

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان -

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen -

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Electrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

Par : OUBACHIR Mohammed

Et ZEGGAI Mohammed

Sujet

**Commande directe du couple (DTC) pour
une machine asynchrone à double étoile**

Soutenu en vidéo conférence, le 16 / 09 / 2021 devant le jury composé de :

Abdelkader MECHERNENE	Maitre de conférences 'A'	Univ. Tlemcen	Président
Mohamed Haithem LAZREG	Maitre assistant 'B'	Univ. Tlemcen	Directeur de mémoire
Karima GHLAM	Maitre assistant 'B'	Univ. Tlemcen	Co-Directeur de mémoire
Boumediene YACOUBI	Maitre assistant 'A'	Univ. Tlemcen	Examineur 1

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

In the name of Allah, the Beneficent, the Merciful

Remerciement

Nous remercions Dieu de nous avoir accordé des connaissances de la science et de nous avoir aidés à réaliser ce travail.

Nous ne trouvons pas les mots pour exprimer notre gratitude envers Mr. LAZREG Mohammed Haithèm, et Mme. GHLAM Karima nos encadreurs de ce projet. Leurs conseils et leurs encouragements ont permis à ce travail d'aboutir. Leurs capacités scientifiques, leurs compétences, leurs qualités humaines et leur disponibilité étaient notre grand support non seulement pour la réalisation de ce mémoire mais aussi durant tout le parcours de notre formation. Faire notre projet sous leur direction était pour nous un grand honneur et un immense bonheur.

Nos remerciements vont aussi à tous les membres du jury. Nous les remercions pour le soutien et l'attention qu'ils nous ont prêtés durant tout ce parcours universitaire.

Nous tenons à remercier les gens de département de Génie Electrique et Electronique de l'université ABOU BAKR BELKAID de Tlemcen où était le début de notre chemin scientifique.

Nous exprimons nos sincères remerciements à l'encontre de nos parents qui nous ont enseigné la patience, la politesse, le sacrifice et qui ont toujours été là pour nous.

Enfin nous n'oublions pas de dire un grand merci à toutes les personnes, tous les professionnels qui ont contribuées de près et de loin à l'enrichissement de notre travail et à notre épanouissement intellectuel.

Merci à tous

Dédicace

*A mon très cher père **Ali**, source d'amour, d'affection, de générosité et de sacrifices. Vous étiez toujours là près de moi pour me soutenir, m'encourager et me guider avec vos précieux conseils. Que ce travail soit le témoignage des sacrifices que vous n'avez cessé de déployer pour mon éducation et mon instruction. Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour et l'admiration que je porte au grand homme que vous êtes. Puisse Dieu le tout puissant, vous préserver et vous accorder santé, longue vie et bonheur. Je t'aime abi.*

*A ma très chère mère **Djamila**, source de ma vie, d'amour et de tendresse qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi. Vous m'avez toujours aidé par vos conseils et vos sacrifices. Puisse Dieu le tout puissant vous accorder meilleure santé et longue vie. Je t'aime oumi.*

*A mes soeurs **Soumia, Sara, Amina et Hiba** pour leur patience, soutien et leurs sentiments d'amour aux moments les plus difficiles. A mes nièces et neveux **Hanae, Aymen, Maïssa et Diyae** Je vous souhaite plein de succès, de joie et de bonheur. Que dieu vous garde et illumine vos chemins. Je vous aime.*

*A mon cher binôme **ZEGGAI Mohammed** avec qui j'ai partagé ce projet de fin d'étude.*

*A mes tantes, mes oncles, mes grand mères et à l'âme de mon grand-père **Mohamed** pour leur soutien, amour et générosité.*

A mes cousins et cousines.

Je dédie ce travail.

OUBACHIR Mohammed

Dédicace

A ma très chère mère, affable, honorable, aimable : Tu représentes pour moi le symbole de la bonté par excellence, la source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi.

A mon très cher Père, aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours eu pour vous. Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien être.

