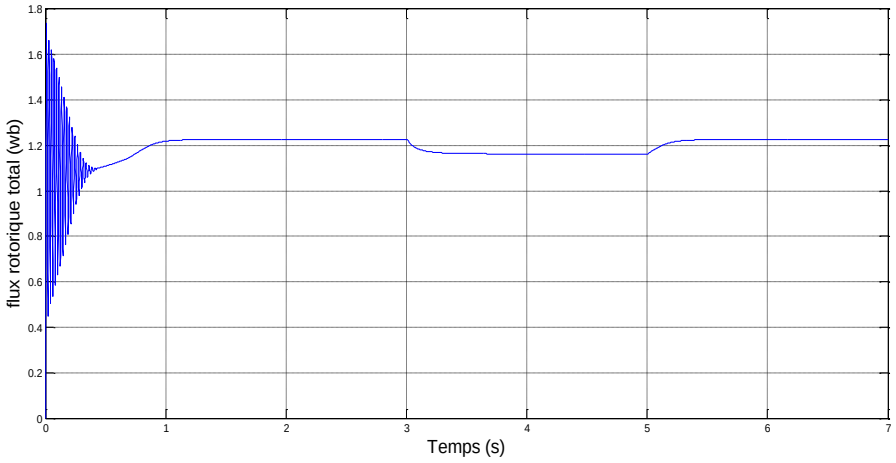


Fig. I.14: *le flux qr (wb*)



FigI.15 :*le flux rotorique totale (wb)*

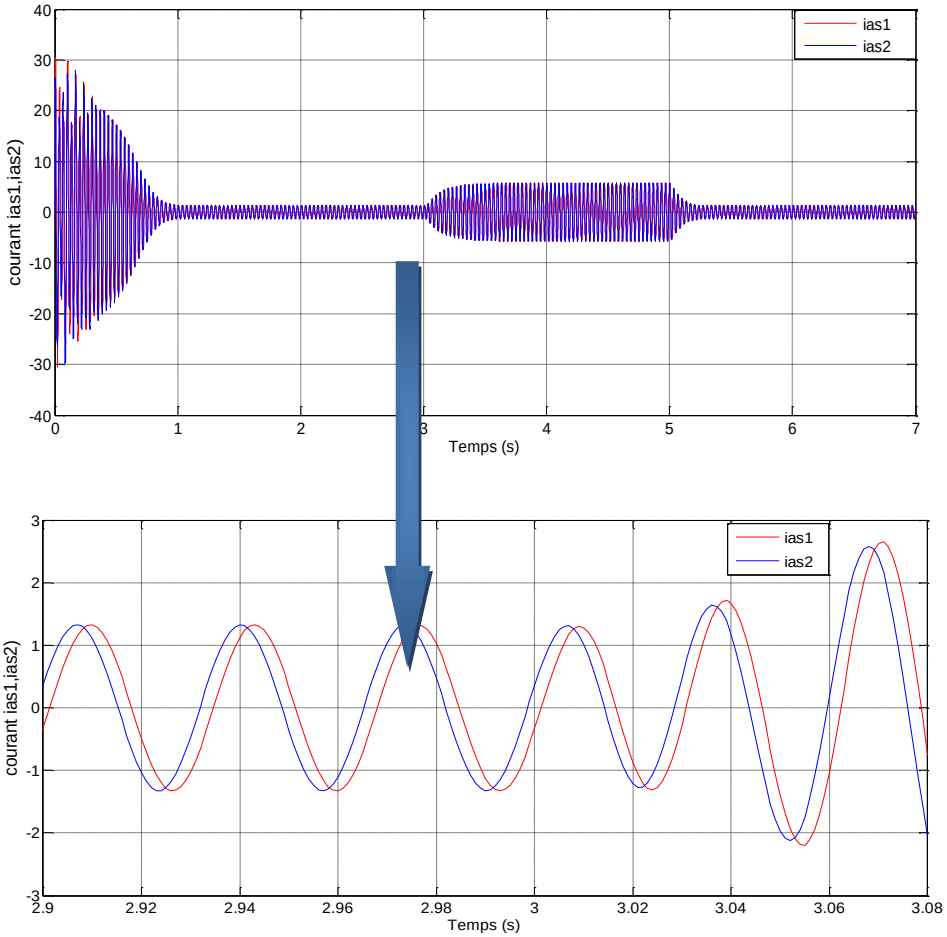


Fig.I.16 : *le courant ias1, ias2 (A)*

I.13 Interprétation

La machine asynchrone double étoile étudier, dont les paramètres sont donnés dans l'annexe A, est alimentée par un réseau parfaitement sinusoïdal.

A vide :

-Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elleatteint314.5rd/s (très proche de celle du synchronisme) à t≈1.1s (début du régime permanent)

-Le couple au début atteint sa valeur maximale de 42.22 N.m et puis se stabilise à une valeur presque nulle à t≈1.2s

- Le flux Ψ_{dr}marque des oscillations et puis se stabilise à la valeur de 0.02Wb, le flux Ψ_{qr}tend vers la valeur de -1.19Wb à t≈1s.

- Le flux total marque des oscillations dans la zone positive puis se va atteint la valeur de 1.22Wb à t≈1s

-Les courants statoriques i_{as1} et i_{as2} ont une forme sinusoïdale et de même amplitude. En régime transitoire, la machine consomme des courants très importants, leur amplitude atteint la valeur $i_{as1} = i_{as2} = 30.2A$ Après le régime transitoire, les courants statoriques diminuent pour atteindre la valeur de 1.32A d'amplitude.

En charge :

-Quand on applique un couple de charge Cr=15N.m dans l'intervalle de temps [3, 5]s, on remarque que la vitesse de rotation va chuter à sa vitesse de synchronisme, et atteint à une valeur V=288 rad/s.

-Le couple électromagnétique augmente à une valeur de 15N.m dans l'intervalle [3, 5]s.

- Si on applique un charge Cr=15N.m on remarque que Les courants statoriques va augmenter, l'amplitude atteint une valeur de $i_{as1} = i_{as2} = 5.7A$.

-Le flux Ψ_{dr} diminue jusqu'à -0.19Wb, et le flux Ψ_{qr} augmente pour atteindre la valeur de -1.075Wb. Le flux total diminue de 1.22Wb à 1.16Wb.

I.14 Modélisation de l'alimentation du MASDE

I.14.1 Modélisation d'un redresseur triphasé double alternance à diodes

Un redresseur double alternance triphasée est un redresseur permettant de redresser une source triphasée. Le signal redressé a alors une fréquence six fois supérieure au signal d'entrée comme il est représenté à la figure suivant,

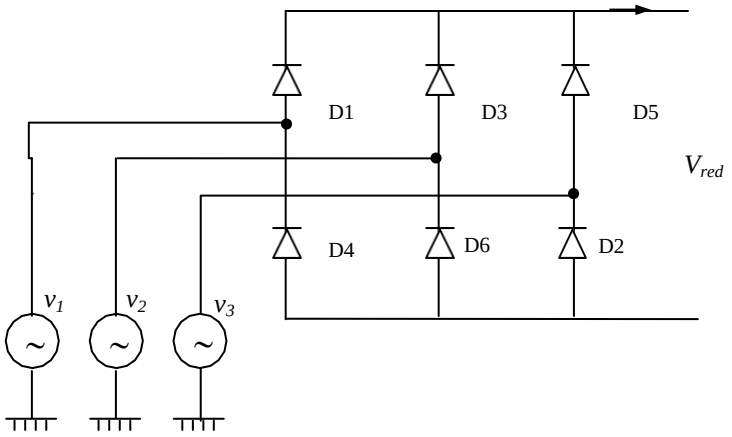


Fig.I.17 : *Schéma de redresseur triphasé à diodes.*

Les tensions,$\boldsymbol{V_1}, \boldsymbol{V_2}$ et $\boldsymbol{V_3}$sont des tensions entre phase et neutre (tensions simples) de valeur efficace V. Si les enroulements sont montés en étoile, en utilisant le neutre ce sont alors les tensions simples qui sont utilisées ce qui fait perdre l'intérêt du triphasé. Quand les enroulements sont en triangle on ne dispose que des tensions composées.

Les fonctions Max et Min assurent que

- parmi les diodes$\boldsymbol{D_1}$, $\boldsymbol{D_3}$ et$\boldsymbol{D_5}$, celle qui a la tension sur son anode la plus positive conduit
- parmi les diodes$\boldsymbol{D_2}$, $\boldsymbol{D_4}$ et$\boldsymbol{D_6}$, celle qui a la tension sur sa cathode la plus négative conduit.

Supposons que nous avons le système triphasé suivant :

$$V_{as1} = V_m \sin(\omega_s t)$$
$$V_{bs1} = V_m \ sin(\omega_s \ t - \frac{2\pi}{3}) \qquad (I.33)$$
$$V_{cs1} = V_m \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Et si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit [Mek 12] :

$$V_d(t) = Max[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] - Min[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] \qquad (I.34)$$

Le schéma de la figure 2.3, montre l'allure du système de tension triphasée (v1, v2, v3) à l'entrée du pont redresseur ainsi que la tension redressée Vred à la sortie de celui-ci.

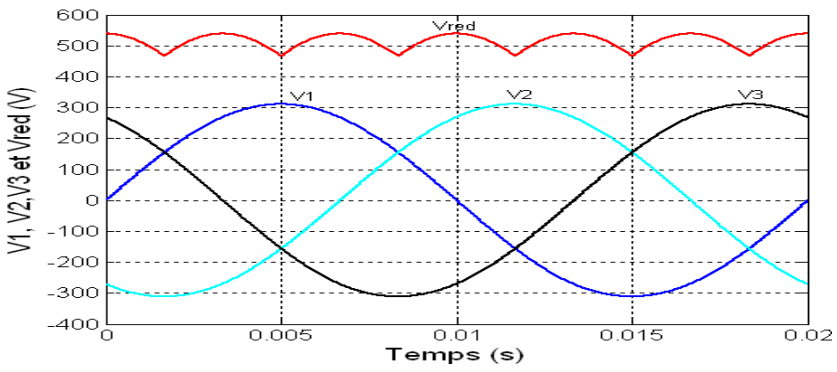


Fig.I.18:*Les tensions d'alimentation et la tension redressée*

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

I.14.2 Modélisation du filtre passe bas

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas (LC) pour éliminer les hautes fréquences.

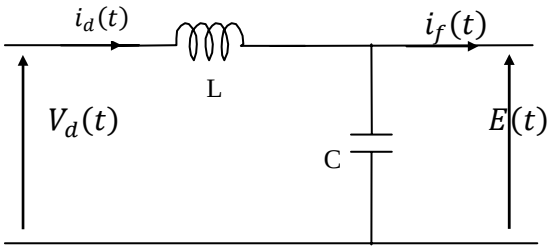


Fig.I.19 : *Représentation d'un filtre*.

Les équations différentielles du filtre sont :

$$\begin{cases} \dfrac{di_d(t)}{dt} = \dfrac{1}{L}[V_d(t) - E(t)] \\ \dfrac{dE(t)}{dt} = \dfrac{1}{C}\left[i_d(t) - i_f(t)\right] \end{cases} \quad (\text{I. } 35)$$

Le rôle de la capacité C'est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance L'est de lisser le couranti_d

Pour dimensionner ce filtre, on doit tout simplement placer sa fréquence de coupure au-dessous de la fréquence de la première harmonique de$V_d(t)$, cette condition nous permet de déterminer L et C [Nat 13].

L'expression de la fonction de transfert de ce filtre est la suivante :

$$F(p) = \frac{E(p)}{V_d(p)} = \frac{1}{1 + \left(\sqrt{LC}\, p\right)^2} \quad (\text{I. } 36)$$

Cette fonction est du deuxième ordre, sa fréquence de coupure étant :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{I. } 37)$$

f_c : La fréquence de coupure du filtre LC.

$V_d(t)$: Est la tension redressée.

$E(t)$: Est la tension filtrée appliquée à l'onduleur.

La tension du filtre choisie est illustrée par la figure I.20:

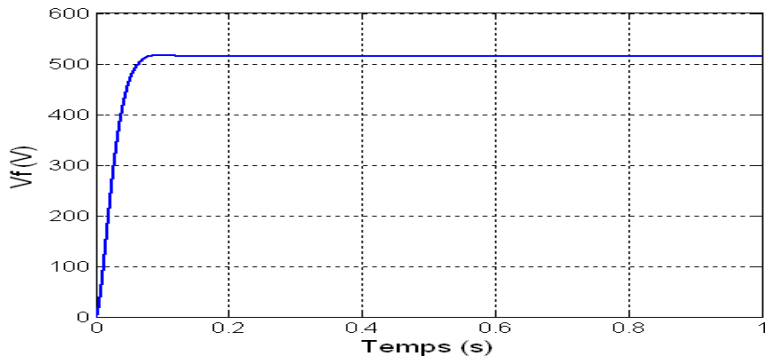


Fig.I.20:*Tension de sortie du filtre*

I.14.3 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative, l'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesses pour les moteurs triphasés, moteur asynchrone double étoile…etc. [Nat 13].

Chaque étoile du MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées. Ce dernier est constitué de trois branches où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaire, chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique [Nat 13].

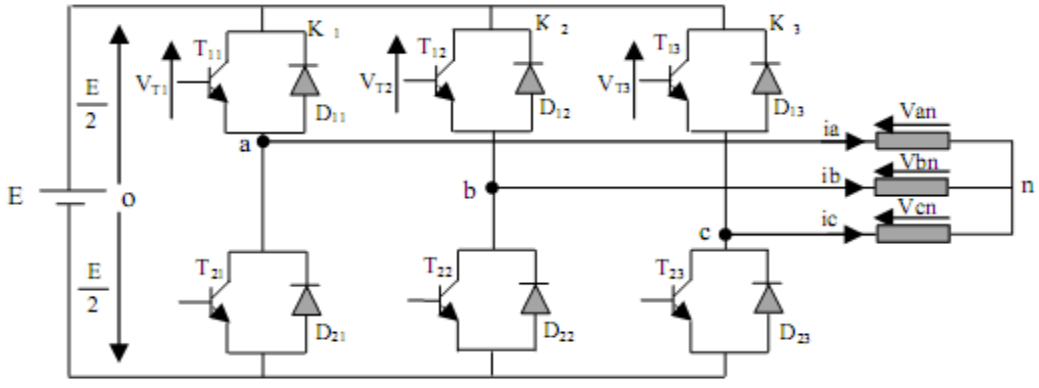


Fig.I.21 : *Schéma de l'onduleur triphasé.*

Les tensions composées ont les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{ao} - v_{bo} \\ &= v_{an} - v_{bn} \end{aligned} \quad (I.38)$$

$$\begin{aligned} v_{bc} &= v_{bo} - v_{co} \\ &= v_{bn} - v_{cn} \end{aligned} \quad (I.39)$$

$$\begin{aligned} v_{ca} &= v_{co} - v_{ao} \\ &= v_{cn} - v_{an} \end{aligned} \quad (I.40)$$

Les tensions de sortie de l'onduleur : sont aussi les tensions de la charge de (I.38) – (I.40) on déduit :

$$2v_{ao} - v_{bo} - v_{co} = 2v_{an} - v_{bn} - v_{cn} \quad (I.41)$$

La somme des courants (i_{an},$i_{bn}eti_{cn}$) doit être nulle car la charge est à neutre isolé et symétrique. Même chose pour les tensions des phases ($v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$). Donc, dans l'équation (I.41), on peut remplacer $v_{bn} + v_{cn} = -v_{an}$ et on tire :

$$v_{an} = \frac{1}{3}(2v_{ao} - v_{bo} - v_{co}) \quad (I.42)$$

$$v_{bn} = \frac{1}{3}(-v_{ao} + 2v_{bo} - v_{co}) \quad (I.43)$$

$$v_{cn} = \frac{1}{3}(-v_{ao} - v_{bo} + 2v_{co}) \quad (I.44)$$

A chacun des interrupteursK_i (i =1, 2, 3), on associe une fonction logique f_i définie par :

$f_i = 1$ Si l'interrupteur i est fermé.

$f_i = 0$ Si l'interrupteur i est ouvert.

Les équations (I.42), (I.43) et (I.44) peut être réécrites comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (I.45)$$

Chaque étoile du MASDE est connectée à un onduleur triphasé :

Pour l'onduleur n° 1

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (I.46)$$

Pour l'onduleurn° 2

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs3} \end{bmatrix} = \frac{E}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} f_{12} \\ f_{22} \\ f_{32} \end{bmatrix} \quad (I.47)$$

I.15 Principe de l'hystérésis

Le principe de l'hystérésis appliquée à l'onduleur est basé sur la comparaison du courant de phase mesuré à un courant de référence, à l'aide d'un comparateur à hystérésis, qui génère des signaux d'amorçage des éléments semi-conducteurs de façon que le courant soit limité dans une bande d'hystérésis Δ_i, et poursuit moyennement le courant de référence [Nat 13].

On peut déduire les conditions des commutateurs statiques des deux onduleurs en exprimant les états logiques correspondants :

$$Si\ \ i_{ksi} \leq i_{ksiref} - \Delta i_s; F_{ki} = 1; \quad (I.48)$$

$$Si\ \ i_{ksi} \geq i_{ksiref} + \Delta i_s; F_{ki} = 0; \quad (I.49)$$

Où:

- i_{ksi} (k=1,2 ou 3, i=1 ou 2) : Sont les courants des phases statorique$(i_{as1}, i_{bs1}, i_{cs1}, i_{as2}, i_{bs2}, i_{cs2}.)$ respectivement.
- i_{ksiref} (k =1,2 ou 3, i=1 ou2) : Sont les courants des phases statorique$(i_{as1ref}, i_{bs1ref}, i_{cs1ref}, i_{as2ref}, i_{bs2ref}, i_{cs2ref}.)$ respectivement générés par le circuit de commande.

Δi_s : Est la bande d'hystérésis du courant statorique.

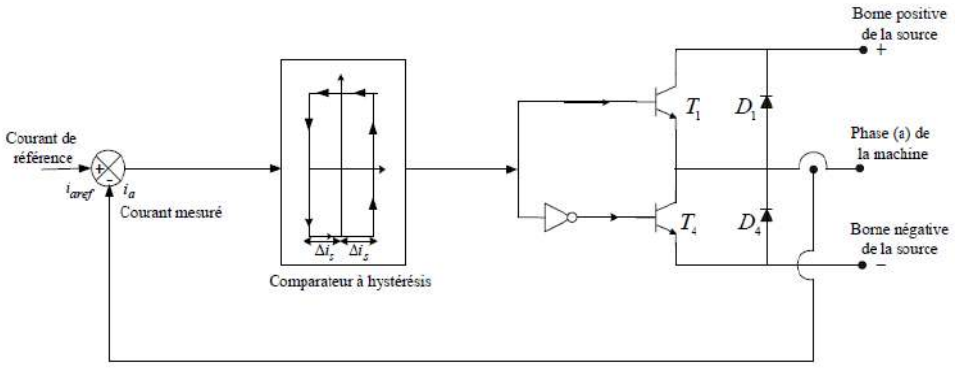


Fig.I.22 : *Contrôle par hystérésis*

I.15.1 La modulation par bande à Hystérésis :

Cette commande est très adaptée pour les organes ayant une action à deux positions, elle consiste à changer la polarisation de la tension de sortie de l'onduleur de telle sorte à maintenir le courant dans une bande centrée autour de la référence. Malgré sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients tels que le risque de dépassement de la fréquence de commutation maximale des semi conducteurs utilisés. Le schéma de principe est donné par la figure I.23 :

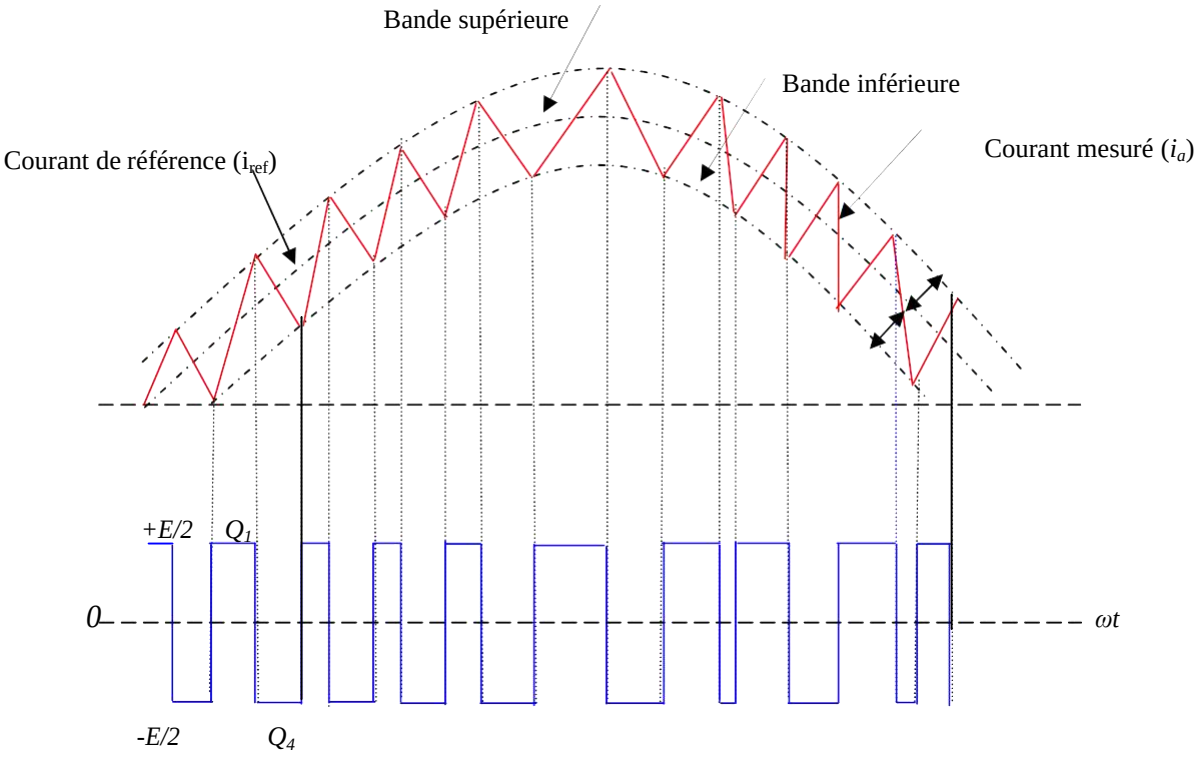


Fig. I.23 : Onduleur triphasé à hystérésis

I.16 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 avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ainsi, nous avons utilisé la transformation de Park, et la modélisation de l'ensemble d'un redresseur, filtre et l'onduleur de tension. Nous proposons dans le chapitre suivant la technique de régulation par la commande vectorielle du MASDE.

Chapitre II

La commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile

II.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.

Ce chapitre sera consacré à l'étude du principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone double étoile, ainsi que les différents procédés d'orientation du flux, on se proposera par la suite la méthode de commande indirecte.