A mes très cher frères et sœurs, en témoignage de l'attachement, de l'amour et de l'affection que je porte pour vous.

*A mes très chers amis **BEZZEGHOUD Sidi Mohammed**, **DRICI Youcef** et **SEBBAHI Ahmed** je ne peux trouver les mots justes et sincères pour vous exprimer mon affection et mes pensées. En témoignage de l'amitié qui nous uni et des souvenirs de tous les moments que nous avons passé ensemble.*

*A mon cher binôme **OUBACHIR Mohammed** merci pour ta patience, ta tolérance, et pour les bons moments qu'on a partagé, afin de donner naissance à ce projet.*

Je vous dédie ce travail avec tous mes vœux de bonheur, de santé et de réussite.

ZEGGAI Mohammed

Liste des figures:

Chapitre I

Fig.I.1	<i>Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.</i>	9
----------------	--	----------

Chapitre II

Fig. II.1	<i>Modes de fonctionnement suivant le glissement.</i>	13
Fig. II.2	<i>Représentation schématique des enroulements de la MASDE</i>	14
Fig. II.3	<i>Transformation de Park</i>	18
Fig. II.4	<i>Représentation des axes en transformation de Park</i>	19
Fig.II.5	<i>Performances de la MASDE avec la charge dans l'intervalle]1.5 ; 2[s.</i>	29
Fig.II.6	<i>Schéma de l'onduleur triphasé</i>	31
Fig.II.7	<i>Schéma d'un bras de l'onduleur</i>	31
Fig.II.8	<i>Association MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I</i>	33
Fig.II.9	<i>Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension commandés par la stratégie triangulo – sinusoïdale avec application d'un couple résistant à l'instant $t=1.5s$ ($Cr=14N.m$).</i>	35

Chapitre III

Fig.III.1	<i>Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE</i>	37
Fig. III.2	<i>Orientation du flux rotorique sur l'axe d</i>	38
Fig.III.3	<i>Description du couplage</i>	39
Fig.III.4	<i>Découplage par compensation</i>	40
Fig.III.5	<i>Schéma Bloc de défluxage</i>	41
Fig.III.6	<i>Schéma d'un système asservi du premier ordre régulé par un PI</i>	42
Fig.III.7	<i>Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques</i>	43
Fig.III.8	<i>Boucle de régulation de vitesse</i>	43
Fig.III.9	<i>Schémas en boucle ouverte</i>	44
Fig.III.10	<i>Estimateur du flux rotorique</i>	46
Fig.III.11	<i>Résultat de simulation de la commande vectorielle de la MASDE par la méthode indirecte</i>	48
Fig.III.12	<i>Schéma globale de la méthode indirecte de la commande vectorielle</i>	50
Fig.III.13	<i>Résultat de simulation de la commande vectorielle de la MASDE par la méthode directe</i>	52
Fig.III.14	<i>Schéma globale de la méthode directe de la commande vectorielle</i>	54
Fig.III.15	<i>Réglage de la vitesse par la méthode indirecte à l'augmentation de la résistance rotorique</i>	55
Fig.III.16	<i>Réglage de la vitesse par la méthode indirecte à l'augmentation du moment d'inertie</i>	56
Fig.III.17	<i>Réglage de la vitesse par la méthode indirecte à l'augmentation de la résistance rotorique</i>	57
Fig.III.18	<i>Réglage de la vitesse par la méthode directe à l'augmentation du moment d'inertie</i>	58