Enfin des simulations de l'application de la commande vectorielle indirecte sur lamachine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux[Lag16]

II.2 Principe de la commande vectorielle

La technique de la commande vectorielle repose sur le fait d'introduire une loi de commande conduisant à une caractéristique de réglage du couple similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Cette dernière présente une qualité intrinsèque, car elle permet un contrôle séparé du flux et du couple. [Zoh 14]

$$C_{em} = K\psi I_a = k' I_a I_f \qquad \text{(II.1)}$$

Avec :

ψ **:** Flux imposé par le courant d'excitation I_f; I_a**:** Courant d'induit ; K, K' **:** constant.

A flux constant, le couple peut être régulé par la production de couple et la création de flux sont indépendantes et c'est l'objectif d'unecommande vectorielle[Tam 05] Le principe de la commande vectorielle de la MASDE est analogue à celui de la MCC à excitation séparée.

La figure II.1 représente le principe de la commande vectorielle de la MCC et du MASDE [Tam 05].

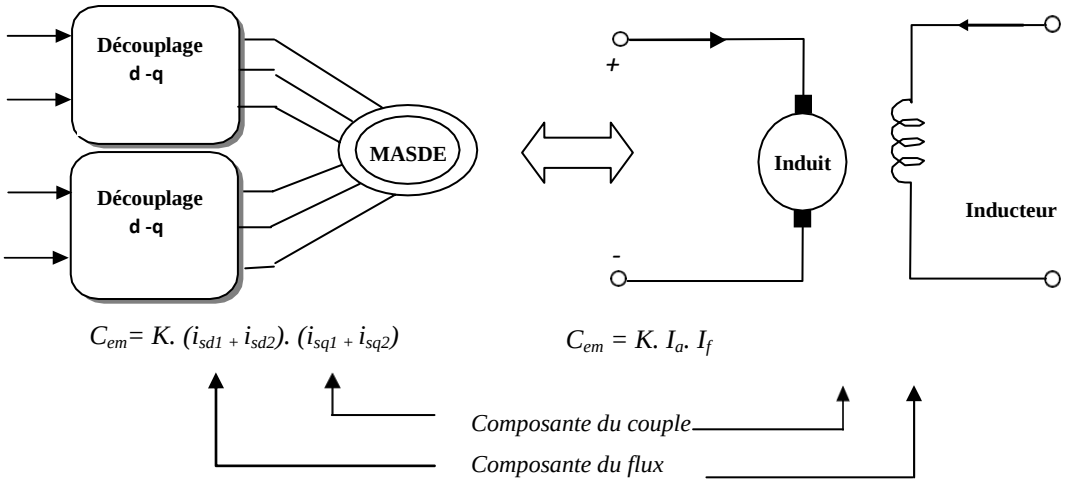


Fig.II.1 : *Principe de la commande vectorielle de la MCC et du MASDE*

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 [Tam 05].

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

$$C_{em} = p\frac{L_m}{(L_m+L_r)}[\psi_r(i_{qs1} + i_{qs2})\ ] = K\psi_r i_{qs} \qquad \text{(II.2)}$$

Avec: $K = p\frac{L_m}{(L_m+L_r)}$; $i_{qs} = (i_{qs1} + i_{qs2})$

De l'équation (II.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. [Tam 05]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[Tam 05]

II.3 Procède d'orientation du flux

La modélisation de la MASDE (chapitre I) est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant ≤d,q≥, de ce fait les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles[Mer 08]

- Pour orienter le flux statorique :

$$\psi_{ds} = \psi_s \quad et \quad \psi_{qs} = 0 \tag{II.3}$$

- Pour orienter le flux rotorique :

$$\psi_{dr} = \psi_r \quad et \quad \psi_{qr} = 0 \tag{II.4}$$

- Pour orienter le flux d'entrefer :

$$\psi_{dm} = \psi_m \quad et \quad \psi_{qm} = 0 \tag{II.5}$$

Pour la MASDE, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (II.4). Car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse ou le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques[Mer 08]

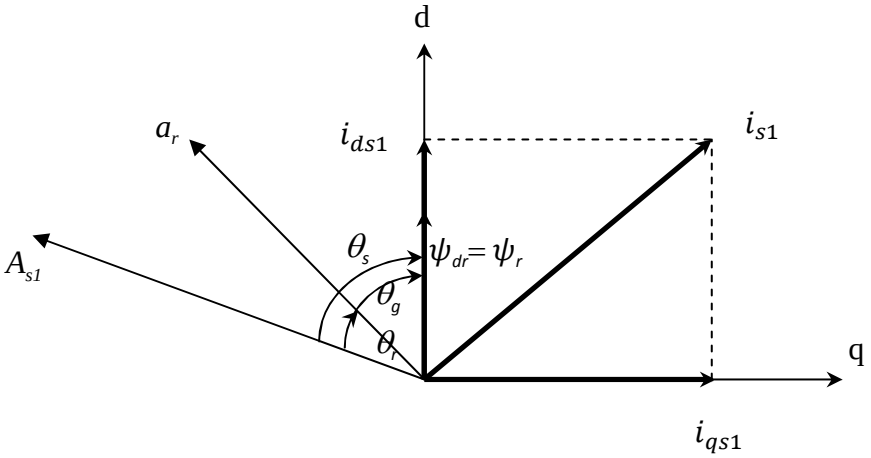


Fig.II.2 : *Principe d'orientation du flux rotorique*

II.4 Méthodes de la commande vectorielle

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile, réside dans la détermination de la position et l'amplitude du flux rotorique, car ces deux grandeurs ne sont pas facilement mesurables.la connaissance de ces

deux grandeurs est nécessaire pour contrôler le régime dynamique de la machine [Tam 06][Gan 05][Dah 04][Are 05][Ber 04]. Suivant l'approche utilisée pour avoir une orientation de champ, deux principales méthodes de la commande vectorielle peuvent être distinguées, à savoir:

II.4.1 Méthode de commande directe (DFOC) :

Dans la commande vectorielle directe, la connaissance du flux rotorique (module etargument) est requise pour assurer le découplage entre le couple et le flux. En effet, laposition du flux rotoriqueest calculée algébriquement à partir de l'information sur leflux rotoriques (figures II.4 et II.5).Considérons le diagramme vectoriel suivant :

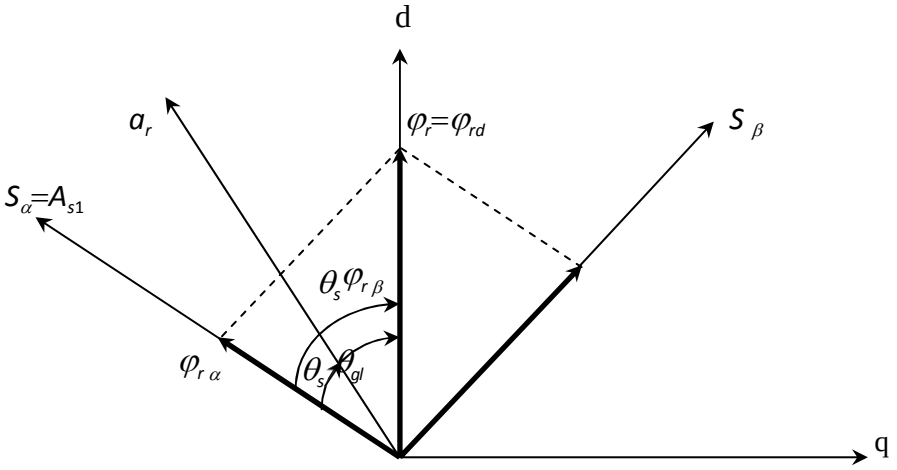


Fig.II.3: *Diagrammevectoriel pour la commande vectorielle directe*

Si les flux rotoriques sont connus (mesurés ou estimés), le module et la phase du vecteur du flux rotorique sont donnés par [Cha 05]:

$$\varphi_r = \sqrt{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2}\theta_s = \arctan\left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}}\right)$$

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quelque soit le régime de fonctionnement. Pour cela deux procèdes sont utilisés:

II.4.1.1 Mesure du flux rotorique:

Afin de déterminer la position et l'amplitude du flux rotorique, l'idée de Blaschke est de mesurer le flux magnétisant, dans la machine à l'aide d'un bobinage supplémentaire ou d'un capteur à effet Hall précédemment placé sous les dents du stator, ce qui nécessitent une construction spéciale de la machine [Cha 05]Ensuite, calculer les flux rotoriques en utilisant

lesgrandeurs ainsi mesurées.Ces dispositifs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans des conditions sévères comme les vibrations et les échauffements

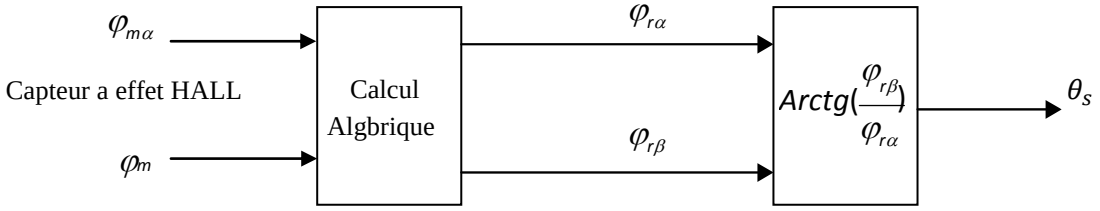


Fig.II.4 :*Mesure du flux rotorique*.

L'inconvénient de cette méthode est qu'elle nécessite un capteur de flux spécial. Or, cette installation n'est pas possible pour les moteurs commerciaux. Ainsi, le moteur perd ses principaux avantages tels que la robustesse et la simplicité de construction [Tam 06].

II.4.1.2 Estimation du flux rotorique:

Vu les inconvénients liés à l'introduction des capteurs servants à mesurer le flux rotorique, on propose une méthode se basant sur le modèle dynamique du flux qui nous permet l'estimation du flux rotorique à partir des grandeurs facilement mesurables tel que les tensions, les courants et la vitesse de rotation. Pour cette méthode, on intègre les tensions statoriques et les courants pour calculer le flux statorique. Ensuite, on calcule le flux rotorique à partir du flux statorique.

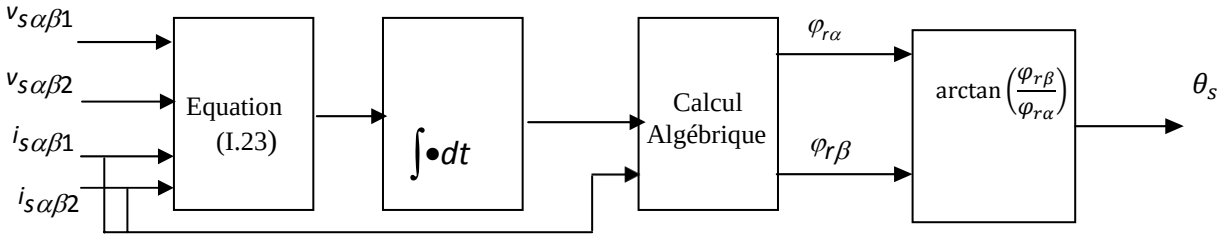


Fig.II.5 :*Estimation du flux rotorique*

La faiblesse de cette technique réside dans la nécessité d'estimer le module du flux rotorique et sa position avec une grande précision. cette estimation est sensible aux variations paramétriques [Cha 05], d'où l'importance d'un observateur robuste du flux rotorique vis-à-vis des incertitudes paramétriques.

Quand la valeur estimée d'un paramètre diffère de sa valeur réelle, le flux estimé du rotor est alors différent du flux réel. L'orientation du flux rotorique n'est plus garantie. Dans ce cas, le système devientcouplé.

II.4.2 Méthode de commande indirecte (IFOC) :

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position, elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteurou un estimateur de position (vitesse) du rotor. [Adi 06]

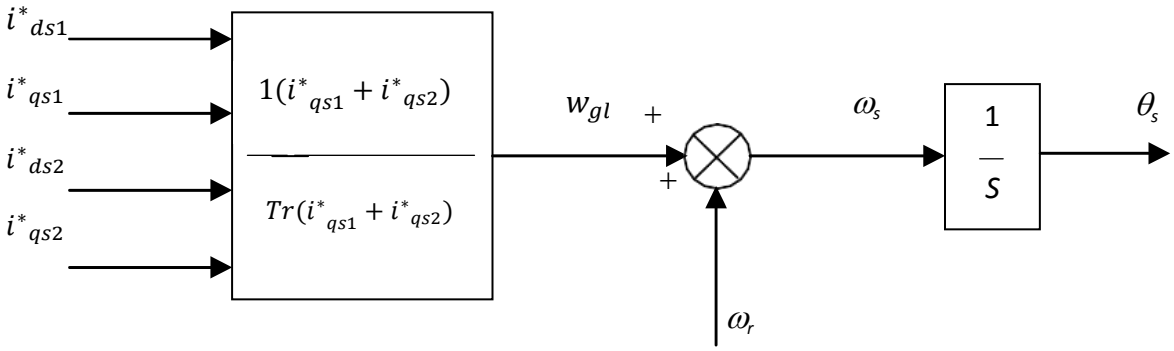


Fig.II.6 : *Méthode indirecte de la commande vectorielle*

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de la température, surtout la constante de temps rotorique [Adi 06].

II.4.2.1 Régulation de la Vitesse par la Méthode indirecte

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique[Abd 97]. La figure II.7 représente le principe de la commande à flux orienté (FOC).

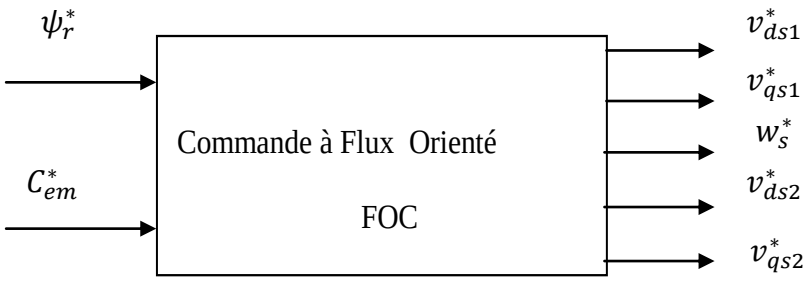


Fig.II.7 : *Schéma de principe de la commande à flux orienté (FOC).*

On a le système suivant :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r}[\psi_{dr} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad \text{(II.6)}$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r}[\psi_{qr} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2})] \quad \text{(II.7)}$$

En exprimant que :

$$\begin{cases} \psi_{dr} = \psi_r^* \\ \psi_{qr} = 0 \end{cases} \quad \text{(II.8)}$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r}[\psi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad \text{(II.9)}$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_m + L_r}(i_{qs1} + i_{qs2}) \quad \text{(II.10)}$$

En introduisant (II.9) et (II.10) dans le système d'équations des flux statoriques (I.23), on aura [Ami 08] :

$$\begin{cases} \psi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \psi_r^* \\ \psi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \psi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \psi_r^* \\ \psi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad \text{(II. 11)}$$

Avec :

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

$$\psi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2})$$

A partir de l'équation (II.11), on trouve :

$$L_m\left(i_{qs1}+i_{qs2}\right)=-(L_m+L_r)i_{qr} \tag{II.12}$$

En remplaçant (II.9) et (II.10) dans le système d'équations des tensions statoriques (I.22), on obtient [Ami 08] :

$$\begin{aligned} v_{ds1}^{*} &= R_{s1}i_{ds1}+L_{s1}\frac{di_{ds1}}{dt}-w\left(L_{s1}i_{qs1}+T_r\psi_r^{*}\omega_{gl}^{*}\right)\\ v_{qs1}^{*} &= R_{s1}i_{qs1}+L_{s1}\frac{di_{qs1}}{dt}+w_s^{*}(L_{s1}i_{ds1}+\psi_r^{*})\\ v_{ds2}^{*} &= R_{s2}i_{ds2}+L_{s2}\frac{di_{ds2}}{dt}-w\left(L_{s2}i_{qs2}+T_r\psi_r^{*}\omega_{gl}^{*}\right)\\ v_{qs2}^{*} &= R_{s2}i_{qs2}+L_{s2}\frac{di_{qs2}}{dt}+w_s^{*}(L_{s2}i_{ds2}+\psi_r^{*}) \end{aligned} \tag{II.13}$$

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

$$w_{gl}=\frac{R_rL_m}{(L_m+L_r)}\frac{\left(i_{qs1}+i_{qs2}\right)}{\psi_r} \tag{II.14}$$

$$C_{em}=p\,\frac{L_m}{(L_m+L_r)}\psi\left(i_{qs1}+i_{qs2}\right) \tag{II.15}$$

Le système d'équations électriques (II.14) montre que les tensions $\left(v_{ds1}^{*},v_{qs1}^{*},v_{ds2}^{*},\ v_{qs2}^{*}\right)$ influent aux même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures $\left(i_{ds1},i_{qs1},i_{ds2}\ ,i_{qs2}\right)$, donc sur le flux et sur le couple. Il est alors nécessaire de réaliser un découplage. Cela, en définissant de nouvelles variables $v_{ds1r},v_{qs1r},v_{ds2r}\ et\ v_{qs2r}$ n'agissant respectivement que sur $i_{ds1},i_{qs1},i_{ds2}\ et\ i_{qs2}$, tels que [Che 11] :

$$\begin{aligned} v_{ds1r} &= R_{s1}i_{ds1}+L_{s1}\frac{di_{ds1}}{dt}\\ v_{qs1r} &= R_{s1}i_{qs1}+L_{s1}\frac{di_{qs1}}{dt}\\ v_{ds2r} &= R_{s2}i_{ds2}+L_{s2}\frac{di_{ds2}}{dt}\\ v_{qs2r} &= R_{s2}i_{qs2}+L_{s2}\frac{di_{qs2}}{dt} \end{aligned} \tag{II.16}$$

Afin de compenser l'erreur introduite lors de découplage, les tensions statoriques de références à flux constant sont exprimées par [Che 11] :

$$\begin{aligned} v_{ds1}^{*} &= v_{ds1r} - v_{ds1c} \\ v_{qs1}^{*} &= v_{qs1r} + v_{qs1c} \\ v_{ds2}^{*} &= v_{ds2r} - v_{ds2c} \\ v_{qs2}^{*} &= v_{qs2r} + v_{qs2c} \end{aligned} \qquad (II.17)$$

Où

$$\begin{aligned} v_{ds1c} &= \omega_s^{*}\left(L_{s1} i_{qs1} + T_r \psi_r^{*} \omega_{gl}^{*}\right) \\ v_{qs1c} &= \omega_s^{*}\left(L_{s1} i_{ds1} + \psi_r^{*}\right) \\ v_{ds2c} &= \omega_s^{*}\left(L_{s2} i_{qs2} + T_r \psi_r^{*} \omega_{gl}^{*}\right) \\ v_{qs2c} &= \omega_s^{*}\left(L_{s2} i_{ds2} + \psi_r^{*}\right) \end{aligned} \qquad (II.18)$$

II.4.2.1.1 Synthèse des régulateurs PI :

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. La Figure (II.8) montre le schéma fonctionnel de régulation des courants, valable selon les deux axes d et q.

Calcul des paramètres du régulateur PI la fonction de transfert en boucle fermée de la Figure (II.2) est écrite comme suit :

$$\frac{i_{ds1}}{i_{ds1}^{*}} = \frac{k_{id1} + k_p S}{L_{s1} S^2 + \left(R_{s1} + k_{pd1}\right) S + k_{id1}} \qquad (II.19)$$

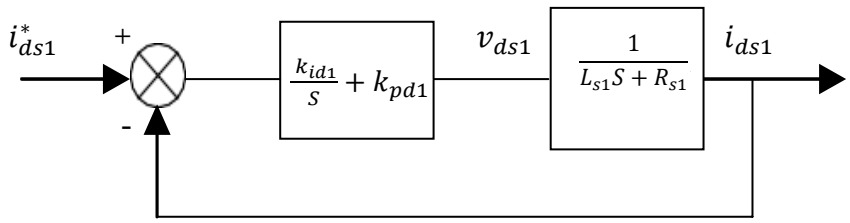


Fig.II.8 : *Schéma de régulation des courants.*

Le calcul des régulateurs des courants statoriques est exposés par l'annexe C

En imposant une paire de pôles complexes conjugues $S_{1,2}$ =$\rho_{d1} \pm j\rho_{d1}$, le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho_{d1}S + {\omega_0}^2 \text{(II.20)}$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$k_{pd1} = 2\rho_{d1}L_{s1} - R_{s1}$$
$$k_{id1} = 2\rho_{d1}^2 L_{s1} \quad \text{(II.21)}$$

Même procédure de calcul des paramètres des régulateurs des courants $i_{qs1}i_{ds2}$et i_{qs2}.

II.4.2.1.2 Synthèse du régulateur de vitesse :

Les régulateurs, d'une part,la tache stabiliser de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleur.

Dans cette perspective, les régulateurs standards du type PI sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels.