Chapitre IV

Fig.IV.1	<i>Schéma d'implantation de la commande DTC</i>	60
Fig.IV.2	<i>Schéma de convertisseur statique triphasé</i>	62
Fig.IV.3	<i>Description du couplage Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux</i>	63
Fig.IV.4	<i>Choix du vecteur tension</i>	65
Fig.IV.5	<i>Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β)</i>	66
Fig.IV.6	<i>Représentation de flux statorique dans le repère $\alpha\beta$</i>	69
Fig.IV.7	<i>Contrôleur à hystérésis à deux niveaux</i>	70
Fig.IV.8	<i>Contrôleur de couple à trois niveaux</i>	71
Fig.IV.9	<i>Structure générale de la commande directe du couple de la MASDE</i>	73
Fig.IV.10	<i>Résultat de simulation de la commande directe du couple de la MASDE</i>	75
Fig.IV.11	<i>Commande directe du couple DTC de la MASDE avec la variation de la résistance rotorique $R_r=2R_r$</i>	76
Fig.IV.12	<i>Commande directe du couple DTC de la MASDE avec la variation du moment d'inertie $J^*=2J$</i>	77

Liste des tableaux:

Tableau I.1	<i>Machines Multiphasées de Type 1(Multi-Etoile)</i>	6
Tableau I.2	<i>Machines Multiphasées de Type 2</i>	8
Tableau IV.1	<i>Table de vérité d'un onduleur triphasé.</i>	64
Tableau IV.2	<i>Table généralisée pour le choix des vecteurs tensions</i>	71
Tableau IV.3	<i>Table de commutation défini par TAKAHASHI</i>	72
Tableau IV.4	<i>Table de commutation sans séquences nulles</i>	72
Tableau IV.5	<i>Comparaison entre la commande vectorielle et la commande DTC.</i>	78

Symboles et Abréviations :

1- Symboles:

α	Angle de déphasage entre les deux systèmes d'alimentation du stator
q	Nombre de phases
q_a	Nombre équivalent de phases
N_s	Vitesse du champ tournant
N_r	Vitesse mécanique nominale de rotation.
p	Nombre de paires de pôles.
g	Glissement de la vitesse de rotation.
s, r	Indices correspondants au stator et au rotor.
s_1, s_2	Indices correspondants au stator 1 et stator 2.
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases a, b, c.
d, q	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
α, β	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.
θ_s, θ_r	Angles électriques statoriques et rotoriques.
L_{s1}, L_{s2}, L_r	Les inductances propres des stators et du rotor.
L_m	L'inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, stator 2 et le rotor.
R_s, R_r	Les résistances statoriques et rotoriques.
J	Moment d'inertie.
f	Coefficient de frottement.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
τ_r	Constante de temps rotorique.
Ω_m	Vitesse mécanique du rotor.
P_{em}	Puissance électromagnétique.
f_p	La fréquence de la porteuse.
m	L'indice de modulation.
r	Taux de modulation.
U_d	La tension continue.
φ_s, φ_r	Flux statorique, rotorique.
ω_s, ω_r	Pulsations électriques statorique et rotorique.
ω_{gl}	Pulsation électrique de glissement.
K_p	Gain proportionnel.
K_i	Gain intégrateur.
de	La dérivée de l'erreur.
$e(x)$	L'écart sur la variable x (l'erreur).
U_{eq}	La commande équivalente.
U_n	La commande discontinue.

β	<i>Seuil du neurone.</i>
w_i	<i>Paramètres de pondération.</i>
θ_i	<i>Paramètre qui agit sur le seuil en sortie.</i>
$w(t)$	<i>Vecteur de poids.</i>
η	<i>Paramètre qui contrôle le taux d'apprentissage.</i>
E_f	<i>L'erreur du flux.</i>
E_c	<i>L'erreur du couple.</i>
$w(k)$	<i>Vecteur de bruit d'état.</i>
$v(k)$	<i>Vecteur de bruit de mesure.</i>
v_{d1}, v_{q1}	<i>Tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)</i>
v_{d2}, v_{q2}	<i>Tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)</i>
v_{dr}, v_{qr}	<i>Tensions rotoriques dans le référentiel de Park (d,q)</i>
ϕ_{d1}, ϕ_{q1}	<i>Flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)</i>
ϕ_{d2}, ϕ_{q2}	<i>Flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)</i>
E	<i>Tension du bus continu</i>
F_1, F_2, F_3	<i>Etats de commutation de bras l'onduleur</i>

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

2- Abréviations:

<i>MASDE</i>	<i>Machine Asynchrone à Double Etoile.</i>
<i>MLI</i>	<i>Modulation de la Largeur d'Impulsion.</i>
<i>PI</i>	<i>Proportionnel-Intégral.</i>
<i>OFR</i>	<i>Orientation du flux rotorique.</i>
<i>MG</i>	<i>Mode glissant.</i>
<i>DTC</i>	<i>Direct torque control.</i>

Sommaire

Remerciement.....	I
Dédicace.....	II
Dédicace.....	III
Liste des figures:.....	IV
Liste des tableaux:	V
Symboles et Abréviations :	VI
Introduction générale:	1
Chapitre I :	4
I.1 Introduction.....	4
I.2 Histoire des machines électriques.....	4
I.3 Classification des machines multiphasées:	5
I.4 Caractéristiques des machines multiphasées :.....	5
I.5 Types de Machines Multiphasées :.....	5
I.5.1 Machines multiphasées de type 1 :	5
I.5.2 Machines Multiphasées de Type 2	6
I.6 Applications des machines multiphasées	8
I.7 Avantages des machines multiphasées:	8
I.7.1 Segmentation de puissance :.....	9
I.7.2 La fiabilité	9
I.7.3 La minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques	9
I.8 Conclusion :	10
Chapitre II :	12
II.1 Introduction:.....	12
II.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile:	12
II.3 Modélisation de la machine asynchrone double étoile:	13
II.3.1 Description:	13
II.3.2 Hypothèses simplificatrices :	14
II.3.3 Modèle naturel de la MASDE :	14
II.3.4 Equations des tensions :	15
II.3.5 Equations des flux :	15
II.3.6 Equation mécanique :	17
II.3.7 Couple électromagnétique :.....	17
II.3.8 Modèle de Park :	17

II.3.9 Application de la transformation de Park a la MASDE:.....	18
II.3.9.1 Equations des tensions :	18
II.3.9.2 Equations des flux :	20
II.3.9.3 Equation mécanique :	20
II.3.10 Choix du référentiel :	21
II.3.10.1 Référentiel lié au stator :	22
II.3.10.2 Référentiel lié au rotor :	22
II.3.10.3 Référentiel lié au champ tournant :	22
II.7 Simulation de la MASDE alimentée par le réseau électrique:	27
II.7.1 Résultats de simulation :	27
II.8 Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à commande MLI :	30
II.8.1 Introduction :	30
II.8.3 Stratégie de commande sinus-triangle :	32
II.8.5 Résultats de simulation :	33
II.9 Conclusion :	35
Chapitre III :	36
III.1 Introduction	36
III.2 Principe de la commande.....	36
III.3 Choix d'orientation du flux	37
III.3.1 Commande vectorielle avec orientation du flux rotorique.....	38
III.3 Découplage	39
III.3.1 Découplage par compensation	39
III.4. Bloc de défluxage.....	40
III.5. Différentes méthodes de la commande vectorielle	41
III.5.1.Méthode indirecte.....	41
III.5.1.2 Identification des paramètres des régulateurs PI	41
III.5.1.1 Régulation des courants statoriques.....	42
III.5.1.3 Régulation de la vitesse rotorique.....	43
III.5.2 Méthode directe.....	44
III.5.2.1.Régulation de flux rotorique	44
III.5.2.2 Estimation du flux rotorique	45
III.10. Application de la commande vectorielle indirecte	47
III.10.1 Résultat de simulation	47
III.10.2 Interprétation des résultats	49
III.11. Application de la commande vectorielle directe	51
III.11.1 Résultat de simulation	51
III.11.2 Interprétation des résultats	53