Les paramètres de ce régulateur de vitesse sont calculent à partir du schéma de régulation de la vitesse présente par la figure suivante (voir l'annexe C):

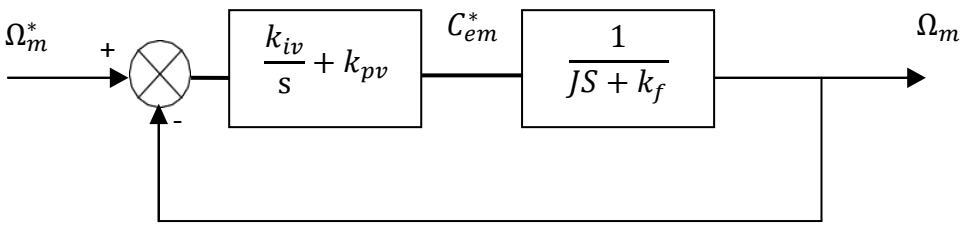


Fig.II.9 :*schéma réduit de régulation de vitesse*

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

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{k_{iv} + k_{pv}\,S}{JS^2 + (k_f + k_{pv})S + k_{iv}} \quad \text{(II. 22)}$$

En imposant une paire de pôles complexes conjugues $S_{1,2}$ =$\rho_a \pm j\rho_{di}$, le polynôme caractéristique désire en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho_v S + 2\rho_v^2 \quad \text{(II. 23)}$$

Par identification, nous obtenons les paramètres régulateurs PI

$$k_{pv} = 2\rho_v J - K_f \quad \text{(II.24)}$$

$$k_{iv} = 2\rho_v^2 J \quad \text{(II.25)}$$

La commande doit être limitée par un dispositif des saturations défini par ;

$$C_{em}^* \text{Cal si} \quad C_{em}^* Cal \leq C_{em}^{max}$$

$$C_{em}^* \text{Cal sign}(C_{em}^* \text{ cal}) \quad \text{si} \quad C_{em}^* Cal \geq C_{em}^{max}$$

Le schéma de réglage du MASDE est donné par la figure suivante :

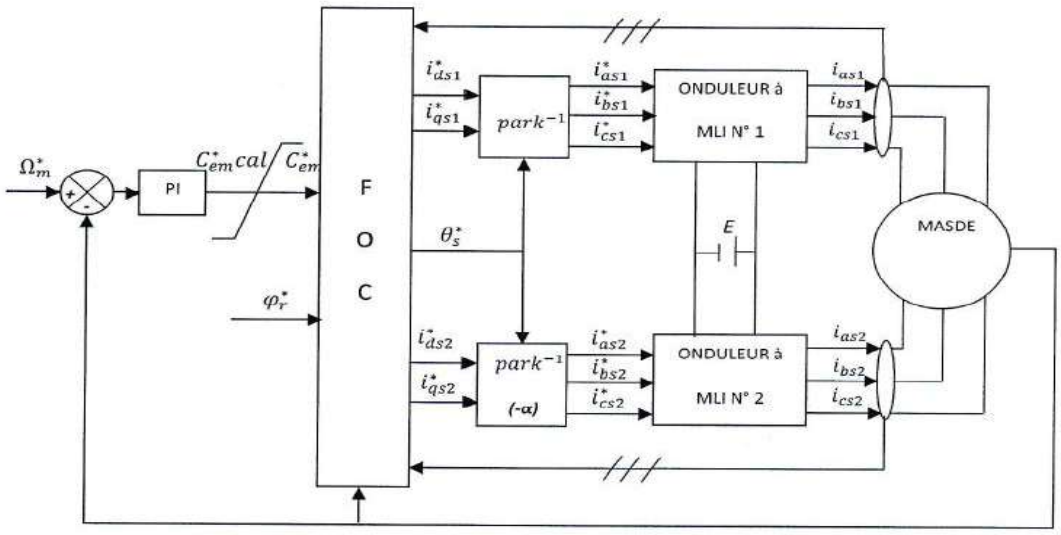


Fig.II.10 :*Commande vectorielle indirecte du MASDE.*

II.5 Résultats de la simulation

Les résultats de simulation obtenus représentent l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'applicationd'une charge résistif Cr=15N à l'instant t=1s en imposant la vitesse de référenceω_{ref}314 rad/s

- pourlepremiertest,ils'agitd'applicationd'unechargeC_r=15N.mà partir del'instant t=2s. La vitessederéférence estde314rad/s.

- dansledeuxièmetest,nousavonsinversélesens derotation(de 314rad/sà -314rad/s) dans la période de temps t= [2s, 6s] en fonctionnement à vide.

- Dans le troisième test, à l'instant t=8 la machine est redémarrée (une faible vitesse de 10rd/s).

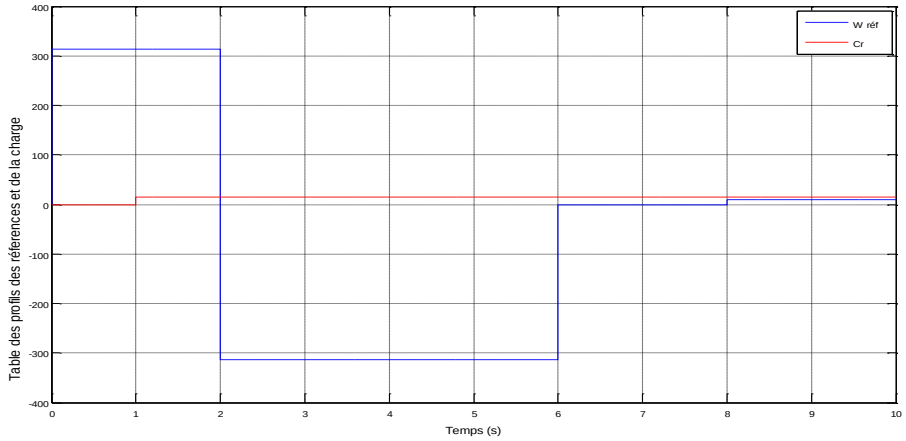


Fig.II.11 : *Table des profils des références et de la charge.*

Performances du MASDE sous la commande vectorielle indirecte :

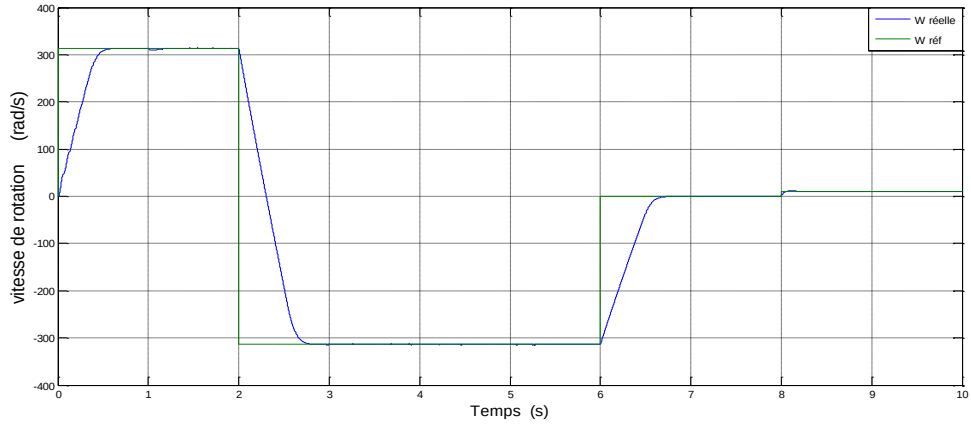


Fig. II.12 : *vitesse de rotation (rad/s)*

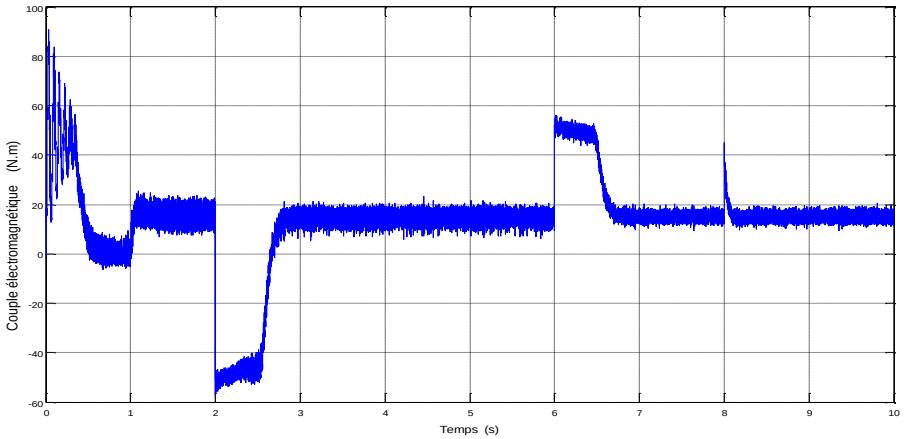


Fig. II.13 : *couple électromagnétique (N.m)*

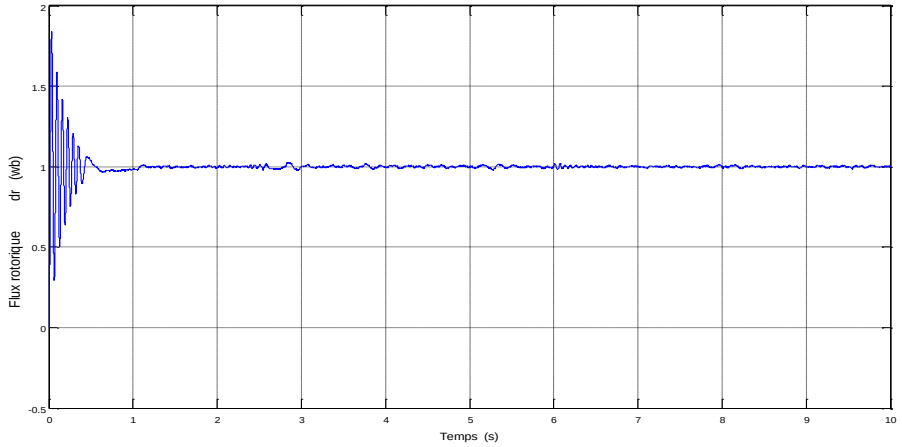


Fig. II.14 : *flux rotorique dr (wb)*

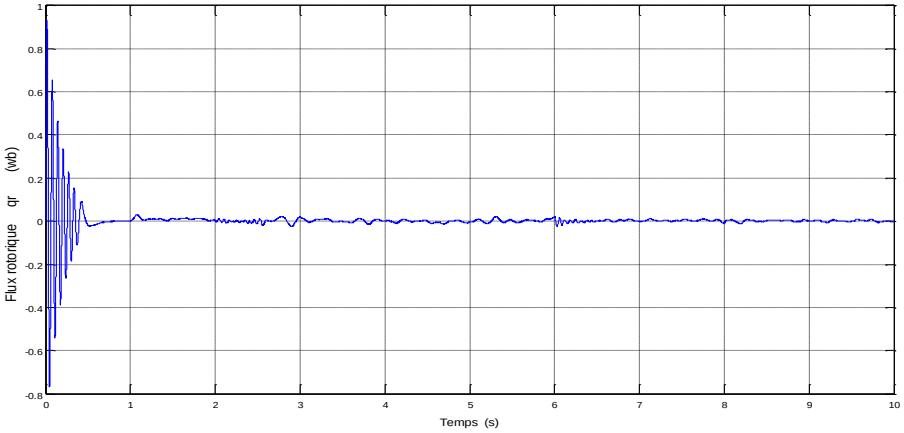


Fig. II.15 : *flux rotorique qr (wb)*

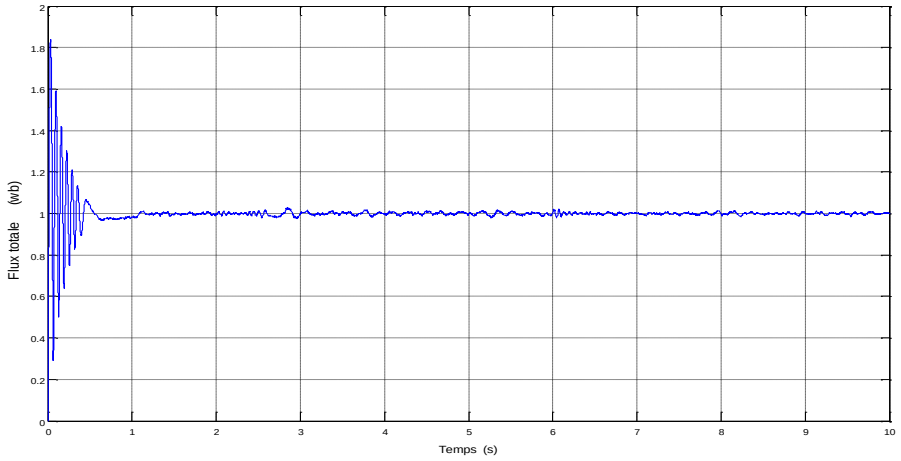


Fig. II.16 : *flux totale (wb)*

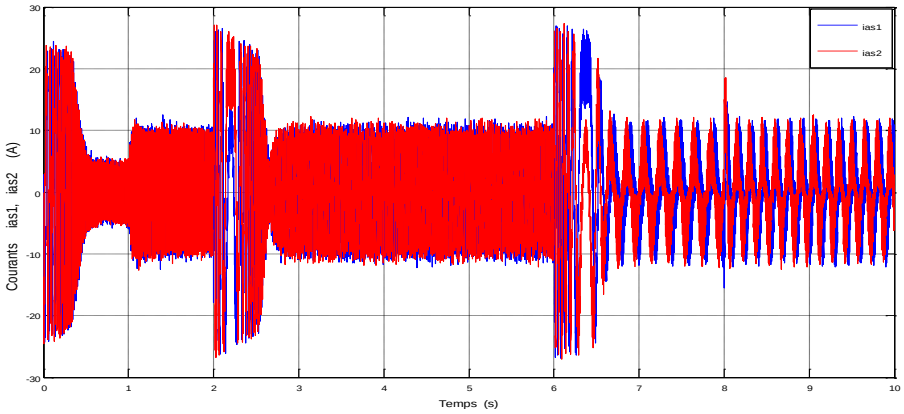


Fig. II.17 : *courant ias1, ias2 (A)*

Performances du MASDE pour 0.5 $T_r$nominal

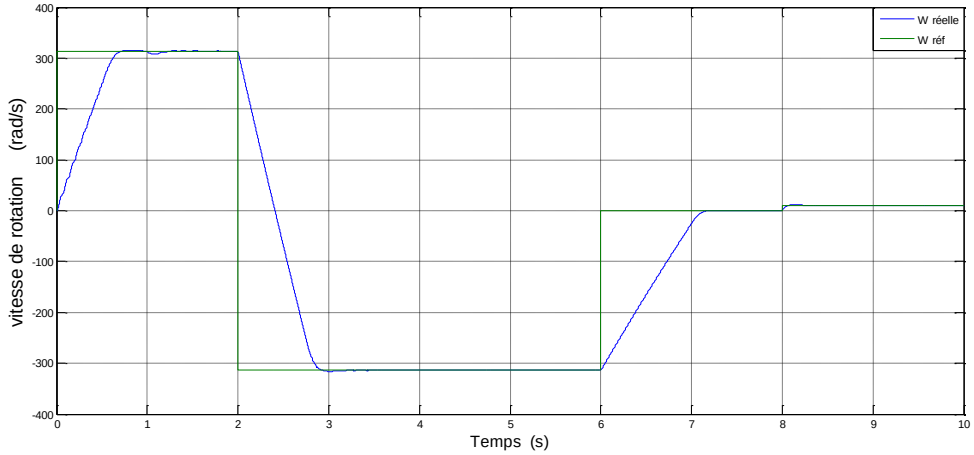


Fig. II.18 : *vitesse de rotation (rad/s)*

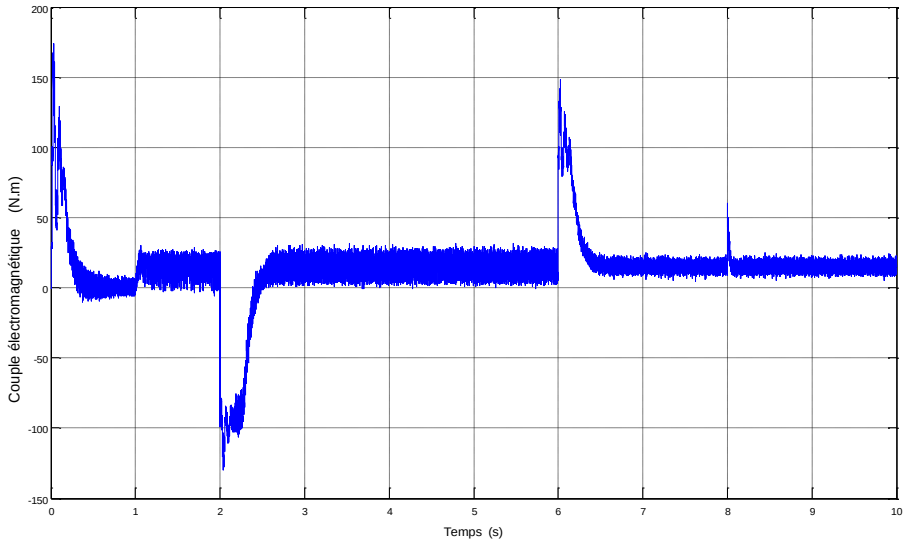


Fig. II.19 : *couple électromagnétique (N.m)*

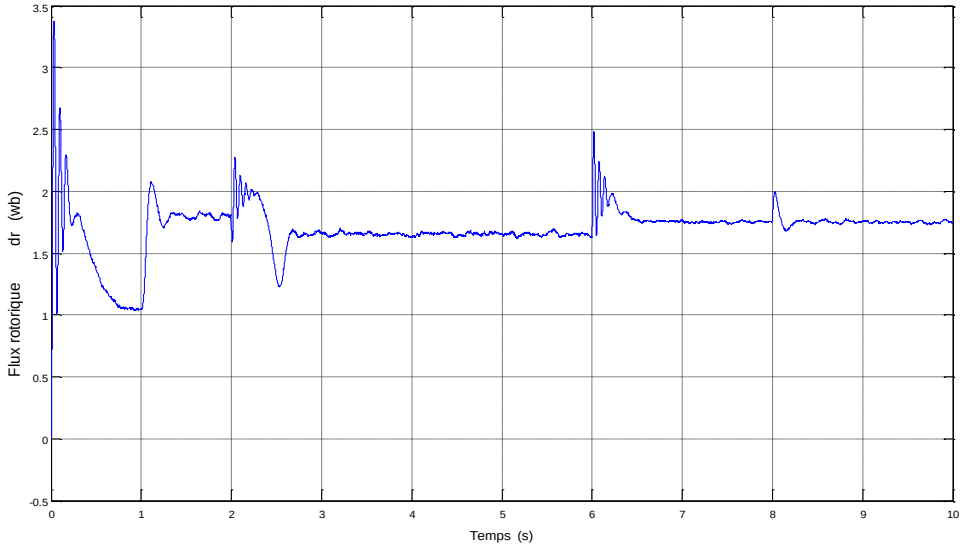


Fig.II.20: *flux rotorique dr (wb)*

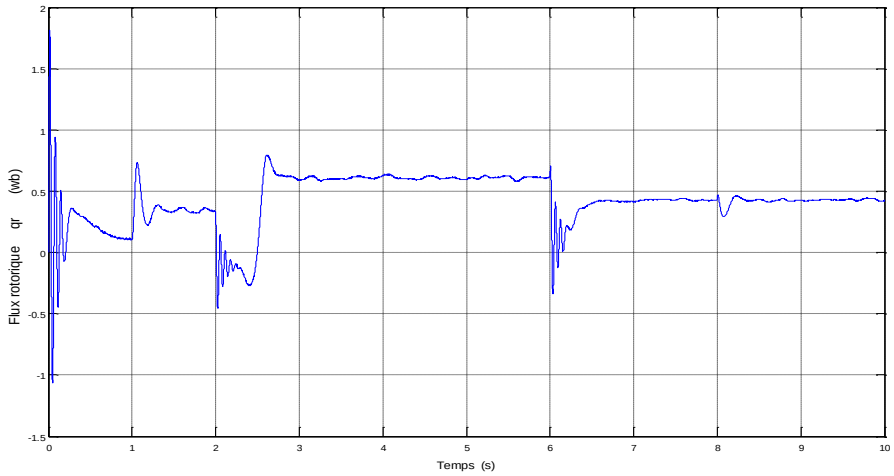


Fig.II.21 : *flux rotorique qr (wb)*

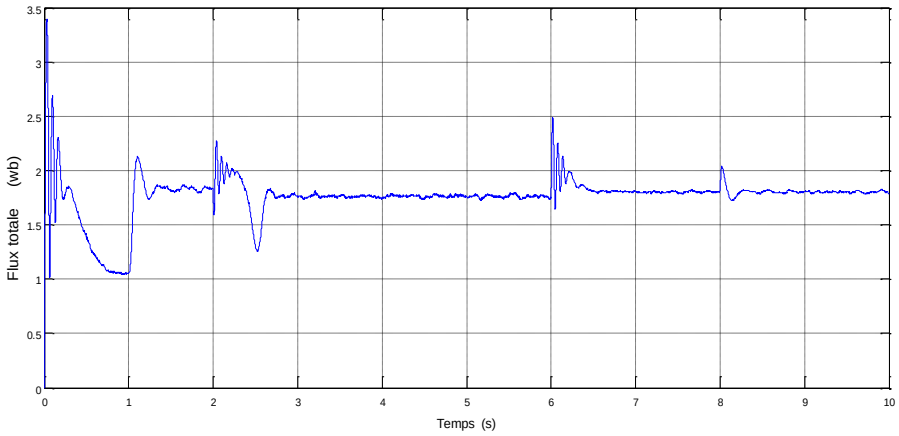


Fig. II.22 : *flux totale (wb)*

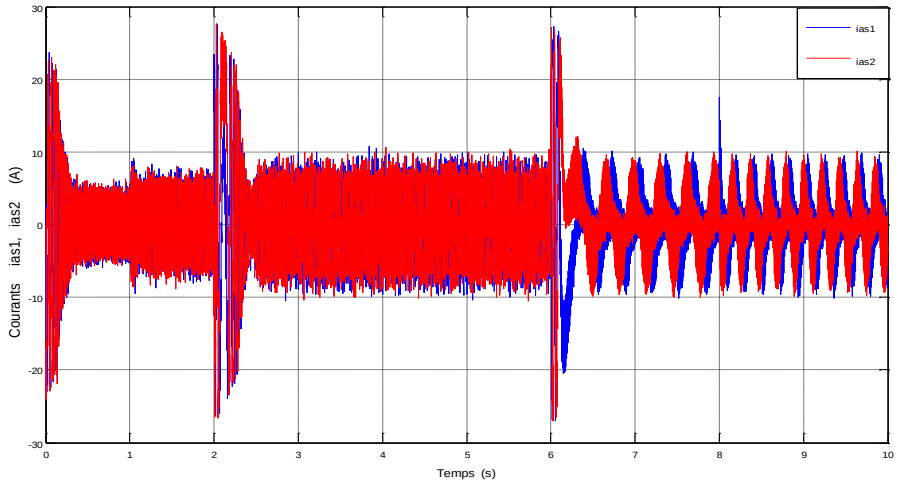


Fig. II.23 : *courant ias1, ias2 (A)*

Performances du MASDE pour 1.5 T_r nominal :