III.12. Tests de robustesse.....	54
III.12.1 Tests de robustesse de la méthode indirecte :	54
III.12.1.1 La variation de la résistance rotorique :	54
III.13. Conclusion.....	58
Chapitre IV :.....	59
IV.1 Introduction :	59
IV.2 Principe de la DTC	59
IV.3 Les avantages et les inconvénients de la DTC.....	60
IV.3.1 Avantages de la Commande DTC.....	60
IV.3.2 Inconvénients de la Commande Directe de Couple	61
IV.4 Stratégie de commande directe de couple et de flux.....	61
IV.5 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée.....	62
IV.6 Choix du vecteur tension :	65
IV.7 Contrôle du flux statorique et du couple :	66
IV.7.1 Contrôle du flux statorique	66
IV.7.2 Contrôle du couple électromagnétique :	67
IV.8 Estimateurs	67
IV.8.1 Estimation du flux statorique :	67
IV.8.2 Estimation du couple électromagnétique :	69
IV.8. Correcteurs:	69
2.4.1 Correcteur du flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux :	69
2.4.2 Correcteur du couple :	70
IV.9. Elaboration de la table de commutation :	71
IV.9.1. Table de Commutation avec séquences nulles :	71
IV.9.2. Table de Commutation sans séquences nulles :	72
IV.10. Application de la DTC sur la MASDE:.....	72
IV.10.1 Résultat de simulation:	74
IV.10.2 Interprétation des résultats:	75
IV.11 Tests de robustesse :	75
IV.12 Conclusion:	77
Conclusion Générale.....	79

Introduction générale:

De nos jours, les machines électriques associées à des convertisseurs statiques jouent un rôle important dans les systèmes électromécanique. Désormais, l'utilité des actionneurs électriques en tant que variateurs de vitesse est incontestable dans le secteur industriel, que ce soit pour les faibles ou pour les fortes puissances.

En forte puissance, les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques sont de plus en plus utilisées dans les applications industrielles. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation et donc les performances. Pour permettre l'utilisation des composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour atteindre cette objective, 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.

De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone que ce soit classiques (commande : scalaire, vectorielle, DTC, ...etc.) ou bien modernes (commande : adaptative, par retour d'état, optimale, ...etc.) en utilisant des algorithmes de réglage classiques tels que : les régulateurs PID ou ceux basés sur les outils de l'intelligence artificielle tels que : la logique floue, les réseaux de neurone et les algorithmes génétiques.

La commande scalaire qui est bien adaptée à certains types de variateurs, elle ne permet pas de contrôler la machine en régime transitoire et en faible vitesse, elle ne convient plus pour réaliser un positionnement de la machine asynchrone.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été développée pour supprimer le couplage interne de la machine. Cependant, bien qu'elle donne des performances élevées à la machine asynchrone, mais elle présente un certain nombre d'inconvénient :

- Faible robustesse vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques.

- Présence de transformations de coordonnées dépendent d'un angle estimé.

- Utilisation d'un capteur mécanique (fragile et coûteux).

Dans ce mémoire, on s'intéresse à l'application de l'une des commandes classiques, c'est la commande directe du couple (DTC : Direct Torque Control) vient pour pallier les inconvénients inhérents de la commande scalaire et vectorielle. Cette méthode bien qu'elle présente beaucoup d'avantages à savoir :

- Réduction du temps de réponse du couple.

- Amélioration de la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques rotoriques.

- Élimination des transformations de coordonnées.

Contrôle des ondulations du flux et du couple.

Suppression du capteur mécanique.

La commande DTC à un certain nombre d'inconvénients :

Fréquence de commutation de l'onduleur non contrôlable.

Fréquence d'échantillonnage élevée.

Sensibilité de la commande aux variations de la résistance statorique surtout à basse vitesse.

L'utilisation des convertisseurs statiques (redresseurs, onduleurs..) dans les installations de conversion d'énergie électrique a considérablement contribué à améliorer les performances et l'efficacité de ces systèmes ceci grâce à une fiabilité et à des performances accrues par rapport aux convertisseurs électromécaniques classiques.

En revanche, ils ont participé à détériorer la "qualité" du courant et de la tension des réseaux de distribution. En effet, ces systèmes consomment des courants non sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale : ils se comportent comme des générateurs de courants harmoniques par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit du réseau, les courants harmoniques déforment la tension de celui-ci et engendrent le dysfonctionnement des appareils prévus pour fonctionner sur un réseau parfait.

Plusieurs solutions sont utilisées pour surmonter ces problèmes de perturbations engendrées par les convertisseurs statiques telles que : la MLI classique et la MLI vectorielle.

Une autre solution peut être utilisée, moins connue est apparue dans ces dernières années, dite la commande directe de puissance DPC. Cette nouvelle stratégie de contrôle assure un contrôle découplé des puissances active et réactive, tout en absorbant des courants sinusoïdaux assurant ainsi un fonctionnement propre aux convertisseurs AC/DC avec un nombre de capteurs réduit et un facteur de puissance unitaire.

Le présent mémoire comportera par la suite : une introduction générale quatre chapitres une conclusion et on terminera par une bibliographie.

Le premier chapitre fera l'objet d'un aperçu sur les machines multi-phases, leurs caractéristiques, types, domaines d'application et avantages.

Le deuxième chapitre sera dédié à la modélisation de la MASDE. Afin de tester la validité du notre modèle, différents résultats de simulation de la machine asynchrone à double étoile alimentées par un réseau triphasé et par un onduleur de tension à deux niveaux sont présentés.

Le troisième chapitre sera réservé à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile, dans sa première partie, nous présentons la théorie de la commande vectorielle de la MASDE par les deux méthodes directe et indirecte, dans la deuxième partie les résultats de simulation sont donnés. Nous allons aussi effectuer des tests de robustesses sur cette méthode.

Le quatrième chapitre est consacré à la commande directe de couple de la MASDE. Nous allons donner en premier lieu un aperçu sur le principe de la DTC, ensuite nous s'intéresserons à l'application de la DTC sur la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux. Des tests de robustesses sont effectués sur cette technique de commande. Finalement, nous faisons une étude comparative entre les deux techniques de commande, en comparant le temps de réponse, les ondulations au niveau du couple, le test de robustesse, et la vérification du découplage.

Une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce mémoire et récapitulera ainsi en gros le travail abordé avec quelques perspectives à envisager comme suite à ce travail.

Chapitre I

*Etat de l'art sur les
machines
multiphasées*

Chapitre I :

I.1 Introduction

Les machines multiphasées sont de plus en plus courantes dans la production de l'énergie électrique et les entraînements électriques. La croissance de la consommation en énergie électrique et les applications électriques à haute puissance ont conduit à l'utilisation de machines multiphasées pour segmenter la puissance. Le principal avantage que nous obtenons avec une telle machine est l'augmentation de la fréquence des ondulations de couple qui peuvent être plus facilement filtrées par la charge mécanique. De plus, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue et permet de fonctionner avec une ou plusieurs phases en défaut ?

Ce chapitre présente l'état de l'art des machines multiphasées, décrivant les avantages de ce type de machines par rapport aux machines conventionnelles.

I.2 Histoire des machines électriques

Un bref rappel historique sur les machines électrique est donné dans le paragraphe suivant :

-1821 le premier moteur électromagnétique est réalisé par Michael Faraday.

-1831 Friedrich Emil Lenz et Joseph Henry ont effectué des travaux contribuant à la découverte et à la compréhension du phénomène de l'induction électromagnétique.

-1832 Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte PIXII, ont réalisé la génératrice à courant continu.

-1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réluctance variable.

-1888 Nikola tesla déposait son brevet sur les systèmes polyphasés (transformateurs, moteurs synchrones et asynchrones, etc....).

C'est l'évolution de l'outil informatique, la technologie des matériaux et des convertisseurs statiques de puissance, capables de délivrer des fréquences réglables qui a motivé les chercheurs ainsi que les ingénieurs d'améliorer et de développer de nouvelles structures de machines électriques pour satisfaire les besoins de plusieurs applications industrielles et domestiques, ce qui a donné lieu à de nombreuses nouvelles machines allant de micro machine aux giga machine.