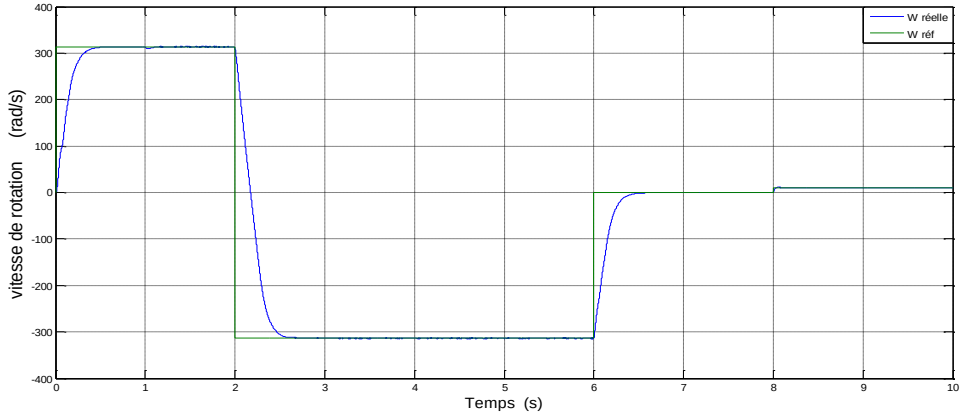


Fig. II.24 : *vitesse de rotation (rad/s)*

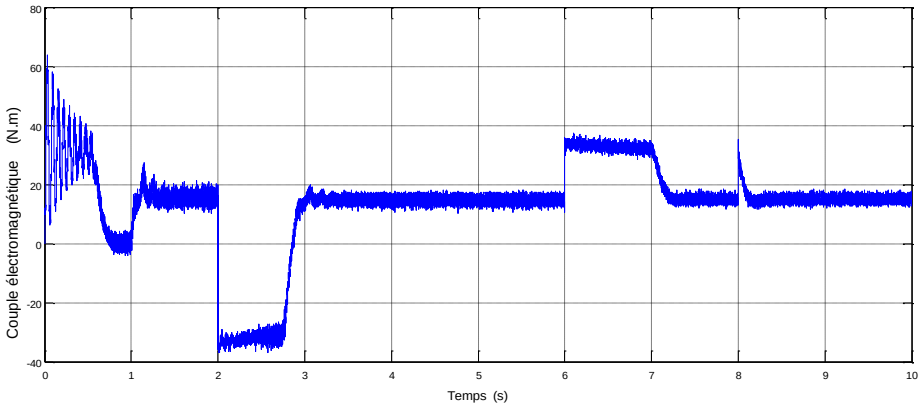


Fig. II.25 : *couple électromagnétique (N.m)*

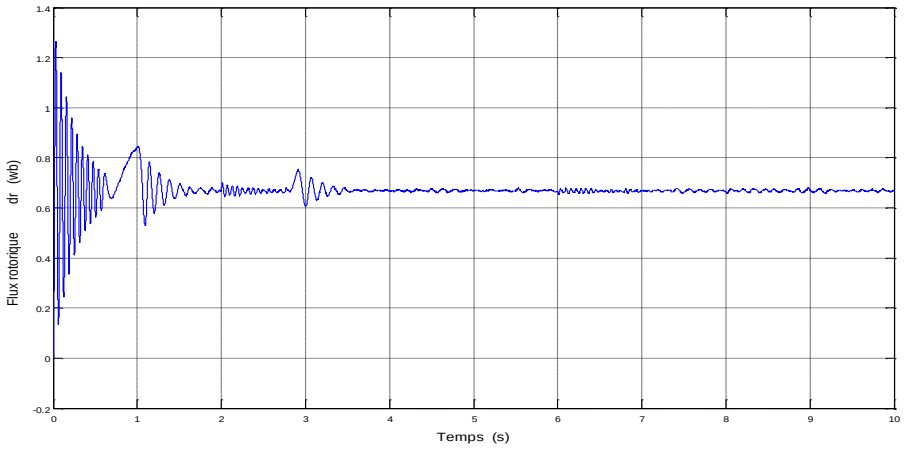


Fig.II.26: *flux rotorique dr (wb)*

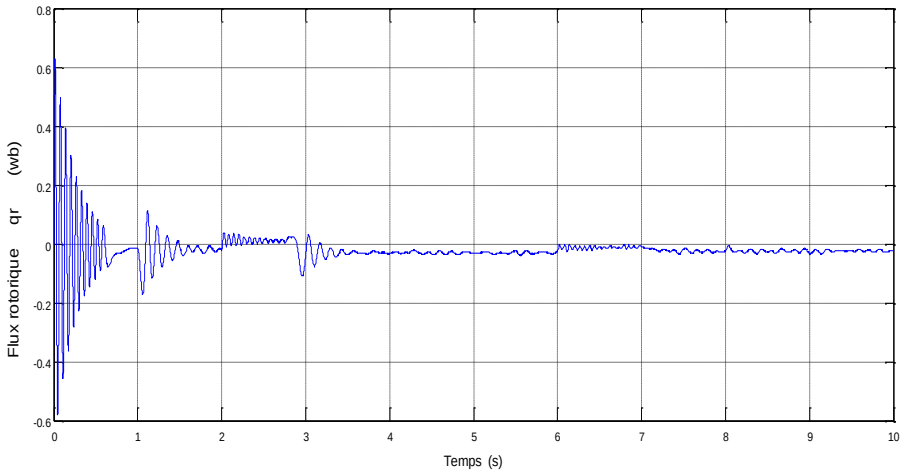


Fig. II.27 : *flux rotorique qr (wb)*

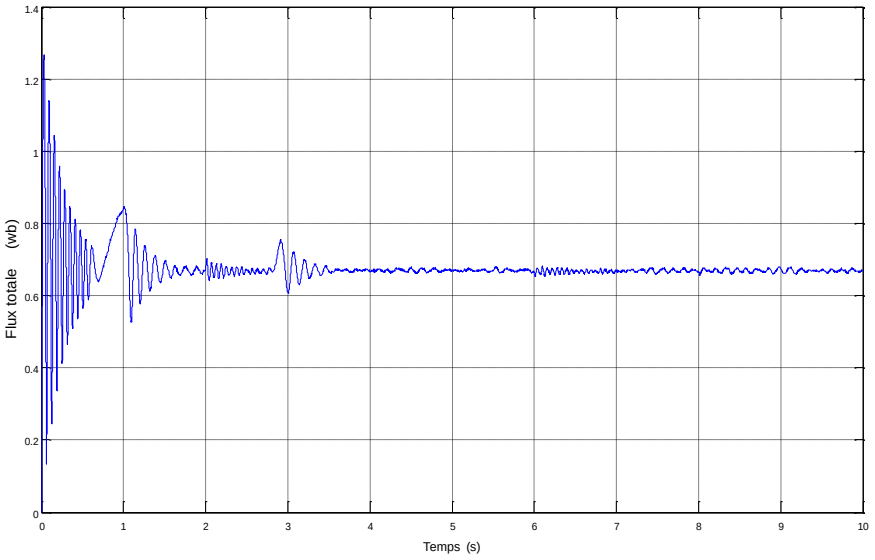


Fig. II.28 : *flux totale (wb)*

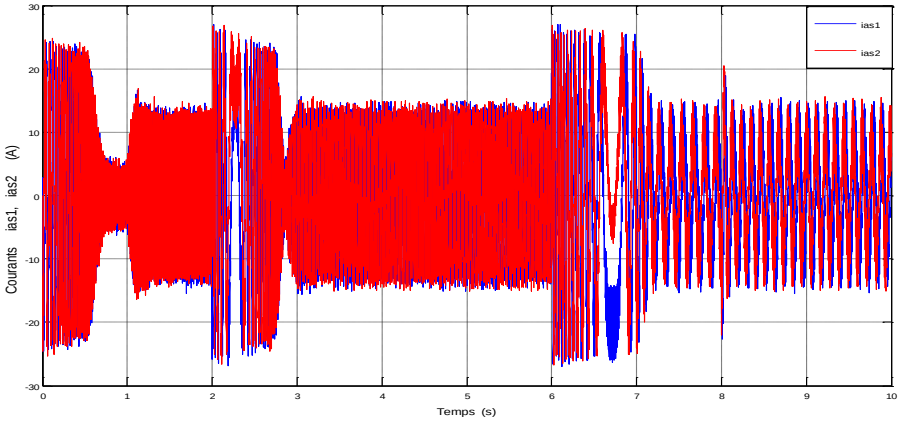


Fig. II.29 : *courant ias1, ias2 (A)*

Caractéristiques temporelles du régulateur PI classique lors de variation du moment d'inertie :

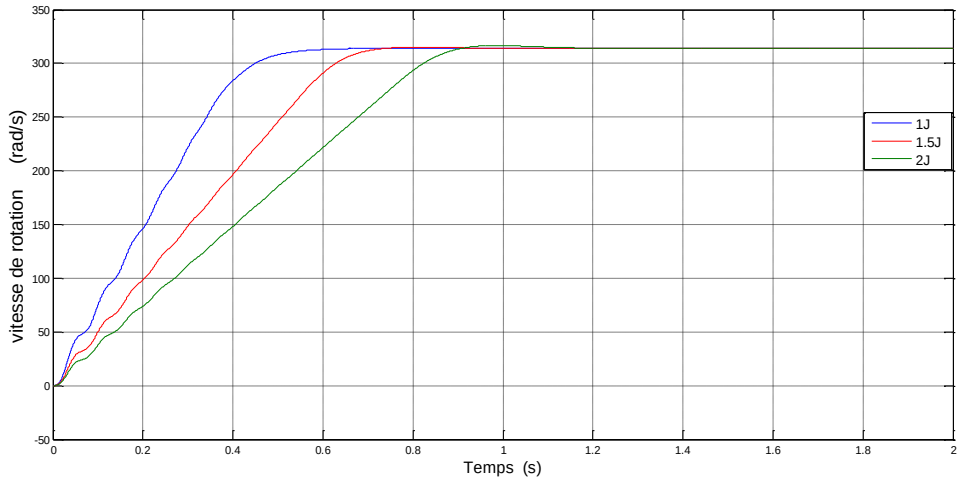


Fig. II.30 : *vitesse de rotation (rad/s)*

II.6 Interprétation des résultats de simulation

Lafigure (II.6)représente l'évolutiondescaractéristiquesdelaMASDEsans larégulationdevitesseparlaméthodeindirecte,

Au démarrage et durant le fonctionnement à vide la vitesse (N (rad/s))atteint la valeur de référence 314 rd/sau bout de t=0.79s, En appliquant un couple de charge de 15N.m à l'instant t=1 s. on note une diminution de la vitesse de référence et par le fonctionnement de l'onduleur et régulateur PI on remarque que la vitesse prend la valeur de référence, à l'instantt=2s on inverse le sens de rotation -314 rad/s durant un temps d'environ t=0.93s, à l'instantt=6s la vitesse est nulle durant un temps d'environ t=0.83s. À l'instant t=8s, la machine est redémarrée avec une faible vitesse 10rd/s (avec la charge) au bout de t=0.054s.

D'autre part, lecouple électromagnétique au démarrage atteint la valeur maximale (Cem(N.m))de 90.74 N.m et après il oscille auteur le zéro, le couple électromagnétique marque des pics lors de l'insertion de la charge.

Au démarrage les courants statoriquesi_{as1} et i_{as2} sous forme sinusoïdale et de même amplitude et prend une valeur plus sept fois à valeur après la stabilisation de 23.73 Aau démarrage puis prend une valeur de5.26A, Avec l'application de la charge l'amplitude atteint une valeur de ias1 = ias2 = 11.95A et présente des pics lors de l'inversion du sens de rotation.

Le ψ_{qr} fait pic de 0.93Wb puis prend quasiment sa valeur nulle. Le ψ_{dr} marque un pic de 1.84Wb puis se stabilise à sa consigne 1Wb et flux total est égale presque auψ_{dr}.

Lafigure (II.7) représente les performances du MASDE pour 0.5Trnominal.Dans cet essai, on a fait varier l'inductanceT_r à $T_r = 0.5T_r$ nominale, la composante directemarque un pic de 3.38Wb et prendre une valeur de 1.76Wb et la composante du flux en quadraturemarque un pic de 1.81Wb et prendre une valeur 0.42 Wb.

Lafigure(II.8) représente lesperformances du MASDE pour $1.5T_r$ nominal. Dans cet essai, on a fait varier l'inductanceT_r à $T_r = 1.5T_r$nominale, la composante directemarque un pic de 1.27Wb et prendre une valeur de 0.67Wb et la composante du flux en quadraturemarque un pic de 0.63Wb et prendre une valeur -0.022Wb.
D'après la figure (II.9), on remarque que l'augmentation du moment d'inertie (J, 1.5×J, 2×J), le temps de réponse dynamique de la vitesse augmente proportionnellement

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré que l'application de la méthode de flux orienté (la commande vectorielle indirecte) permet de découpler le flux rotorique et le couple électromagnétiquedelamachineasynchrone doubleétoile, Eneffet,lacommande vectoriellenous a permis de rendrelecomportementdynamiquedelamachineasynchrone double étoile similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée

Les résultats de simulation obtenus sont satisfaisants néanmoins dans le but d'augmenter ce degré d'efficacité et améliorer les performances de notre système, il faut réfléchir à d'autres algorithmes de commande plus avancés, donc on appliquera dans le chapitre qui suit la commande sans capteur mécanique du MASDE dotée d'un observateur de LEUNBERGER d'ordre réduit.

Chapitre III
Commande Sans Capteur Mécanique de la MASDE Doté d'un Observateur d'ordre réduit

III.1 Introduction

La commande vectorielle par flux orienté élaborée pour la machine asynchrone double étoile, nécessite la mesure de la vitesse pour effectuer les transformations de cordonnées. Physiquement, cette mesure est réalisée au moyen de capteur mécanique de vitesse monté en bout d'arbre du rotor, qui malheureusement, contribue à augmenter la complexité et le coût de l'installation (câblage supplémentaire et maintenance) [Mor 05].

Dans le présent chapitre, on va donner un aperçu général sur les différentes stratégies d'estimation de la vitesse d'un moteur asynchrone double étoile, un bon fonctionnement d'une commande vectorielle du MASDE exige une information fiable provenant du processus à contrôlé.

Cette information peut parvenir des capteurs mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire), par ailleurs, les capteurs mécaniques de vitesse sont généralement couteux, fragiles et affectent la fiabilité de cette commande, Néanmoins, la commande sans capteur de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles fournies par un capteur mécanique.

Ensuite on va proposer une méthode d'estimation basé sur l'observateur de Leunberger d'ordre réduit l'efficacité de l'approche d'estimation sera montrée par des résultats de simulation.

III.2 Problématique des commandes sans capteurs

La commande sans capteur mécanique (en anglais, *sensorless control*), i.e. sans mesure directe de la grandeur mécanique, est devenue une thématique importante et attrayante dans les perspectives industrielles. La présence des capteurs dans les variateurs électroniques de vitesse peut réduire leur robustesse et leur fiabilité tout en augmentant le coût et la complexité des montages [Hol 98]. Ainsi, le capteur mécanique de vitesse sera substitué par un algorithme de calcul donnant l'estimation de la vitesse, ou estimateur de vitesse, à partir des terminaux électriques de la machine. Il est impératif que les performances requises de cet estimateur soient proches, ou similaires, à celles données par le capteur physique, entre autre la simulation d'une commande type doit passer d'abord par la considération du capteur [Koz 08].

Néanmoins, dans les commandes dites sans capteur, l'observabilité de l'état du MASDE aux basses vitesses (faibles fréquences) reste problématique et donc pouvant amener le système vers son instabilité. Cela pourrait être accentué par les problèmes des dérives

paramétriques et les bruits de mesures [Hol 02], [Hol 98]. Comme illustré dans la référence [Cho 05], la sensibilité d'une boucle de régulation est beaucoup plus liée aux performances du capteur utilisé, entre autres à son raffinement technologique et donc à son coût. Cela pourra être un argument de poids pour sa suppression [Koz 08].

Une grande partie des méthodes d'estimation proposées dans la littérature est basée sur des estimateurs qui dépendent du modèle du MASDE. Selon les graphes *signal flow* de Holtz [Hol 02], les *f.e.m*. développées dans la machine véhiculent théoriquement l'information recueillie sur la vitesse au niveau du stator. En général, l'information sur la vitesse passe par une information sur le flux. A la fréquence nulle, le phénomène d'induction cesse et par le même le flux, donc l'information sur la vitesse n'y est plus. Si l'observabilité est validée, la vitesse mécanique peut être calculée via la connaissance sur le flux à partir des tensions et des courants statoriques. Par exemple dans la référence [Kou 93], le flux obtenu par un observateur de Luenberger d'ordre plein permet, dans ce cas, la loi d'adaptation permettant d'estimer la vitesse utilise le produit croisé de l'erreur du vecteur courant et du vecteur flux observé comme entrée [Koz 08].

III.3 Concepts d'estimateurs et d'observateurs

Dans les domaines des entraînements à vitesses variables, les performances de lois de commande utilisées, dépendent du degré de précision dans la connaissance du module du flux et de sa position. Ces grandeurs sont difficilement accessibles par des mesures. En effet, les capteurs de flux sont relativement délicat (bruits de mesure) et réduisent la robustesse de l'ensemble. Ainsi, la reconstruction du flux ou de sa position par des estimateurs ou des observateurs devient un objectif principal [Tam 06] [Ais 05] [Cha 05].

III.3.1 Estimateurs

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation du modèle du système à commander [Cha 05] [Ais 05] [Kub 94]. La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres du système. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et ou variations paramétriques au cours de fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur la figure III.1

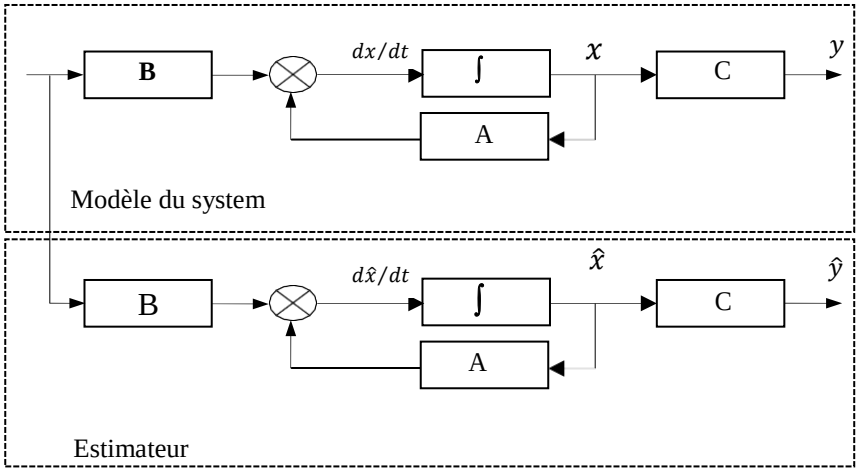


Fig.III.1*Schema - bloc d'un estimateur.*

III.3.2 Observateurs

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système [Cha 05] [Ais 05]. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice de gain G pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur (Figure III.2) [Nah 01]

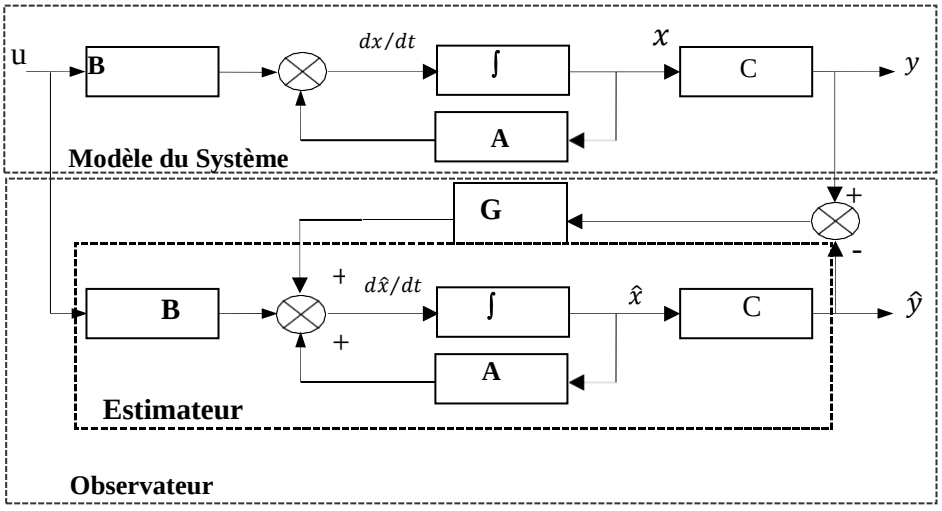


Fig.III.2 *Schema bloc d'un observateur.*

III.4 Différentes techniques de commande sans capteur de vitesse

III.4.1 Techniques d'estimation directes de vitesse

L'estimation directe de la vitesse est considérée récemment, comme une approche la plus appropriée, particulièrement à vitesse réduite. Elle est rendue possible par la présence dans les harmoniques des courants et des tensions des composants comportant un multiple angulaire de la vitesse du rotor [Mor 05] [Rou 04] [Cha 05].

III.4.1.1 Méthode d'harmonique d'encoches

Cette méthode est basée sur la détection des harmoniques des encoches du rotor dans les tensions statoriques. En effet, la présence des encoches du rotor et du stator dans le circuit magnétique des moteurs asynchrones produit des harmoniques d'espace des encoches sur la tension du stator quand le rotor tourne. La vitesse peut être déterminée, en mesurant l'amplitude ou la fréquence angulaire des harmoniques d'espace des encoches sur la tension du stator quand le rotor tourne. La vitesse peut être déterminée, en mesurant l'amplitude ou la fréquence angulaire des harmoniques d'encoches. En fait ; de tels harmoniques, généralement, comportent une amplitude réduite et disparaissent à la vitesse très basse.

Dans la pratique, l'application de telles méthodes à vitesse réduite est une tache tout à fait complexe, alors qu'à grande vitesse, ils donnent des résultats semblables aux techniques indirects [Mor 05] [Rou 04] [Cha 05].

III.4.1.2 Méthode d'injection des signaux

Une deuxième technique direct pour l'estimation de la vitesse utilise l'injection d'un signal sinusoïdal à haute fréquence dans les composantes des tensions ou des courants, ceci afin d'enrichi le contenu harmonique de la tension qui permettra d'estimer correctement la vitesse dans le point de fonctionnement difficile (pulsation statorique très faible). Cette technique est considérée récemment comme une approche la plus approprie, particulièrement dans la gamme des vitesses réduites [Mor 05] [Rou 04] [Cha 05].

Les approches basées sur l'injection des signaux à hautes fréquences donnent de bonne précision d'estimation de vitesse à n'importe quelle fréquence. D'un autre côté, ces approches ont besoin d'une précision élevée dans la mesure physique et augmente la complexité de calcul et de matériels concernant la structure du control.

III.4.2 Techniques d'estimation indirectes de vitesse

Les techniques, appartenant à la catégorie de l'estimation indirecte de vitesse, exploitent l'équation de la tension du stator pour estimer l'amplitude, la position angulaire et/ou la fréquence du flux du rotor et l'équation de la tension du rotor pour estimer la vitesse. Ces techniques présentent un intérêt certain lorsque la machine fonctionne à des vitesses relativement élevées.

Un des problèmes de la commande sans capteur est de considérer la vitesse comme paramètre constant et inconnu, et donc d'employer la technique de la commande adaptative pour estimer ce paramètre [Cha 05].

Dans la littérature, généralement les modèles de la tension et du courant de la machine asynchrone ont été employés ensembles pour l'estimation du flux à partir duquel la vitesse a été estimée.

III.4.2.1 Relation d'autopilotage

La relation de fréquence fondamentale de la machine ($\omega_s = \omega_r + \omega_{gl}$) est utilisée pour estimer la vitesse du rotor. En effet, les fréquences du moteur sont estimées à partir des valeurs observées du flux et à partir des courants statoriques mesurés.

L'estimateur de vitesse utilisant la relation d'autopilotage, est le plus simple parmi les différents modèles d'estimateurs. Cependant, due à sa structure en boucle ouverte, sa précision et ces performances dynamiques sont limitées à très basses vitesses. D'ailleurs, le calcul de la fréquence de glissement et de la vitesse dépend des paramètres du moteur, qui dépendent de la température, de la saturation et de la fréquence [Cha 05] [Com 05].