Le premier moteur multiphasée a vu le jour en 1969 lorsqu'un moteur asynchrone pentaphasé alimenté par une source de tension a été proposé [3]. Il commence à devenir de plus en plus intéressant au cours des années 1990, mais c'est qu'au début de ce siècle que les moteurs multiphasées sont devenues l'objet d'une importante attention au sein de la communauté scientifique internationale [1],[2]. Ceci a comme conséquence l'évolution de trois domaines d'application très spécifique, à savoir la propulsion électrique des navires, traction (électrique et hybride des véhicules) et la notion de «plus électriques» des avions.

I.3 Classification des machines multiphasées:

On peut classer les machines suivant sa façon d'alimentation (façon de délivrer le courant/tension) ou bien par sa construction. La machine peut être asynchrone à rotor bobiné, à cage d'écuriel ou synchrone à aimants permanent, à enroulements d'excitation, à pôles lisses ou à pôles saillants, avec ou sans amortisseurs. Ces machines peuvent être alimentées par des commutateurs de courants ou des onduleurs de tension. Les machines multiphasées, comme l'indique son nom, comporte comme la machine asynchrone triphasée classique deux parties :

- Une partie tournante de forme cylindrique plein sur un arbre c'est le rotor, qui est construit à partir des enroulements raccordés sur eux-mêmes.
- Une partie immobile de forme cylindrique creuse c'est le stator, qui comporte plusieurs enroulements triphasés, couplés magnétiquement ou non entre eux, et dont les phases respectives sont groupées en plusieurs étoiles. Chaque étoile est alimentée par son propre convertisseur statique.

I.4 Caractéristiques des machines multiphasées :

On distingue habituellement deux types de machines multiphasées, suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois. On peut ainsi le classer en deux groupes, que l'on nommera «machines multiphasées de type 1» et «machines multiphasées de type 2» [4].

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 $\alpha = 0^\circ$ a des caractéristiques différentes de celle d'une machine double étoile à $\alpha = 30^\circ$. Pour la prise en compte de ces différences dans une machine et pouvoir différentier entre les configurations possibles, un autre terme est introduit : le nombre de phases équivalent. Il est défini comme suit : $n_{ph} = \frac{180^\circ}{\alpha}$ (1.1).

I.5 Types de Machines Multiphasées :

Il existe une grande variété de machines multiphasées suite au nombre de phases supérieur à trois qu'on peut avoir dans le stator, on différencie habituellement deux types : des machines multiphasées dont le nombre de phases multiple de trois ou multi-étoile (type 1) et le (type 2) regroupe le reste des machines ou le nombre de phases est impair, de plus on considère rarement les cas où le nombre de phase est un nombre pair. [5] [6]

I.5.1 Machines multiphasées de type 1 :

Les machines multiphasées de type 1 sont des machines dont le nombre de phase multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en n étoiles triphasées : $q = 3i$ ($i=1, 2, 3, 4, 5\dots$). Ses

machines sont également connues sous l'appellation machines multi-étoiles. Ce type de machine a plusieurs configurations possibles, à savoir pour un nombre donné de phases suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes, en effet, une machine double étoile ($q = 6$) dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$ [5] [7].

Pour différencier les configurations possibles, on introduit un terme appelée le nombre de phases équivalent qui est défini comme suit: $q\alpha = \pi/\alpha$ (I.1)

Avec α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

On illustre dans le tableau I.1 quelques exemples de machines multiphasées de type 1 [7].

Nombre de Phases (q)	Nombre équivalent de phase (q α)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

Tableau I.1 Machines Multiphasées de Type 1(Multi-Etoile).