III.4.2.2 Intelligence artificielle

Récemment, les chercheurs ont proposés des commandes sans capteur de vitesse basées sur l'intelligence artificielle (réseau de neurones et logique floue) qui n'exigent pas la connaissance d'un modèle mathématique [Bag 99] [Rou 04][Mor 05]. Les contrôleurs à logique floue sont des candidats idéaux pour la commande de tels systèmes, malheureusement il n'existe pas de méthodes précises pour la détermination de la stratégie de réglage. Cette dernière doit être construite à l'aide des tests sur le système à régler. D'un autre côté, ces approches présentent une bonne robustesse aux variations paramétriques et aux bruits de mesure, leurs conditions informatiques, le temps d'élaboration et le besoin de la connaissance

expert du système limitent les applications actuelles à une gamme limitée et parfois bien spécifique.

III.4.2.3 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS

L'approche par le système adaptatif avec modèle de référence MRAS a été proposée par SCHAUDER, par la suite, elle a été exploitée par plusieurs travaux [Cha 05][Ede 05].

Comme son nom l'indique, elle est basée sur l'identification adaptative avec modèle de référence pour estimer la vitesse. Sous sa forme simple, la structure MRAS comme présentée par la figure 4.1 se compose de deux estimateurs qui calculent les mêmes variables du moteur,

le premier est un modèle de référence que constitue la machine et le deuxième est un estimateur constituant le système adaptatif possédant comme entrée la vitesse estimée. La différence entre les sorties des deux estimateurs de flux est utilisée pour corriger l'estimation de vitesse [Rou 04] [Bag 99] [Bla 96] [Cha 05]

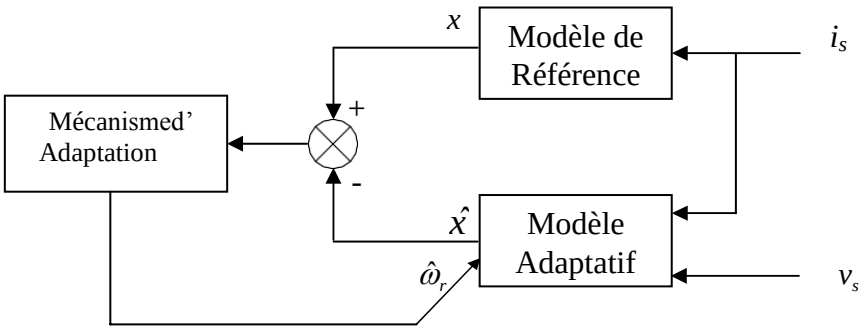


Fig.III.3 *Structure MRAS*

Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable *x*, tels que le flux rotorique, sur la force contre électromotrice ou sur la puissance réactive [Cha 05].

Comparer à d'autres approches, la technique MRAS, permet d'améliorer les performances de l'estimation de vitesse qui peuvent s'étendre à très basse vitesse.

III.4.2.4 Les observateurs

Différentes structures d'observateurs d'état, ont été proposées dans la littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse. Les algorithmes d'observation font l'utilisation du modèle analytique de la machine permettant l'estimation de la vitesse et du flux de rotor à partir des courants et des tensions du stator.

Parmi les méthodes d'observation, on peut citer les observateurs déterministes (LUENBERGER, observateur adaptatif d'ordre réduit ou d'ordre complet), le filtre de

KALMAN et l'observateur à structure variable par mode glissant. Ces observateurs sont utilisés pour l'observation du flux et l'estimation de vitesse en boucle fermée.

Bien que de telles approches mènent à des performances différentes en regard du degré de complexité algorithmique et des efforts de calculs, elles offrent généralement de bonne performances dans une gamme à vitesse assez large mais ne peuvent estimer les très basses vitesses d'une manière stable [Son 00] [Cha 05] [Kwo 05].

a. Observateurs d'état

Dans la pratique, l'observateur d'état prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit où seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruits, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites. Les performances de cette structure dépendent bien évidement du choix de la matrice gain. Il existe aussi une autre gamme d'observateurs adaptatifs dont le calcul de la matrice gain de correction s'effectuer par la méthode de Lyaponov [Ais O5].

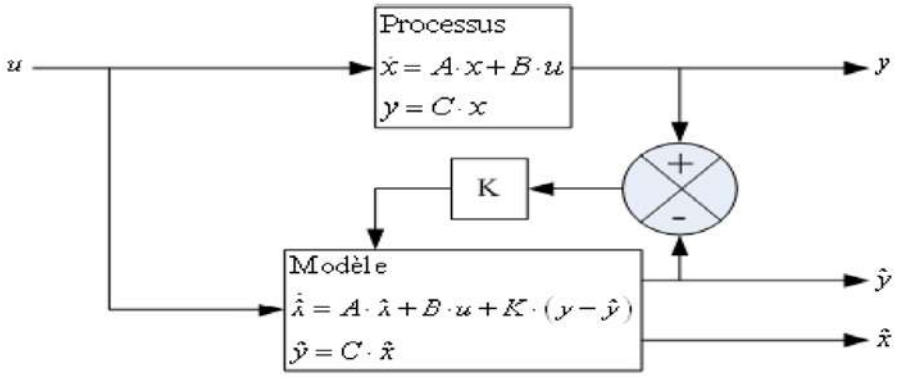


Fig.III.4 : *Structure d'un observateur d'état*.

b.Filtre de KALMAN (observateur stochastique)

Le filtre de KALMAN est un observateur à structure stochastique qui repose sur un certain nombre d'hypothèse, notamment sur les bruits. Plusieurs travaux ont déjà enrichi ce sujet en donnant des solutions d'observateurs d'ordre complets. Ces solutions sont aussi sensibles aux variations de résistances rotoriques et notamment lors des fonctionnements en basse vitesse.

Malheureusement, cet observateur a quelques inconvénients inhérents, tels que l'influence des caractéristiques du bruit [Mor 05] [Zei 00]. Pour une bonne exploitation de l'algorithme du filtre de KALMAN, il est donc nécessaire de rechercher des modèles réduits de la machine dans le but d'estimer le flux rotorique, la résistance rotorique et la vitesse de rotation, ce qui semble être une solution délicate dans une commande en boucle fermée.

c. Observateur par mode glissant

Les observateurs par mode glissant sont basés sur la théorie des systèmes à structures variables. Cette approche est bien adaptée aux systèmes dynamiques non linéaires incertains. Ils ont également les mêmes dispositions robustes que les contrôleurs par mode glissant. Pour les deux dernières décennies, beaucoup de chercheurs ont proposé différentsalgorithmes basés sur les modes glissants [Cha 05] [Ais 05], ils sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable de glissement, dont l'annulation définit la surface de glissement.

III.5 commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MASDE

On a vu précédemment, que nombreuses sont les méthodes qui traitentla commande sans capteurdevitessedu MASDE,enutilisantdes estimateursetdes observateurs. Ce qui suit,on va présenter une stratégie d'estimation du flux rotorique et de la vitesse de la machine asynchrone double étoile.

III.5.1 Estimation de la vitesse par unobservateurluenberger d'ordre réduit

L'utilisation d'un estimateur ne permet pas de maîtriser la dynamique de l'erreur qui tributaire du système physique. Il est préférable que la dynamique du processus d'estimation soit beaucoup plus rapide que celle du système lui-même, d'où l'intérêt d'utiliser des observateurs.

Pour les équations électriques qui sont linéaires dans les états mais qui dépendent de la vitesse mécanique Ωr, on peut construire un observateur de type Luenberger comme suit [Kia05] [Kia 04] [Son 00] :

$$\frac{d\hat{x}}{dt} A(\widehat{\Omega})\hat{x} + Bu + G(y - C\hat{x}) \qquad \text{(III. 1)}$$

Le problème de ce type d'observateur réside dans le choix du gain G qui dépend généralement de la vitesse mécanique et qui implique une dynamique de décroissance des erreurs d'estimation.

Le modèle mathématique de la MASDE montre que l'on est confronté à un systèmenon linéaire variable. Pour pallier à cette non linéarité on emploi un observateur linéaire et de prendre comme variable supplémentaire Ωr. Dans ce cas, on dispose d'un observateur de type Luenberger d'ordre réduit,[Kia05] [Kia 04].

On peut réécrire le système des équations(II.13), (II.14) et (II.15) sous forme de deux sous- systèmes comme suit

$$\begin{cases} \frac{di_{sd1}}{dt} = \frac{1}{L_{s1}} v_{sd1} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} i_{sd1} - \omega_s \left(\frac{L_r}{rr} \phi_r \omega_{gl} + L_{s1} i_{sq1} \right) \\ \frac{di_{sd2}}{dt} = \frac{1}{L_{s1}} v_{sd2} - \frac{r_{s2}}{L_{s2}} i_{sd2} - \omega_s \left(\frac{L_r}{rr} \phi_r \omega_{gl} + L_{s2} i_{sq} \right) \\ \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{L_m}{T_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \end{cases} \quad \text{(III.2)}$$

$$\begin{cases} \frac{di_{qs1}}{dt} = \frac{1}{L_{s1}} v_{qs1} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} i_{ds1} - \omega_s (\phi_r + L_{s1} i_{ds1}) \\ \frac{di_{qs2}}{dt} = \frac{1}{L_{s1}} v_{qs2} - \frac{r_{s2}}{L_{s2}} i_{qs2} - \omega_s (\phi_r + L_{s2} i_{qs2}) \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r (i_{qs1} + i_{qs2}) - \frac{K_f}{J} \Omega_r - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad \text{(III. 3)}$$

Pour estimer la vitesse, en utilise uniquement le sous-système (III.3) [Kia 05] [Kia 04].

On voit bien que l'estimation de la vitesse à partir du modèle décrit par le sous système (III.3), nécessite l'estimation du couple de charge et le flux rotorique.

Si l'on désire également estimer le couple résistant C_r constant, on suppose qu'il change lentement, donc on peut utiliser pour lecoupledechargelemodèle suivant :

$$\frac{dC_r}{dt} = 0 \quad \text{(III. 4)}$$

Cette supposition est correcte dans la plupart des applications [Kia 05][Kia 04].

On ajoutant l'équation (III.4) au système (III.3), on obtient :

$$\begin{cases} \dfrac{di_{qs1}}{dt} = \dfrac{1}{L_{s1}} v_{qs1} - \dfrac{r_{s1}}{L_{s1}} i_{ds1} - \omega_s(\phi_r + L_{s1} i_{ds1}) \\ \dfrac{di_{qs2}}{dt} = \dfrac{1}{L_{s1}} v_{qs2} - \dfrac{r_{s2}}{L_{s2}} i_{qs2} - \omega_s\left(\phi_r + L_{s2} i_{qs2}\right) \\ \dfrac{d\Omega_r}{dt} = \dfrac{P}{J} \dfrac{L_m}{L_m + L_r} \phi_r \left(i_{qs1} + i_{qs2}\right) - \dfrac{K_f}{J} \Omega_r - \dfrac{1}{J} C_r \end{cases} \quad \text{(III. 5)}$$

$$\frac{dC_r}{dt} = 0$$

A partir du système d'équations (III.5), en supposant que ϕ_r constant, on peut construire notre observateur linéaire d'ordre réduit comme suit :

$$\begin{cases} \dfrac{d\hat{\imath}_{qs1}}{dt} = \dfrac{1}{L_{s1}} v_{qs1} - \dfrac{R_{s1}}{L_{s1}} \hat{\imath}_{qs1} - \omega_s \left(i_{ds1} + \dfrac{1}{L_{s1}} \hat{\phi}_r\right) + G_1 \tilde{\imath}_{qs} \\ \dfrac{d\hat{\imath}_{qs2}}{dt} = \dfrac{1}{L_{s2}} v_{qs2} - \dfrac{R_{s2}}{L_{s2}} \hat{\imath}_{qs2} - \omega_s \left(i_{ds2} + \dfrac{1}{L_{s2}} \hat{\phi}_r\right) + G_1 \tilde{\imath}_{qs} \\ \dfrac{d\hat{\Omega}_m}{dt} = \dfrac{P}{J} \dfrac{L_m}{L_m + L_r} \hat{\phi}_r \left(i_{qs1} + i_{qs2}\right) - \dfrac{P}{J} \hat{C}_r - \dfrac{K_f}{J} \hat{\Omega}_m + G_2 \tilde{\imath}_{qs} \\ \dfrac{d}{dt} \hat{C}_r = G_3 \tilde{\imath}_{qs} \\ \dfrac{d\hat{\phi}_r}{dt} = \dfrac{L_m}{T_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) - \dfrac{1}{T_r} \hat{\phi}_r \end{cases} \quad \text{(III. 6)}$$

Avec : $\tilde{\imath}_{qs} = \left(i_{qs1} + i_{qs2}\right) - (\hat{\imath}_{qs1} + \hat{\imath}_{qs2})$, G_1, G_2 et G_3 sont les gains de l'observateur linéaire de Leunberger d'ordre réduit.

Avec un choix spécifique de G_1, G_2 et G_3 qui dépendent de la vitesse mécanique. En supposant que la vitesse est constante, il suffit pour assurer la stabilité de choisir les gains de l'observateur tout en assurant que les pôles sont situés dans le demi-plan gauche.

Afin d'avoir de bonnes performances, nous avons choisi des gains qui donnent une réponse del'observateurplusrapidequelesystème.Enrevanche,unchoixbeaucupplusrapide des gains conduit à une sensibilité par rapport aux variations paramétriques.

Le schéma fonctionnel suivant, représente la commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une MASDE dotée d'un observateur Leunberger d'ordre réduit :

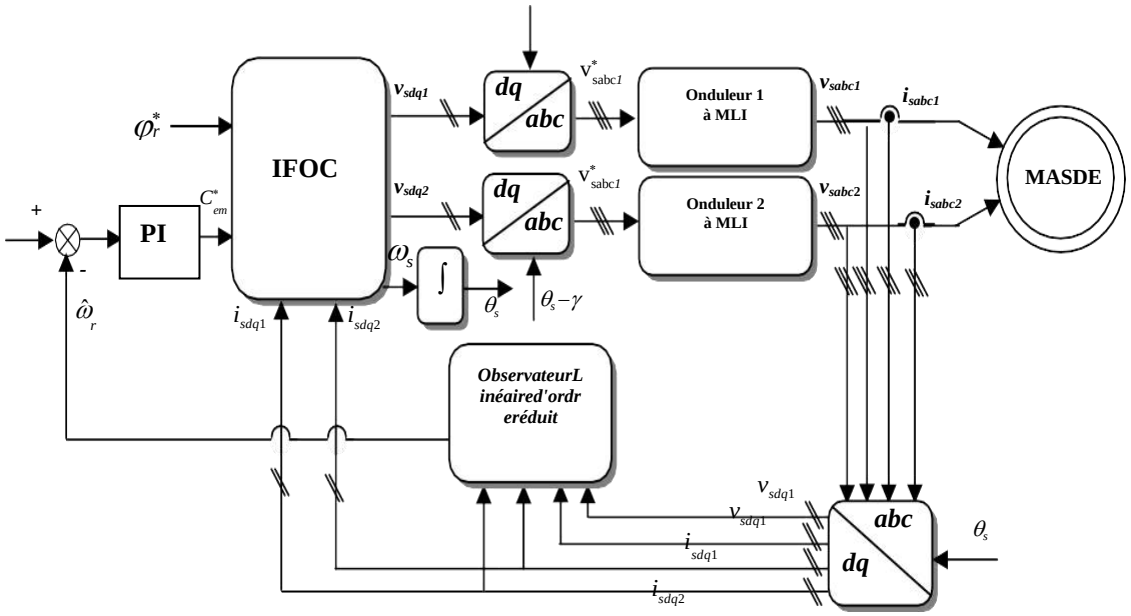


Fig.III.5 *Commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse d'une MASDE dotée d'un Observateur linéaire d'ordre réduit*

III.6 Résultats de la simulation et discussion

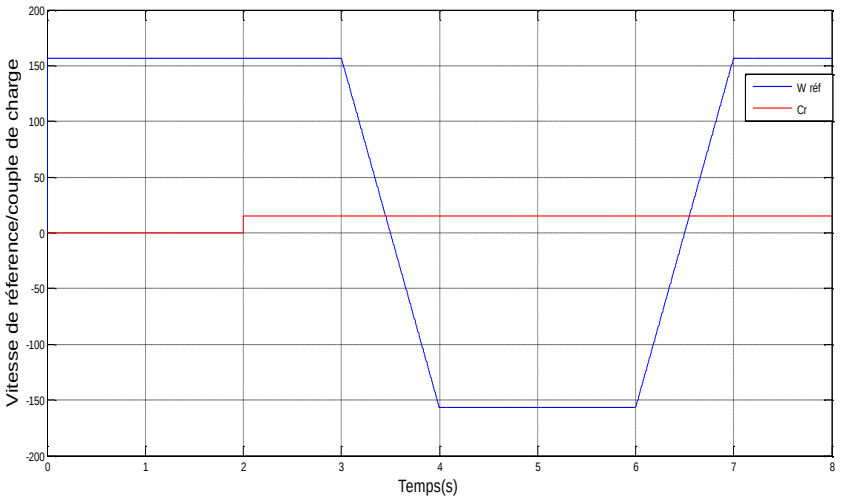


Fig.III.6 : *Table des profils des références et de la charge.*

La figure(III.8) montre le profil de vitesse et le couple de charge pour l'étude de simulation, on remarque que la vitesse atteint sa valeur qui vaut 157 rad/s dans cas de démarrage à vide. A l'instant t=2s, l'introduction d'un couple de charge 15 N.m, puis une inversion du sens de rotation à −157 rd/s à partir de t=3 s jusqu'à 6s, et après A l'instant t=7s la machine prend la vitesse de référence de 157 rad/s.

III.6.1 Performances de la commande vectorielle associée d'un observateur luenberger d'ordre réduit

III.6.1.1 Essai à vitesse nominale

Afin de mettre en évidence les performanceset la robustesse de l'estimation de la vitesse et de flux rotation du MASDE par observateur luenberger d'ordre réduit,on a mis en œuvre une étude de simulation qui a permis d'avoir les résultats que nous présentons ci-après. Pour chaque échelon de vitesse on applique une perturbation de charge (Cr = 15N.m) A l' instant de t= 2s avec une inversion de sens de rotation à t = 3s Les valeurs des gains de l'observateur utilisés dans toutes les simulations, sont choisies après plusieurs tests d'ajustements (G_1 = 180, G_2 = -6,G_3 = 0).

Les figures de (**A**) illustrent le couple électromagnétique, les courants statoriques, la vitesse réelle et estimée, le flux réel et estimé correspondantes d'une commande sans capteur de vitesse associée d'un observateur luenberger d'ordre réduit appliquée à une MASDE pour une consigne de vitesse de 157 rad/s . On note une parfaite poursuite de la vitesse estimée.

La figure (III.21) montre l'erreur dynamique maximale de la vitesse pour déférentes valeurs de la vitesse de référence, on remarque que l'erreur dynamique maximale de la vitesse diminue quand la vitesse de référence augmente.

L'erreur dynamique maximale ne dépasse pas 26% à faible vitesse (20 rad/s).

L'observateur utilisé présenteune bonnepoursuite de vitesseavec une erreur dynamique n'est pas importanteet uneerreurstatiquepratiquementnulle.

III.6.1.2 Essai à basse vitesse

L'essai suivant ressemble au précédent à la différence qu'on fait tourner la machine à deux vitesses de rotation relativement basses (W_{ref}=100rd /s et W_{ref}=50rd/s) pour pouvoir examiner l'efficacité de l'estimateur proposé. Les résultats de simulation sont illustrés par (**B**) et (**C**).On peut conclure que l'estimation de la vitesse se fait toujours d'une façon très satisfaisante.

A. Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé correspondantes d'un MASDE sans capteur de vitesse dotée d'un observateur luenberger d'ordre réduit pour une consigne de ± 157 rad/s :

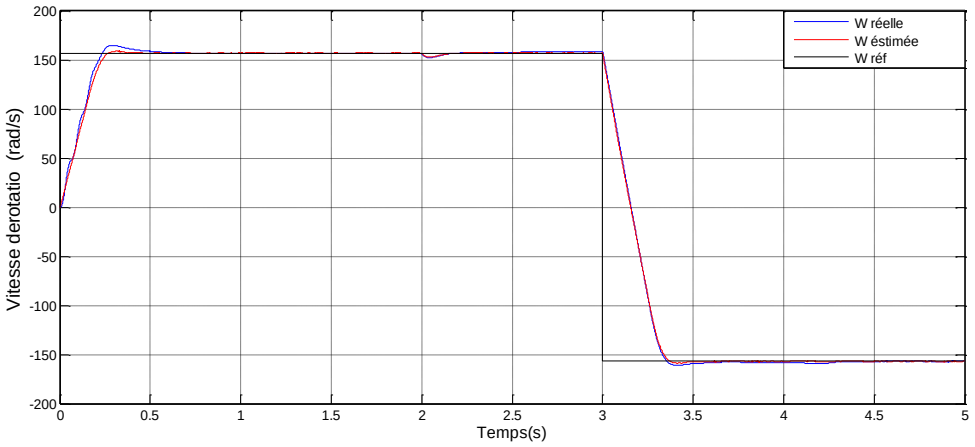


Fig.III.7 : *Vitesse de rotation(rad/s)*

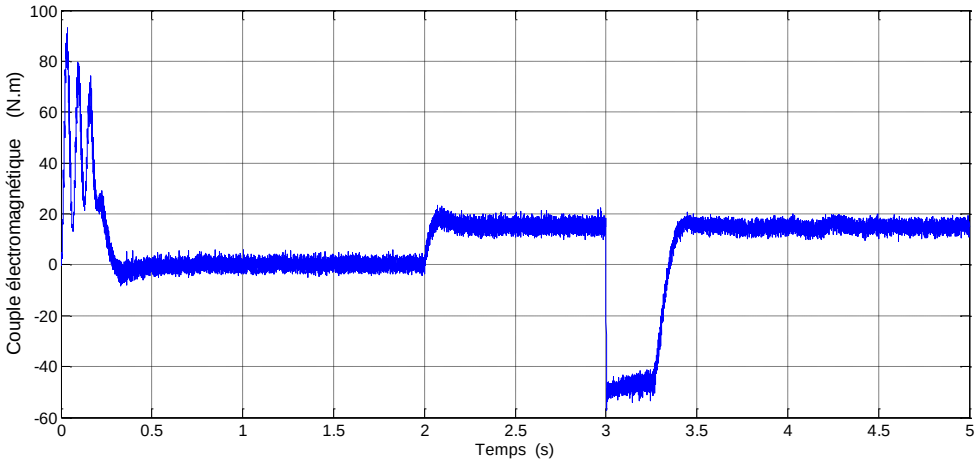


Fig.III.8 : *Couple électromagnétique(N.m)*

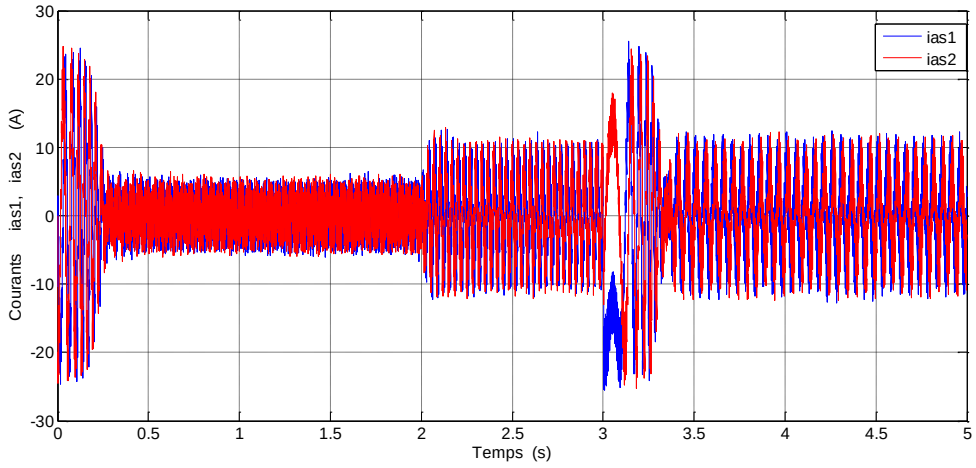


Fig.III.9 : *Couranats Ias1, Ias2 (A)*

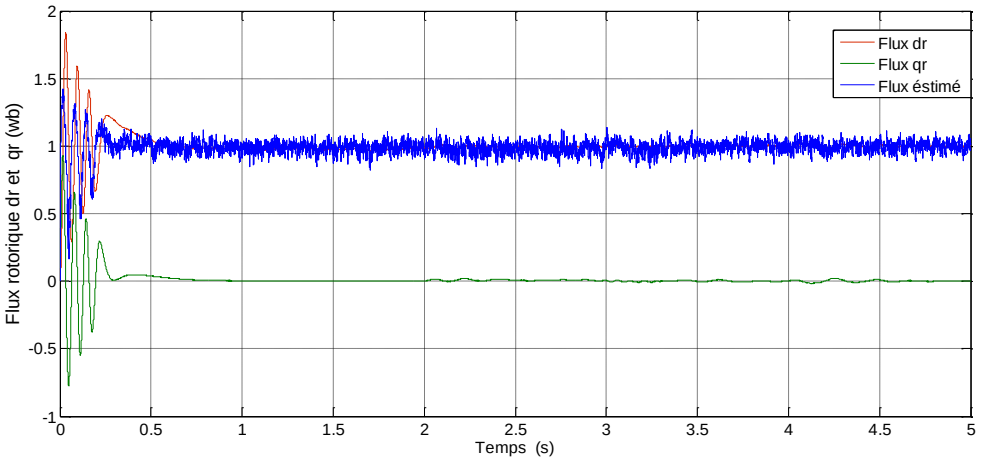


Fig.III.10 : *Flux rotorique dr et qr (Wb)*

B. Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimécorrespondantes d'un MASDE sans capteur de vitesse dotée d'un observateur luenbergerd'ordre réduitpour une consigne de ± 100 rad/s

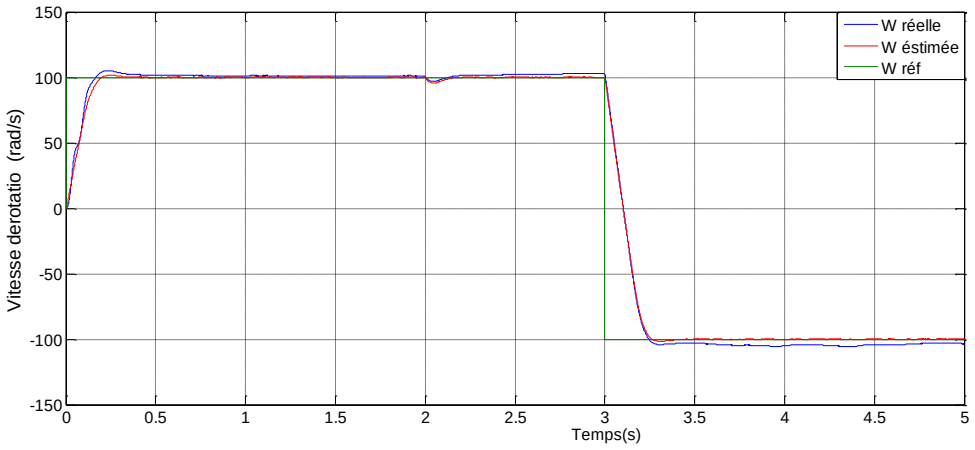


Fig.III.11 : *Vitesse de rotation(rad/s)*

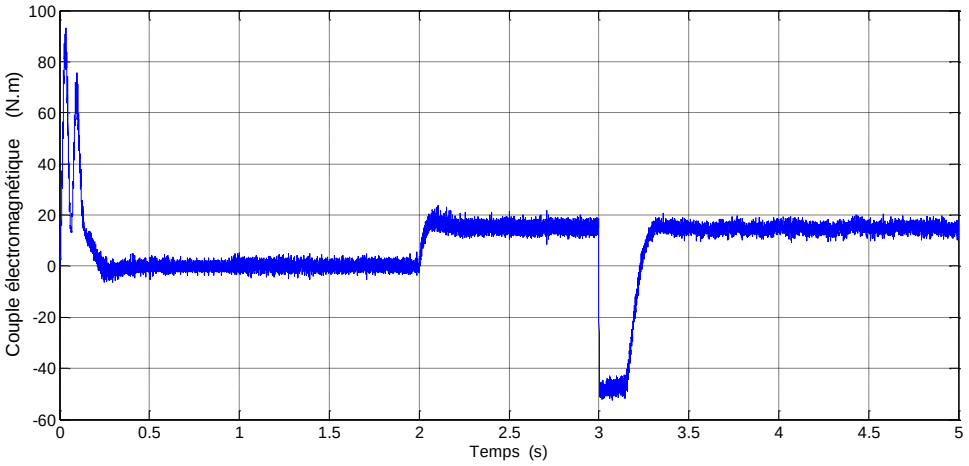


Fig.III.12 : *Couple électromagnétique(N.m)*

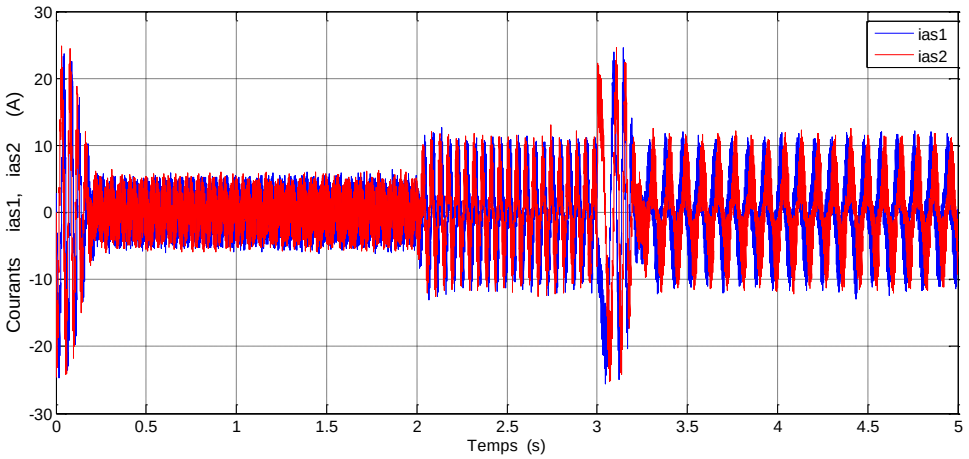


Fig.III.13 : *Courants Ias1, Ias2 (A)*

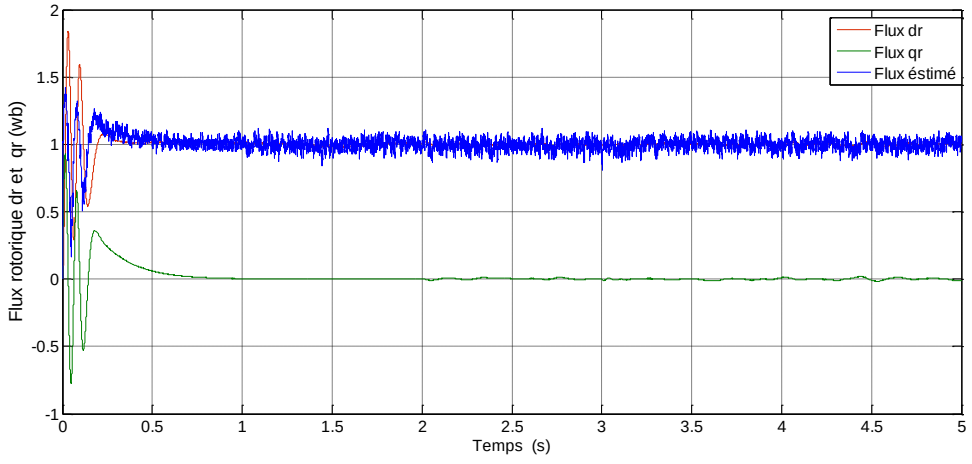


Fig.III.14 : *Flux rotorique dr et qr (Wb)*

C. Couple, courant statorique, vitesse réelle et estimée, flux réel et estimé correspondantes d'un MASDE sans capteur de vitesse dotée observateur luenberger d'ordre réduit pour une consigne de ± 50rad/s.

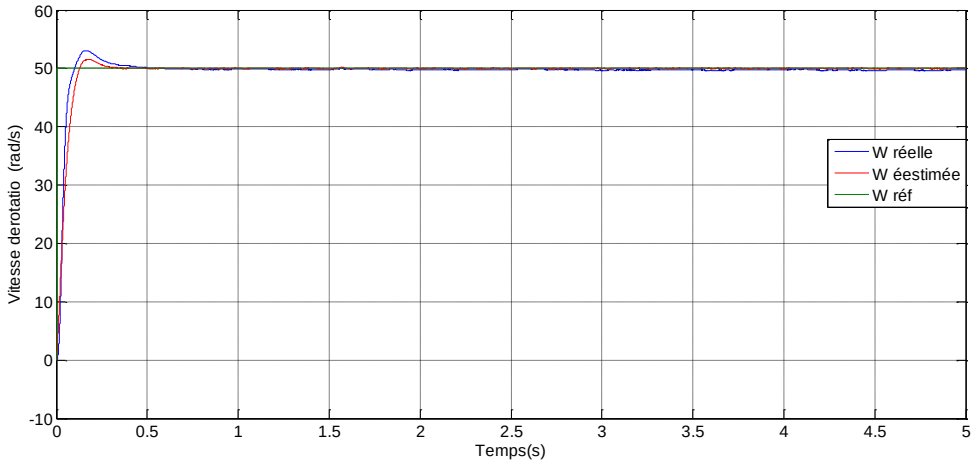


Fig.III.15 : *Vitesse de rotation (rad/s)*

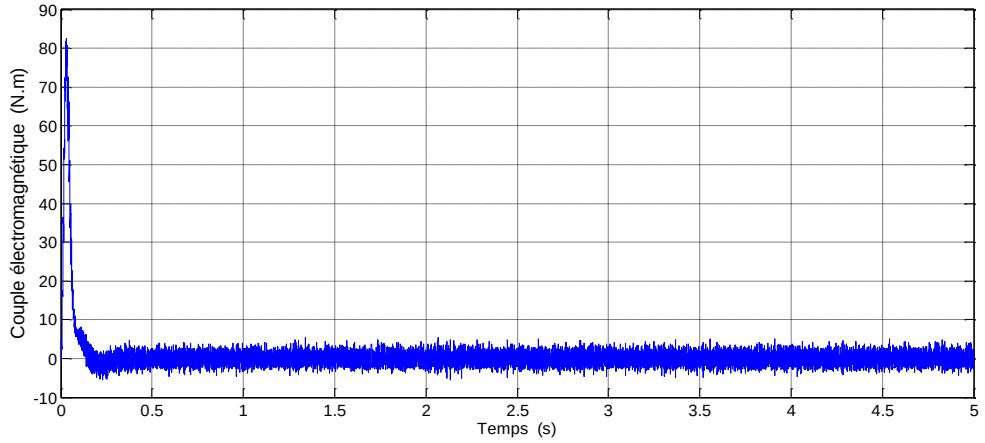


Fig.III.16 : *Couple électromagnétique(N.m)*

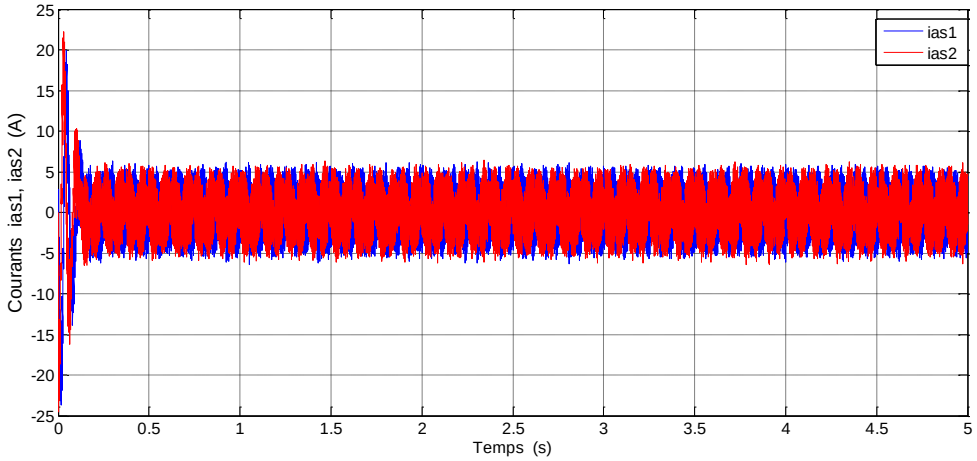


Fig.III.17 : *Couranats Ias1, Ias2 (A)*

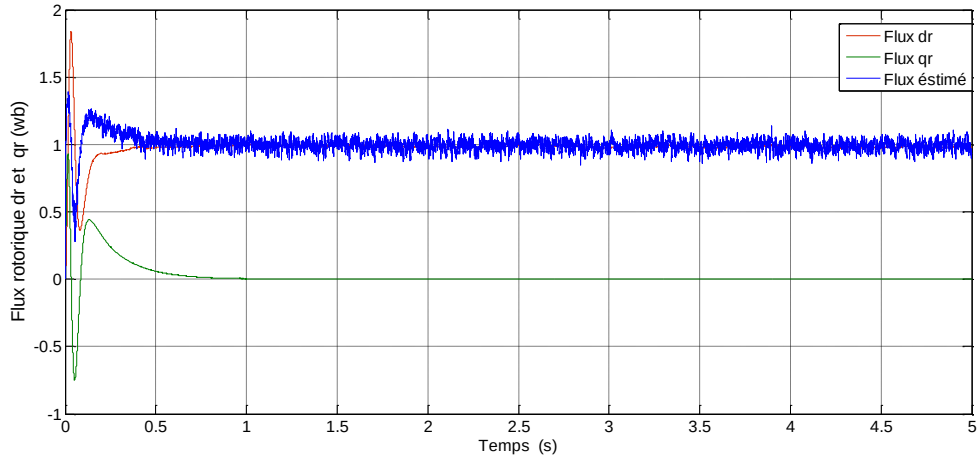


Fig.III.18 : *Flux rotorique dr et qr (Wb)*

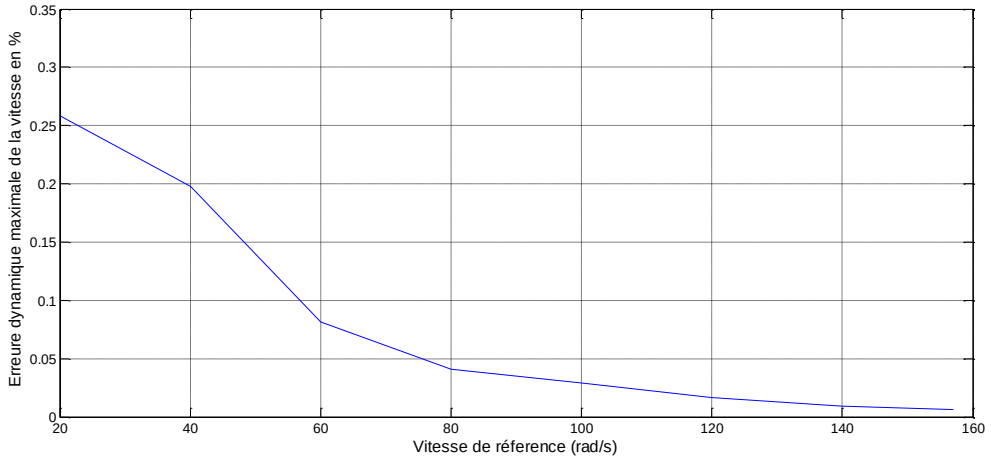


Fig.III.19 : *Erreur dynamique maximale de la vitesse en charge en fonction de la vitesse de référence.*

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a exposé quelque technique d'estimation de la vitesse du MASDE présentées dans la littérature, Par la suite on a appliqué la techniqued'estimation de vitesse sur l'observateurluenberger d'ordre réduit.

Les résultats de simulation obtenus dans ce chapitre nous ont permet de conclure que la commande sans capteur de vitesse du MASDE dotée d'un observateur luenberger d'ordre réduit, est assez rapide, robuste et face aux perturbations de la charge et le changement de la consigne de vitesse de rotation. On constate aussi que cette commande est caractérisée par sa simplicité de conception et sa robustesse, elle nous a permis surtout des débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position, qui est coûteux et fragile.

Conclusion générale

En conclusion, dans ce mémoire, nous avons étudié la commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile (MASDE), alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux à commande hystéries.

La proposition d'un fonctionnement sans capteur de vitesse permet d'augmenter la fiabilité et de réduire la complexité et le coût du système. En effet, la variation de vitesse de la machine asynchrone double étoile dans le domaine de la basse vitesse est un problème difficile à surmonter vis-à-vis de la variation paramétrique et en particulier la résistance rotorique et les résistances statoriques, provoquant ainsi l'instabilité de la machine et le couplage entre le couple et le flux rotorique.

Dans le premier chapitre, nous avons établi un modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques. En utilisant les hypothèses simplificatrices habituelles, l'application de la transformation de Park au modèle de la machine a permis de simplifier largement ce dernier.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude de la technique d'orientation du flux rotorique de la machine asynchrone double étoile. Cette technique permet de découpler la commande du flux de celle du couple, semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. En effet, les méthodes directes et indirectes ont été développées pour un réglage classique de vitesse. Les résultats obtenus ont montré le bon suivi des grandeurs deréférences dans le régime permanent et un parafait découplage entre le couple et le flux. Cependant, l'étude de la variation des paramètres de la machine asynchrone double étoile montre que le découplage couple – flux est influencé par certain paramètre.

Toutefois les exigences vis-à-vis de la robustesse des commandes sont satisfaisantes en particulier en se débarrassant du capteur de vitesse qui représente le point faible de la chaîne de retour.

Dans ce contexte, nous avons présenté dans le dernier chapitre les résultats de simulation de la technique d'estimation du flux rotorique Luenberger d'ordre réduit utilisant les seules grandeurs mesurables. Cependant, cette technique est sensible aux variations des résistances et notamment lors des fonctionnements en basse vitesse.

Les critères de comparaisons sont les performances statiques et dynamiques du système ainsi que les erreurs entre les valeurs de références et celles estimées. L'idée de réduire au minimum tous ces critères présentés avec la même méthode est très difficile à réaliser. Pour une amélioration, l'utilisation d'une simple estimation suffit à la réalisation d'une commande sans capteur performante dans son domaine d'application.

Enfin, comme perspectives à ce travail, il convient de proposer :

- L'identification des paramètres résistifs du modèle de la machine asynchrone double étoile en temps réel pour surmonter la non robustesse de sa commande vectorielle vis-à-vis les variations paramétriques ;
- L'utilisation de d'autres observateurs pour l'estimation du flux et de la vitesse, tels que le mode glissant et le filtre de KALMAN ;
- L'introduction des nouveaux algorithmes de commande (génétiques, floue, neurone,……etc.) pour le réglage et l'optimisation des régulateurs et des estimateurs ;
- L'utilisation d'autres commandes telles que la commande directe du couple DTC et la commande par mode glissant pour un control sans capteur de la machine asynchrone double étoile.
- Fonctionnement de la MASDE en générateur à énergie renouvelable (éolienne).

ANNEXES

AnnexeA

Paramètres de la machine asynchrone double étoile

A.1 Paramètresélectriques

Puissance nominale	P_n = 4.5Kw
Tension nominale	V_n = 220/380v
Courantnominal	I_n = 3.4/5.6A
Vitessenominale	Ω_{rn} = 1500tr/min
Couple nominal	C_n =15N.m
Flux nominal	φ_{rn} =1Wb
Fréquence	f = 50Hz
Résistance de l'enroulementstatorique1	r_{s1} = 3.72Ω
Résistance de l'enroulementstatorique2	r_{s2} = 3.72Ω
Résistance de l'enroulement rotorique	r_r = 2.12Ω
Inductances de fuite statoriques	$L_{s1} = L_{s2}$ = 0.022H
Inductances de fuite rotorique	L_r = 0.006H
Inductancesmutuelle	L_m = 0.3672H

A.2 Paramètresmécaniques

Momentd'inertie	J = 0.0625Kg/m^2
Coefficientde frottement	K_f = 0.001SI

A.3 Paramètresélectromagnétiques

Nombre de pairdepôles	P =1

AnnexeB

Transformation de PARK

Dans les repères triphasés les inductances mutuelles varient avec θ, ce qui rend le système d'équations de la machine asynchrone relativement complexe. Pour s'affranchir de cet inconvénient, on effectue un changement de repère rendant ces inductances mutuelles constantes. Les enroulements triphasés *(a,b,c)* sont ainsi transformés en 3 enroulements orthogonaux équivalents direct, quadrature et homopolaire *(d,q,o)* par une transformation dite de Park.

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes diphasées *(d,q)* en fonction des anciens axes *(x_a, x_b, x_c)* présentés dans la figure (B.1). L'angle de transformation ψpermet de définir les matrices de passage pour exprimer les diverses grandeurs d'un repère à l'autre:

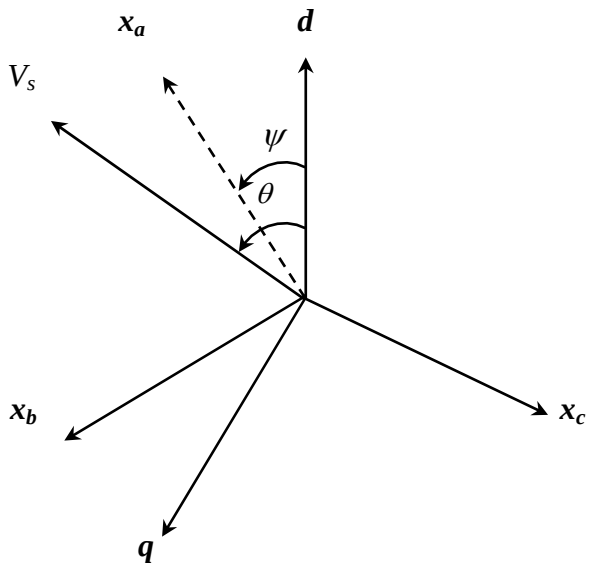


Figure B.1 *Passage du système triphasé au système biphasé*

ψ: Représente l'angle entre le vecteur $V_s$et l'axe de la phase x_a.

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe $x_a$et l'axe *d*.

$$x_{dq0} = [T]x_{abc} \qquad (B.1)$$

Avec :

$$[T] = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux. La composante homopolaire est nulle pour le système triphasé équilibré, on trouve alors un repère diphasé simplifié (d,q).

Plusieurs cas particuliers de ce repère de Park sont utilisés lors de la modélisation de la machine.

$\psi = 0$ Le repère est lié au stator et il sera noté (α,β)

$\psi = \theta_s$ Le repère est lié au rotor.

$\psi = \theta_r$ Le repère est lié au champ tournant.

La transformation dans le cas du repère (α, β) est relativement simplifiée par l'angle de transformation est nulle, les grandeurs obtenus varient sinusoïdalement. Cette transformation triphasée-diphasée se résume à :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \qquad (B.2)$$

Afin d'exprimer toute les grandeurs dans un même repère, les grandeurs statoriques et rotoriques sont projeter dans un repère tournant (d,q) décalé de ψ par rapport au repère fixe (α,β). Cette transformation se faite à partir de la matrice de rotation $R(\varphi)$.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\varphi) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \qquad R(\varphi) = \begin{bmatrix} \cos\varphi & \sin\varphi \\ -\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \qquad (B.3)$$

Pour les grandeurs statoriques ($\varphi = \psi$) et pour les grandeurs rotoriques ($\varphi = \psi - \theta$).

Annexe C

Calcul des régulateurs

C.1 Régulateurs de courants

Pour le système de réglage, nous choisissons d'utiliser des correcteurs de type Proportionnel Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de correcteur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. Le calcul des correcteurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

D'après le système (II.15) du troisième chapitre, on a :

$$\begin{cases} v_{ds1r} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \dfrac{di_{ds1}}{dt} = [R_{s1} + L_{s1} S] i_{ds1} \\ v_{ds2r} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \dfrac{di_{ds2}}{dt} = [R_{s2} + L_{s2} S] i_{ds2} \end{cases} \quad avec\ S = \frac{d}{dt} \qquad (C.1)$$

Donc :

$$\begin{cases} i_{ds1r} = \dfrac{v_{ds1r}}{[R_{s1} + L_{s1} S]} \\ i_{ds2r} = \dfrac{v_{ds2r}}{[R_{s2} + L_{s2} S]} \end{cases} \qquad (C.2)$$

Les boucles de régulation des courants i_{sd1} et i_{sd2} sont représenté par la figure C.1 suivante :

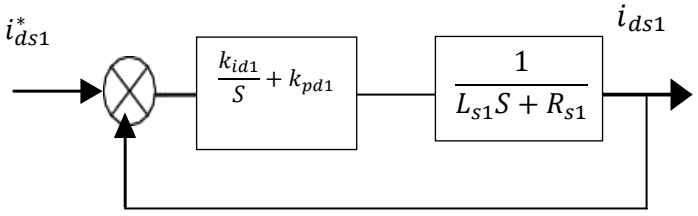


Figure C.1: *Schéma fonctionnel des régulateurs des courants* i_{ds1}

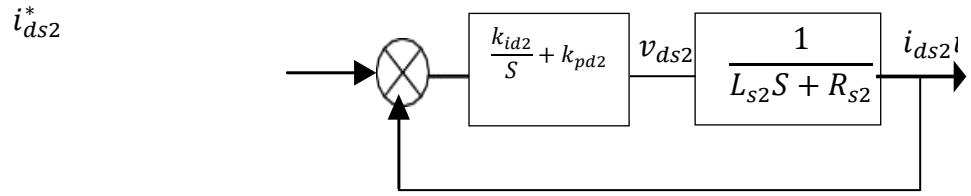


Figure C.2: *Schéma fonctionnel des régulateurs des courants* i_{ds2}

L'expression mathématique des régulateurs Rég_i_{sd1}et Rég_i_{sd2}sont donnés par les relations suivantes :

$$\text{Rég_i}_{\text{ds1}} = \frac{\text{k}_{\text{id1}}}{\text{S}} + \text{k}_{\text{pd1}}$$

$$\text{Rég_i}_{\text{ds2}} = \frac{\text{k}_{\text{id2}}}{\text{S}} + \text{k}_{\text{pd2}} \qquad \text{(C.3)}$$

On a donc:

$$\begin{aligned} v_{ds1r} &= \left(\frac{k_{id1}}{S} + k_{pd1}\right).(i^*_{ds1} - i_{ds1}) \\ v_{ds2r} &= \left(\frac{k_{id2}}{S} + k_{pd2}\right).(i^*_{ds2} - i_{ds2}) \end{aligned} \qquad \text{(C.4)}$$

Les fonctions de transferts en boucle fermée sont:

$$\frac{i_{ds1}}{i^*_{ds1}} = \frac{k_{id1} + k_p S}{L_{s1}S^2 + (R_{s1} + k_{pd1})S + k_{id1}} \qquad (C.5)$$

$$\frac{i_{ds2}}{i^*_{ds2}} = \frac{k_{id2} + k_p S}{L_{s2}S^2 + (R_{s2} + k_{pd2})S + k_{id2}} \qquad (C.6)$$

Le dimensionnement des régulateurs est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles.

Comme le polynôme caractéristique de l'équation (C.5) ou (C.6) est du deuxième ordre, nous imposant deux pôles à partie réelle négative.

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

$$P(S) = S^2 + 2\rho_{d1}S + 2\rho_{d1}^2 \qquad (C.7)$$

Par identification entre les équations (C.5) ou (C.6) et (C.7), nous obtenons les paramètres suivants du régulateur PI:

	k_{pd1}	k_{id1}
Régulateur PI :Rég$_{-i_{ds1}}$	$2\rho_{d1}L_{s1} - R_{s1}$	$2\rho_{d1}L_{s1}$

Tableau C.1 *Paramètres du régulateur du courant* i_{ds1}

Les mêmes calculs effectués pour les régulateurs,i_{ds2} i_{qs1}et i_{qs2}

	k_{pd2}	k_{id2}
Régulateur PI : $Rég_{-i_{ds2}}$	$2\rho_{d2}L_{s2} - R_{s2}$	$2\rho_{d2}L_{s2}$

Tableau C.2 *Paramètres du régulateur du courant* i_{ds2}

	k_{pq1}	k_{iq1}
Régulateur PI : $Rég_{-i_{qs1}}$	$2\rho_{q1}L_{s1} - R_{s1}$	$2\rho_{q1}L_{s1}$

Tableau C.3*Paramètres du régulateur du courant* i_{qs1}

	k_{pq2}	k_{iq2}
Régulateur PI : Rég$_{-i_{qs2}}$	$2\rho_{q2}L_{s2}-R_{s2}$	$2\rho_{q2}L_{s2}$

Tableau C.4*Paramètres du régulateur du courant i_{qs2}*

*C.*2 Régulateur de vitesse

C.1.1 Synthèse du correcteur PI de vitesse

D'après l'équation mécanique (1.15), nous avons:

$$\frac{\Omega_m}{C_{em}} = \frac{1}{JS + k_f} \qquad (C.8)$$

D'où le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse:

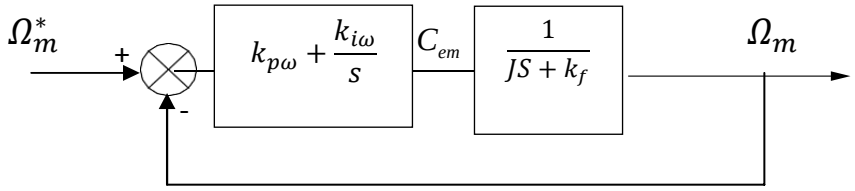


Figure C.3 *Schéma bloc du régulateur PI de la vitesse ω_r*

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de la vitesse (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour la boucle externe (boucle de vitesse) seront plus proches de l'origine du plan des racines par rapport aux pôles des boucles internes (boucles de flux et des courants).

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{k_{iv} + k_{pv}\,S}{JS^2 + \left(k_f + k_{pv}\right)S + k_{iv}} \qquad (C.9)$$

Par imposition des pôles en boucles fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur PI:

	k_{pv}	k_{iv}
Régulateur PI: *Rég_v*	$2\rho_v J - K_f$	$2\rho_v^2 J$

Tableau C.6 *Paramètres du régulateur PI de la vit*esse

Annexe D

Programmation

la fonction de la MADE

```
%fichie fonction%
function  yprime=masderrf(t,y,uds1,uqs1,uds2,uqs2,ws,wg);

%les donner%
 J=0.0625;
 p=1;

lm=0.3672;lr=0.006*1;ls1=0.022;ls2=0.022;
rs1=3.72;rs2=3.72;rr=2.12;
la=1/((1/lm)+(1/ls1)+(1/ls2)+(1/lr));
ts1=ls1/rs1;
ts2=ls2/rs2;
tr=lr/rr;
kf=0.001;

fmd=la*(y(1)/ls1+y(3)/ls2+y(5)/lr);
fmq=la*(y(2)/ls1+y(4)/ls2+y(6)/lr);
iqs1=(y(2)-fmq)/ls1;
iqs2=(y(4)-fmq)/ls2;
ids1=(y(1)-fmd)/ls1;
ids2=(y(3)-fmd)/ls2;
cem=p*lm/(lm+lr)*((iqs1+iqs2)*y(5)-(ids1+ids2)*y(6));
cr=0;
   if t>=0 cr=0;
end;
cr=0;
   if t>=1; cr=15;
end;

yprime=
[uds1+(la-ls1)/(ts1*ls1)*y(1)+ws*y(2)+la/(ts1*ls2)*y(3)+la/(ts1*lr)*y(5);
uqs1-ws*y(1)+(la-ls1)/(ts1*ls1)*y(2)+la/(ts1*ls2)*y(4)+la/(ts1*lr)*y(6);
uds2+la/(ts2*ls1)*y(1)+(la-ls2)/(ts2*ls2)*y(3)+ws*y(4)+la/(ts2*lr)*y(5);
uqs2+la/(ts2*ls1)*y(2)-ws*y(3)+(la-ls2)/(ts2*ls2)*y(4)+la/(ts2*lr)*y(6);
la/(tr*ls1)*y(1)+la/(tr*ls2)*y(3)+(la-lr)/(tr*lr)*y(5)+wg*y(6);
la/(tr*ls1)*y(2)+la/(tr*ls2)*y(4)-wg*y(5)+(la-lr)/(tr*lr)*y(6);
1/J*(cem-kf*y(7)-cr)];
```

Programme de simulation Chapitre 1

```
clc
clear all

%%%%lecture des données%%%%
h=1e-4;tf=10;
lm=0.3672;lr=0.006;ls1=0.022;ls2=0.022;
```

Annexes

```
rs1=3.72;rs2=3.72;rr=2.12;
la=1/((1/lm)+(1/ls1)+(1/ls2)+(1/lr));
p=1;
kp=2.5;ki=25.423;
titaref=00;alpha=30;vn=220*sqrt(2);
E=1015;
f1=1;f2=1;f3=1;f4=1;f5=1;f6=1;f=50;
l=01e-6;c=1e-3;di=0.5;flux=1;
%conditions initiales%

i=1;
id1(i)=0;uf1(i)=0;
id2(i)=0;uf2(i)=0;
ias1(i)=0;ibs1=0;ics1=0;
ias2(i)=0;ibs2=0;ics2=0;


EP=0;EI=0;wref=314;
t=0;
y=[0,0,0,0,0,0,0]';
tr=1.5*lr/rr;

%Boucle de calcul%
erreur=wref-y(7);
e2=wref-y(7);
cemref=kp*erreur;
cmax=50;
if cemref>=cmax cemref=cmax;end;
if cemref<=-cmax cemref=-cmax;end;

tic
mmm=waitbar(0,'wait please ...');
while t<=tf;
      if t>=0;wref=314;end;
      if t>=1; cr=15; end;
      if t>=2;wref=-314;end;
      if t>=6;wref=0;end;
      if t>=8;wref=10;end;

%%%%courant du 1er stator %%%%%

ias1ref(i)=sqrt(2/3)*(idsref*cos(titaref)-iqsref*sin(titaref));
ibs1ref=sqrt(2/3)*(idsref *cos(titaref+2*pi/3)-iqsref*
sin(titaref+2*pi/3));
ics1ref=sqrt(2/3)*(idsref *cos(titaref+4*pi/3)-iqsref
*sin(titaref+4*pi/3));

%%%%%%%courant du 2er stator %%%%%%%

ias2ref(i)=sqrt(2/3)*(idsref*cos(titaref-alpha)-iqsref*sin(titaref-alpha));
ibs2ref=sqrt(2/3)*(idsref *cos(titaref+2*pi/3-alpha)-iqsref
*sin(titaref+2*pi/3-alpha));
ics2ref=sqrt(2/3)*(idsref *cos(titaref+4*pi/3-alpha)-iqsref
*sin(titaref+4*pi/3-alpha));
```

Annexes

```
%Résolution des équations de la machine%

k1=feval('masderrf',t,y,uds1,uqs1,uds2,uqs2,ws,wg) ;
k2=feval('masderrf',t+(h/2),y+(h*k1)/2,uds1,uqs1,uds2,uqs2,ws,wg) ;
k3=feval('masderrf',t+(h/2),y+(h*k2)/2,uds1,uqs1,uds2,uqs2,ws,wg) ;
k4=feval('masderrf',t,y+(h*k3),uds1,uqs1,uds2,uqs2,ws,wg) ;
y=y+(h/6)*(k1+2*k2+2*k3+k4);

i=i+1;
yy1(i)=y(1);yy2(i)=y(2);yy3(i)=y(3);yy4(i)=y(4);yy5(i)=y(5);yy6(i)=y(6);yy7(i)=y(7);

t=t+h;

ids1=(y(1)-fmd)/ls1;
ids2=(y(3)-fmd)/ls2;

ias1(i)=sqrt(2/3)*(cos(titaref)*ids1-sin(titaref)*iqs1);

ibs1=sqrt(2/3)*(cos(titaref+2*pi/3)*ids1-sin(titaref+2*pi/3)*iqs1);

ics1=sqrt(2/3)*(cos(titaref+4*pi/3)*ids1-sin(titaref+4*pi/3)*iqs1);


ias2(i)=sqrt(2/3)*(cos(titaref-alpha)*ids2-sin(titaref-alpha)*iqs2);

ibs2=sqrt(2/3)*(cos(titaref+2*pi/3-alpha)*ids2-sin(titaref+2*pi/3-alpha)*iqs2);

ics2=sqrt(2/3)*(cos(titaref+4*pi/3-alpha)*ids2-sin(titaref+4*pi/3-alpha)*iqs2);


cem(i)=p*lm/(lm+lr)*((iqs1+iqs2)*y(5)-(ids1+ids2)*y(6));

erreur=e2; e2=wref-y(7);


titaref=ws*h+titaref;
cemref=kp*e2+cemref-kp*erreur+ki*(erreur+e2)*(h/2);
fluxT(i)=sqrt(y(5)*y(5)+y(6)*y(6));
   ref1(i)=wref;
      t1(i)=t;
waitbar(t1(i)/tf,mmm)
  end;
toc
```

Les différentes figures

```
plot(t1,yy7,'b',t1,ref1,'g');grid;
xlabel('Temps  (s)');
ylabel('vitesse de rotation    (rad/s)');
axis([0.98 1.3 309 315])

plot(t1,yy7,'k');grid on;
     axis([0 9.5  -105 107])
     axis([1.85 2.4 97.6 100.8])
     figure
```

```
plot(t1,yy5,'b');grid;pause;
    xlabel('Temps  (s)');
    ylabel('Flux rotorique dr   (wb)');
    axis([0 9.5 0 1.7])
     figure

plot(t1,yy6,'b');grid;
    xlabel('Temps  (s)');
   ylabel('Flux rotorique     qr       (wb)');
   axis([0 9.5 -1 2])
   figure

plot(t1,cem,'b');grid;
   xlabel('Temps  (s)');
   ylabel('Couple électromagnétique    (N.m)');
   axis([0 9.5 -55 85])
    figure

plot(t1,fluxT,'b');grid;
   xlabel('Temps  (s)');
   ylabel('Flux totale     (wb)');
   axis([0 9.5 0 1.7])
    figure

plot(t1,ias1,'b',t1,ias2,'r');grid;
   xlabel('Temps  (s)');
   ylabel('Courants     ias1,   ias2     (A)');
   legend('ias1','ias2')
   axis([0 9.5 -25.5 25.5])
```

Programme de simulation Chapitre 2

```
clc
clear all

%%%%lecture des données%%%%
h=1e-4;tf=10;
npas=tf/h;
lm=0.3672;lr=0.006;ls1=0.022;ls2=0.022;
rs1=3.72;rs2=3.72;rr=2.12;
la=1/((1/lm)+(1/ls1)+(1/ls2)+(1/lr));
p=1;
kp=2.5;ki=25.423;

titaref=00;alpha=30;vn=220*sqrt(2);
E=1015;
f1=1;f2=1;f3=1;f4=1;f5=1;f6=1;f=50;
l=01e-6;c=1e-3;
di=0.5;
flux=1;

%%%%conditions initiales%%%%

i=1;
id1(i)=0;uf1(i)=0;
id2(i)=0;uf2(i)=0;
ias1(i)=0;ibs1=0;ics1=0;
ias2(i)=0;ibs2=0;ics2=0;
```

Annexes

```
EP=0;EI=0;wref=314;
t=0;
y=[0,0,0,0,0,0,0]';
tr=1.5*lr/rr;

%Boucle de calcul
erreur=wref-y(7);
e2=wref-y(7);

cemref=kp*erreur;
cmax=50;
if cemref>=cmax cemref=cmax;end;
if cemref<=-cmax cemref=-cmax;end;

tic
mmm=waitbar(0,'wait please ...');
while t<=tf;
    if t>=0;wref=314;end;
    if t>=1; cr=15; end;
    if t>=2;wref=-314;end;
    if t>=6;wref=0;end;
    if t>=8;wref=10;end;

   %%%%%%%régulateur PI %%%%%%%%%%%%

erreur=wref-y(7);
EI=EI+h*erreur;
EP=kp*erreur;
cemref=EP*ki+EI;
  if cemref>=cmax cemref=cmax;end;
  if cemref<=-cmax cemref=-cmax;end;


idsref=flux/(2*lm);
iqsref=((lr+lm)/(2*p*lm*flux))*cemref;

fmd=la*(y(1)/ls1+y(3)/ls2+y(5)/lr);
fmq=la*(y(2)/ls1+y(4)/ls2+y(6)/lr);
iqs1=(y(2)-fmq)/ls1; iqs2=(y(4)-fmq)/ls2;
wg=(rr*lm/(lm+lr))*(iqs1+iqs2)/flux; ws=wg+p*y(7);

   %%%%%%Réseau,filtrage,redresseur%%%%%%

        va1=(2)*vn*sin(2*pi*f*t);
        vb1=sqrt(2)*vn*sin(2*pi*f*t-2*pi/3);
        vc1=sqrt(2)*vn*sin(2*pi*f*t+2*pi/3);

        va2=sqrt(2)*vn*sin(2*pi*f*t-alpha);
        vb2=sqrt(2)*vn*sin(2*pi*f*t-2*pi/3-alpha);
        vc2=sqrt(2)*vn*sin(2*pi*f*t+2*pi/3-alpha);

vd1(i)=max([va1 vb1 vc1])-min([va1 vb1 vc1]);
vd2(i)=max([va2 vb2 vc2])-min([va2 vb2 vc2]);

                  id1(i+1)=h/l*(vd1(i)+uf1(i))+id1(i);
                  id2(i+1)=h/l*(vd2(i)+uf2(i))+id2(i);

                  ift1(i)=f1*ias1(i)+f2*ibs1+f3*ics1;
                  ift2(i)=f4*ias2(i)+f5*ibs2+f6*ics2;
```

```
                        uf1(i)=E;
                        uf2(i)=E;
                        uf1(i+1)=((h/c)*(id1(i)-ift1(i)))+uf1(i);
                        uf2(i+1)=((h/c)*(id2(i)-ift2(i)))+uf2(i);

    %%%%%%courant du 1er stator %%%%%%
    ias1ref(i)=sqrt(2/3)*(idsref*cos(titaref)-iqsref*sin(titaref));
   ibs1ref=sqrt(2/3)*(idsref *cos(titaref+2*pi/3)-iqsref *sin(titaref+2*pi/3));
    ics1ref=sqrt(2/3)*(idsref *cos(titaref+4*pi/3)-iqsref *sin(titaref+4*pi/3));

     %%%courant du 2er stator %%%%%%%%%%
ias2ref(i)=sqrt(2/3)*(idsref*cos(titaref-alpha)-iqsref*sin(titaref-alpha));
bs2ref=sqrt(2/3)*(idsref *cos(titaref+2*pi/3-alpha)-iqsref *sin(titaref+2*pi/3-alpha));
ics2ref=sqrt(2/3)*(idsref *cos(titaref+4*pi/3-alpha)-iqsref *sin(titaref+4*pi/3-alpha));

    %%%%%%%%%%MLI %%%%%%%%%%

    if ias1(i)>=ias1ref(i)+di f1=0;end ;
    if ias1(i)<=ias1ref(i)-di; f1=1; end;

    if ibs1>=ibs1ref+di; f2=0;end;
    if ibs1<=ibs1ref-di; f2=1; end;

    if ics1>=ics1ref+di; f3=0;end;
    if ics1<=ics1ref-di; f3=1; end;

    if ias2(i)>=ias2ref(i)+di; f4=0;end ;
    if ias2(i)<=ias2ref(i)-di; f4=1; end;

    if ibs2>=ibs2ref+di; f5=0;end;
    if ibs2<=ibs2ref-di; f5=1; end;


    if ics2>=ics2ref+di; f6=0;end;
    if ics2<=ics2ref-di; f6=1; end;


ua1=(E/3)*(2*f1-f2-f3);
ub1=(E/3)*(-f1+2*f2-f3);
uc1=(E/3)*(-f1-f2+2*f3);

ua2=(E/3)*(2*f4-f5-f6);
ub2=(E/3)*(-f4+2*f5-f6);
uc2=(E/3)*(-f4-f5+2*f6);

uds1=sqrt(2/3)*(cos(titaref)*ua1+cos(titaref+2*pi/3)*ub1+cos(titaref+4*pi/3)*uc1);
uqs1=-sqrt(2/3)*(sin(titaref)*ua1+sin(titaref+2*pi/3)*ub1+sin(titaref+4*pi/3)*uc1);
uds2=sqrt(2/3)*(cos(titaref-alpha)* ua2+cos(titaref+2*pi/3-alpha)*
ub2+cos(titaref+4*pi/3-alpha)*uc2);
uqs2=-sqrt(2/3)*(sin(titaref-alpha)*ua2+sin(titaref+2*pi/3-alpha)*ub2+sin(titaref+
4*pi/3-alpha)*uc2);

 %%%%Résolution des équations de la machine%%%%
```

```
    k1=feval('masderrf',t,y,uds1,uqs1,uds2,uqs2,ws,wg) ;
    k2=feval('masderrf',t+(h/2),y+(h*k1)/2,uds1,uqs1,uds2,uqs2,ws,wg) ;
    k3=feval('masderrf', t+(h/2),y+(h*k2)/2,uds1,uqs1,uds2,uqs2,ws,wg) ;
    k4=feval('masderrf', t,y+(h*k3),uds1,uqs1,uds2,uqs2,ws,wg) ;
    y=y+(h/6)*(k1+2*k2+2*k3+k4);

i=i+1;


    yy1(i)=y(1);yy2(i)=y(2);yy3(i)=y(3);yy4(i)=y(4);yy5(i)=y(5);yy6(i)=y(6);yy7(i)=y(7);
    t=t+h;

    ids1=(y(1)-fmd)/ls1;
    ids2=(y(3)-fmd)/ls2;

ias1(i)=sqrt(2/3)*(cos(titaref)*ids1-sin(titaref)*iqs1);
ibs1=sqrt(2/3)*(cos(titaref+2*pi/3)*ids1-sin(titaref+2*pi/3)*iqs1);
ics1=sqrt(2/3)*(cos(titaref+4*pi/3)*ids1-sin(titaref+4*pi/3)*iqs1);

ias2(i)=sqrt(2/3)*(cos(titaref-alpha)*ids2-sin(titaref-alpha)*iqs2);
ibs2=sqrt(2/3)*(cos(titaref+2*pi/3-alpha)*ids2-sin(titaref+2*pi/3-alpha)*iqs2);
ics2=sqrt(2/3)*(cos(titaref+4*pi/3-alpha)*ids2-sin(titaref+4*pi/3-alpha)*iqs2);

cem(i)=p*lm/(lm+lr)*((iqs1+iqs2)*y(5)-(ids1+ids2)*y(6));
erreur=e2; e2=wref-y(7);

titaref=ws*h+titaref;
cemref=kp*e2+cemref-kp*erreur+ki*(erreur+e2)*(h/2);
fluxT(i)=sqrt(y(5)*y(5)+y(6)*y(6));

       ref1(i)=wref;
       t1(i)=t;

           waitbar(t1(i)/tf,mmm)
       end;
toc
      plot(t1,yy7,'b',t1,ref1,'g');grid;
      xlabel('Temps  (s)');
      ylabel('vitesse de rotation     (rad/s)');
     axis([0.98 1.3 309 315]

      plot(t1,yy7,'k');grid on;
      axis([0 9.5  -105 107])
      axis([1.85 2.4 97.6 100.8])
      figure

      plot(t1,yy5,'b');grid;pause;
      xlabel('Temps  (s)');
      ylabel('Flux rotorique         dr    (wb)');
      axis([0 9.5 0 1.7])
      figure

      plot(t1,yy6,'b');grid;
      xlabel('Temps  (s)');
      ylabel('Flux rotorique     qr       (wb)');
      axis([0 9.5 -1 2])
      figure

      plot(t1,cem,'b');grid;
```

```
xlabel('Temps  (s)');
ylabel('Couple électromagnétique    (N.m)');
axis([0 9.5 -55 85])
figure

plot(t1,fluxT,'b');grid;
xlabel('Temps  (s)');
ylabel('Flux totale     (wb)');
axis([0 9.5 0 1.7])
figure

plot(t1,ias1,'b',t1,ias2,'r');grid;
xlabel('Temps  (s)');
ylabel('Courants     ias1,   ias2     (A)');
legend('ias1','ias2')
axis([0 9.5 -25.5 25.5])
```

Programme de simulation chapitre III

```
clc
clear all
function obj=vec(G);
g1=G(1);
g2=G(2);
     %%%%lecture des données%%%%%
h=1e-4;tf=5 ;
lm=0.3672;lr=0.006;ls1=0.022;ls2=0.022;
rs1=3.72;rs2=3.72;rr=2.12;
la=1/((1/lm)+(1/ls1)+(1/ls2)+(1/lr));
p=1;
kp=2.5;ki=38;
j=0.0625;
kf=0.001;
titaref=00;alpha=30;vn=220*sqrt(2);
E=1015;
f1=1;f2=1;f3=1;f4=1;f5=1;f6=1;f=50;
l=01e-6;c=1e-3;
di=0.5;
flux=1;
cr=0;
     %%%%%condition initiales%%%%
i=1;
id1(i)=0;uf1(i)=0;
id2(i)=0;uf2(i)=0;
ias1(i)=0;ibs1=0;ics1=0;
ias2(i)=0;ibs2=0;ics2=0;

EP=0;EI=0;

wref=157;

t=0;
y=[0,0,0,0,0,0,0]';
tr=lr/rr;

x=[0,0,0,0,0];
x1(i)=x(1);x2(i)=x(2);x3(i)=x(3);x4(i)=x(4);x5(i)=x(5);
x=[x1(i) x2(i) x3(i) x4(i) x5(i)];
a=[0.2582  0.1982   0.0812  0.04078  0.0290 0.0167   0.0092   0.0061];
b=[20 40 60 80 100 120 140 157];
     %%%%Boucle de calcul%%%%
```

Annexes

```
erreur=wref-x(3);
e2=wref-x(3);

cemref=kp*erreur;
cmax=50;
if cemref>=cmax cemref=cmax;end;
if cemref<=-cmax cemref=-cmax;end;
tic
    mmm=waitbar(0,'wait please ...');
while t<=tf;
            if t>=0; wref=157; end;
            if t>=2  ; cr=15; end;
            if t>=3; wref=-100; end;

      %%%%%régulateur  PI %%%%%

                  erreur=wref-y(7);
                  EI=EI+h*erreur;
                  EP=kp*erreur;
                  cemref=EP*ki+EI;
             if cemref>=cmax cemref=cmax;end;
             if cemref<=-cmax cemref=-cmax;end;


         idsref=flux/(2*lm);
         iqsref= ((lr+lm)/(2*p*lm*flux))*cemref;

         fmd=la*(y(1)/ls1+y(3)/ls2+y(5)/lr);
         fmq=la*(y(2)/ls1+y(4)/ls2+y(6)/lr);
         iqs1=(y(2)-fmq)/ls1;
         iqs2=(y(4)-fmq)/ls2;

         wg=(rr*lm/(lm+lr))*(iqs1+iqs2)/flux;
         ws=wg+p*x(3);
    %%%%%Réseau,filtrage,redresseur%%%%

         va1=sqrt(2)*vn*sin(2*pi*f*t);
         vb1=sqrt(2)*vn*sin(2*pi*f*t-2*pi/3);
         vc1=sqrt(2)*vn*sin(2*pi*f*t+2*pi/3);

         va2=sqrt(2)*vn*sin(2*pi*f*t-alpha);
         vb2=sqrt(2)*vn*sin(2*pi*f*t-2*pi/3-alpha);
         vc2=sqrt(2)*vn*sin(2*pi*f*t+2*pi/3-alpha);


          vd1(i)=max([va1 vb1 vc1])-min([va1 vb1 vc1]);
          vd2(i)=max([va2 vb2 vc2])-min([va2 vb2 vc2]);

          id1(i+1)=h/l*(vd1(i)+uf1(i))+id1(i);
          id2(i+1)=h/l*(vd2(i)+uf2(i))+id2(i);

          ift1(i)=f1*ias1(i)+f2*ibs1+f3*ics1;
          ift2(i)=f4*ias2(i)+f5*ibs2+f6*ics2;

           uf1(i)=E;
           uf2(i)=E;
           uf1(i+1)=((h/c)*(id1(i)-ift1(i)))+uf1(i);
           uf2(i+1)=((h/c)*(id2(i)-ift2(i)))+uf2(i);
```

Annexes

```
    %%%%courant du 1er stator %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

ias1ref(i)=sqrt(2/3)*(idsref*cos(titaref)-iqsref*sin(titaref));
ibs1ref=sqrt(2/3)*(idsref *cos(titaref+2*pi/3)-iqsref *sin(titaref+2*pi/3));
ics1ref=sqrt(2/3)*(idsref *cos(titaref+4*pi/3)-iqsref *sin(titaref+4*pi/3));


   %%%%courant du 2er stator %%%%%
ias2ref(i)=sqrt(2/3)*(idsref*cos(titaref-alpha)-iqsref*sin(titaref-alpha));
ibs2ref=sqrt(2/3)*(idsref *cos(titaref+2*pi/3-alpha)-iqsref*sin(titaref+2*pi/3-alpha));
ics2ref=sqrt(2/3)*(idsref *cos(titaref+4*pi/3-alpha)-iqsref*sin(titaref+4*pi/3-alpha));

    %%%%%MLI %%%%%
      if ias1(i)>=ias1ref(i)+di f1=0;end ;
      if ias1(i)<=ias1ref(i)-di; f1=1; end;

      if ibs1>=ibs1ref+di; f2=0;end;
      if ibs1<=ibs1ref-di; f2=1; end;

      if ics1>=ics1ref+di; f3=0;end;
      if ics1<=ics1ref-di; f3=1; end;

      if ias2(i)>=ias2ref(i)+di; f4=0;end ;
      if ias2(i)<=ias2ref(i)-di; f4=1; end;

      if ibs2>=ibs2ref+di; f5=0;end;
      if ibs2<=ibs2ref-di; f5=1; end;

      if ics2>=ics2ref+di; f6=0;end;
      if ics2<=ics2ref-di; f6=1; end;

ua1=(E/3)*(2*f1-f2-f3);
ub1=(E/3)*(-f1+2*f2-f3);
uc1=(E/3)*(-f1-f2+2*f3);

ua2=(E/3)*(2*f4-f5-f6);
ub2=(E/3)*(-f4+2*f5-f6);
uc2=(E/3)*(-f4-f5+2*f6);

uds1=sqrt(2/3)*(cos(titaref)*ua1+cos(titaref+2*pi/3)*ub1+cos(titaref+4*pi/3)*uc1);
uqs1=-sqrt(2/3)*(sin(titaref)*ua1+sin(titaref+2*pi/3)*ub1+sin(titaref+4*pi/3)*uc1);
uds2=sqrt(2/3)*(cos(titaref-alpha)*ua2+cos(titaref+2*pi/3-alpha)*ub2+cos(titaref+4*
pi/3-alpha)*uc2);
uqs2=-sqrt(2/3)*(sin(titaref-alpha)*ua2+sin(titaref+2*pi/3-alpha)*ub2+sin(titaref+
4*pi/3-alpha)*uc2);

     %%%%Résolution des équations de la machine%%%%


    k1=feval('masderrf',t,y,uds1,uqs1,uds2,uqs2,ws,wg) ;
    k2=feval('masderrf',t+(h/2),y+(h*k1)/2,uds1,uqs1,uds2,uqs2,ws,wg) ;
    k3=feval('masderrf', t+(h/2),y+(h*k2)/2,uds1,uqs1,uds2,uqs2,ws,wg) ;
    k4=feval('masderrf', t,y+(h*k3),uds1,uqs1,uds2,uqs2,ws,wg) ;
```

Annexes

```
      y=y+(h/6)*(k1+2*k2+2*k3+k4);
                %
     yy1(i)=y(1);yy2(i)=y(2);yy3(i)=y(3);yy4(i)=y(4);yy5(i)=y(5);yy6(i)=y(6);y
     y7(i)=y(7);
g1=180;
g2=-6;
g3=0;
eg=(iqs1+iqs2)-(x1(i)+x2(i));

       t=t+h;

ids1=(y(1)-fmd)/ls1;
ids2=(y(3)-fmd)/ls2;

x1(i+1)= h*((1/ls1)*uqs1-(rs1/ls1)*x(1)-ws*((1/ls1)*x(5)+ids1)+g1*eg)+x1(i);
x2(i+1)= h*((1/ls2)*uqs2-(rs2/ls2)*x(2)-ws*((1/ls2)*x(5)+ids2)+g1*eg)+x2(i);
x3(i+1)= h*((p*lm/(j*(lm+lr)))*x(5)*(iqs1+iqs2)+(1/j)*(-kf*x(3)-p*x4(i))+g2*eg)+x3(i);
x4(i+1)= cr;
x5(i+1)= h*((lm/tr)*(ids1+ids2)-(1/tr)*x(5))+x5(i);

 i=i+1;

     yy1(i)=y(1);yy2(i)=y(2);yy3(i)=y(3);yy4(i)=y(4);yy5(i)=y(5);yy6(i)=y(6);y
     y7(i)=y(7);
     x1(i)=x(1);x2(i)=x(2);x3(i)=x(3);x4(i)=x(4);x5(i)=x(5);
     x=[x1(i) x2(i) x3(i) x4(i) x5(i)];

ias1(i)=sqrt(2/3)*(cos(titaref)*ids1-sin(titaref)*iqs1);
ibs1=sqrt(2/3)*(cos(titaref+2*pi/3)*ids1-sin(titaref+2*pi/3)*iqs1);
ics1=sqrt(2/3)*(cos(titaref+4*pi/3)*ids1-sin(titaref+4*pi/3)*iqs1);

ias2(i)=sqrt(2/3)*(cos(titaref-alpha)*ids2-sin(titaref-alpha)*iqs2);
ibs2=sqrt(2/3)*(cos(titaref+2*pi/3-alpha)*ids2-sin(titaref+2*pi/3-alpha)*iqs2);
ics2=sqrt(2/3)*(cos(titaref+4*pi/3-alpha)*ids2-sin(titaref+4*pi/3-alpha)*iqs2);

cem(i)=p*lm/(lm+lr)*((iqs1+iqs2)*y(5)-(ids1+ids2)*y(6));
erreur=e2; e2=wref-x(3);


titaref=ws*h+titaref;
cemref=kp*e2+cemref-kp*erreur+ki*(erreur+e2)*(h/2);
fluxT(i)=sqrt(y(5)*y(5)+y(6)*y(6));


        ref1(i)=wref;
        cr1(i)=cr;
           t1(i)=t;
           waitbar(t1(i)/tf,mmm)
         erv=((ref1-x3(i))/x3(i));
     fluxx=sqrt(x5+yy6);
```

```
 end;
 plot(b,a);grid on;
    tm=t';
    obj=sum(abs(tm*e2));
toc
plot(t1,ref1,'k',t1,cr1);grid on;
plot(t1,yy7,'b',t1,x3,'r',t1,ref1,'k');grid on;

plot(t1,yy7,'b',t1,x3,'r',t1,ref1,'k');grid on;
plot(t1,yy7,'b',t1,x3,'r');grid on;
xlabel('Temps(s)');
ylabel('Vitesse derotatio  (rad/s)');
axis([0 6 -400 400])
axis([1.85 2.4 97.6 100.8])
figure

plot(t1,yy5,'b');grid;pause;
xlabel('Temps  (s)');
ylabel('Flux rotorique         dr   (wb)');
axis([0 9.5 0 1.7])
figure

plot(t1,yy5,'b',t1,yy6,'g',t1,fluxx);grid;
xlabel('Temps  (s)');
ylabel('Flux rotorique dr et  qr (wb)');
axis([0 9.5 -1 2])
figure

plot(t1,cem,'b');grid;
xlabel('Temps  (s)');
yabel('Couple électromagnétique    (N.m)');
axis([0 9.5 -55 85])
figure

plot(t1,fluxT,'b');grid;
xlabel('Temps  (s)');
ylabel('Flux totale     (wb)');
axis([0 9.5 0 1.7])
figure

plot(t1,ias1,'b',t1,ias2,'r');grid;
xlabel('Temps  (s)');
ylabel('Courants     ias1,   ias2     (A)');
legend('ias1','ias2')
axis([0 9.5 -25.5 25.5])
```

Bibliographie

[Abd 97] R.Abdessamed, M.kadjoudj,"Modélisation des machines électriques", Presses de l'Universit´e de Batna, Algérie, 1997.

[Adi 06] HAFFAF Adil ;CHEBABHI Moqrane , '' Commande d'une Machine à Induction Par la Méthode H∞ "; Année Universitaire : 2006/2007.

[Ais 05] A. Aissa, "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants", Mémoire de Magister, Université de Batna, Batna, 2005.

[Ami 08] H. Amimeur, " Contribution au contrôle de la Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement", Mémoire du Magister de l'université de Batna, 2008.

[Ami 12] H. Amimeur, "Contribution au contrôle de la Machine Asynchrone Double Etoile", Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 2012.

[Are 05] S.Arezki, "Contribution à l'étude et la commande d'une machine asynchrone à double étoile alimentée par onduleurs multi niveaux", Mémoire de Magister, Université Houari Boumediene, Alger, 2005.

[Bag 99] L. Baghli, " Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques ", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, 1999.

[Ben 10] L. Benalia, " Commande de Tension des Moteurs à Induction Double Alimentés", Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 2010.

[Ber 04] D. Beriber,"Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux structure NPC", Mémoire de Magister, ENP Alger, 2004.

[Bla 96] R. G. Blasco, G. M. Asher, M. Sumner, K.J. Bradley, "Dynamic Performance Limitations for MRAS based Sensorless Induction Motor Drives. Part 1: Stability Analysis for the closed Loop Drive", IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 143, No. 02, pp. 113–122, 1996.

[Cha 05] S. Chaouch, "Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse" Thèse de Doctorat, Université de Batna, Batna, 2005.

[Che 11] S. Chekkal, "Evaluation des Performances de l'Aérogénérateur à base de la Machine

[Che11]S. Chekkal, "Evaluation des Performances de l'Aérogénérateur à base de la Machine Asynchrone Double Etoile Connecté au Réseau Electrique", Mémoire de Magister de l'université de Bejaia, 2011.

[Cho 05] Chaouch. S "Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse", Thèse de doctorat, Université Batna, 2005.

[Com 05] M. Comanescu, "Flux and speed estimation techniques for sensorless control of induction machine ", Ph. D. Thesis, The Ohio State University, 2005.

[Dah 04] K. Dahmane,"Contribution à la modélisation et à la commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseur matricielle", Mémoire de Magister, ENP Alger,2004.

[Ede 05] G. Edelbaher, K. Jezernik, E. Urlep, "Low-speed sensorless control of induction Machine", IEEE Trans. On Ind. Electron., Vol. 53, No. 01, pp. 120–29, 2005.

[Gan 05] M. Ghanes, " Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique ", Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2005.

[Had 01] D. Hadiouche, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré Nancy-1, 2001.

[Ham 14] RADJEAI Hamoud, (Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour argentation), Université Ferhat Abbas -setif-1, 2014.

[Hol 02] Holtz; J, and Quan; J., "Sensorless Control of Induction Motor Drives," *Proceeding of IEEE* vol. 90, N° 8,pp. 1359–1394, Aug. 2002.

[Hol 98] Holtz; J.,"Sensorless position control of induction motors-an emerging technology", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, no 6, pp.840 – 851, Dec. 1998.

[Khe 11] Mr. SLAOUTI Kheirddine, Mr.MAKHLOUFI Nassim, (Commande d'Une Machine Asynchrone Double Etoile Alimentée par Convertisseur Matriciels Indirects) Université BEJAI, 2011-2012.

[Khe 13]Mr Laid. KHETTACHE, (Etude et modélisation des Machines électriques double étoile) Université, Kasdi Merbah Ouargla, 2013

[Kia 04] R. Kianinezhad, B. Nahid, F. Betin, G.A. Capolino, "Observer-Based Sensorless Field-Oriented Control of Induction Machines", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 71, pp. 1381-1385, 2004.

[Kia 05] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, F. Betin, G.A. Capolino, "Sensorless field-oriented control for six-phase induction machines", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 71, pp. 999-1006, 2005.

[Kou 93] Kubota, H.; Matsuse, K., "Simultaneous estimation of speed and rotor resistance of field oriented induction motor without rotational transducers", *Proceeding of Power Conversion Conference*, pp. 473 – 477, Yokohama, 19 -21 April 1993.

[Koz 08] D. Kouzi. K. "Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine à induction sans transducteur rotatif", Thèse de doctorat en électrotechnique de l'université de Laghouat, Mai 2008.

[Kub 94] H. Kubota, K. Matsuse , "Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Machines using Flux Observer", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, No. 05, pp. 1611– 1616, 1994.

[Kwo 05] T. S. Kwon, M. H. Shin, D. S. Hyun, " Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field weakening region using Luenberger observer ", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 20, No. 04, pp. 864–869, 2005.

[Lag 16] Y. Laggoun, H.Limane, «Commande d'une machine asynchrone double étoile par logique floue », Mémoire Master Academique Universite De Kasdi Merbah Ourgla, 2016/2017.

[Meb 09] ATIG Mebarka , «Différentes Structures MRAS pour l'Estimation de la vitesse du Moteur Asynchrone», Mémoire de Magister de l' Universite des sciences et de la technologie d'Oran mohamed boudiaf, 2009.

[Mek 12] A. Mekahel, " Commande floue optimisée d'un Moteur Asynchrone Double Etoile à Flux Rotorique Orienté", Mémoire de Master de l'université de Laghouat, 2012.

[Mer 08] E. Merabet, (Commande floue adaptative d'une machine Asynchrone double étoile) Université –Betna-2008

[Mok 10] L. Mokhtari, “Commande Vectorielle d’un Moteur Asynchrone Double Etoile à vitesse Variable”, Mémoire d’ingénieur de l’université de Laghouat, 2010.

[Mor 05] F. Morand, "Techniques d’observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones", Thèse de doctorat, Institut national des sciences appliquées de Lyon, France, 2005.

[Nah 01] B. Nahid-Mobarekeh, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants et des machines asynchrones", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2001.

[Nat 13] A. Natouri, mémoire de Master à l’université de laghouat, 2013

[Rou 04] I. Rouh, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy, France, 2004.

[Son 00] J. Song, K. B. Lee, J. H. Song, I. Choy, K. B. Kim, " Sensorless vector control of induction motor using a novel reduced-order extended Luenberger observer ", Proc. of the IEEE Ind. Appl., Vol. 03, pp. 1828–1834 Conf., 2000.

[Tal 04] R. Taleb, "Commande vectorielle par réseaux de nauruanes d’une mas alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux", Mémoire de Magister, UHBB Chlef, 2004.

[Tam 05] S. Tamazoult "Etude comparative de l’alimentation de la machine asynchrone àdouble alimentation par un convertisseur statique AC/AC `a commutation forcée et naturelle" Mémoire de Magister de l’Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Juin 2005.

[Tam 06] H. Tamrabet, "Robustesse d’un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d’une Machine Asynchrone", Mémoire de Magister, Université de Batna, Batna, 2006.

[Zei 00] I. Zein, " Application du filtre de Kalman et de l’observateur de Luenberger à la commande de la machine asynchrone ", Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Compiène, France, 2000.

[Zoh 14] TIR Zoheir , Etude d’une Machine Asynchrone Double Etoile (Modélisation , Alimentation et Commande) ,Université d’EL-Oued , Juin 2014