1.5.2 Machines Multiphasées de Type 2

Dans ce type de machines, le nombre de phases statoriques $N_{ph\gamma}$ n'est pas multiple de trois. Pour les machines ayant un nombre de phases impair, les phases sont régulièrement décalées

de $2\pi/N_{ph} = 2\gamma$. On a donc le nombre de phases égal au nombre équivalent de phases: $N_{ph} = N_{ph\gamma} = \pi/\gamma$. Le tableau I.2 donne quelques exemples de machines multiphasées de type 2 [8] [5] [6] [9].

Nombre de Phases (q)	Nombre équivalent de phase (q_{α})	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

Tableau I.2 Machines Multiphasées de Type 2.

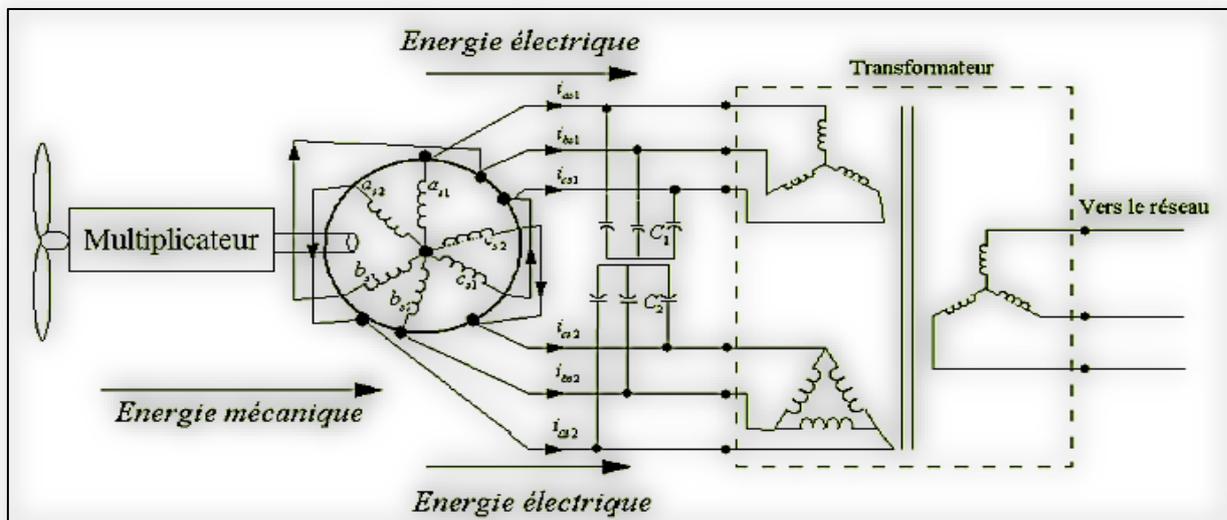
I.6 Applications des machines multiphasées

Les machines multiphasées 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.

Les éoliennes à vitesse fixe sont couplées au réseau via les génératrices asynchrones (GAS).

Certains constructeurs utilisent un autre système de conversion d'énergie éolienne basé sur la génératrice asynchrone à double étoile (GASDE) afin d'améliorer le rendement. Ainsi, le bruit engendré par l'éolienne est alors plus faible pour les petites vitesses, la présence d'une deuxième étoile rend la conception de la machine particulière et augmente le coût et le diamètre de façon non négligeable, ce qui représente une augmentation du poids et de l'encombrement de l'ensemble [10].

- ✓ Une étoile de forte puissance à un grand nombre de paires de pôles pour les petites vitesses de vent [11].
- ✓ Une étoile de faible puissance à un faible nombre de paires de pôles permettant de fonctionner aux vitesses de vent élevées.



(Fig.I.1) Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.

I.7 Avantages des machines multiphasées:

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles. Parmi ces avantages nous pouvons citer :

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

I.7.1 Segmentation de puissance :

L'alimentation des machines alternatives à nombre élevé de phases s'avère intéressante pour les applications de fortes puissances, c'est l'avantage principal des machines multiphasées. Un nombre élevé de phases permet de réaliser la segmentation de puissance, En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus important de phase, alors la puissance total demandé par chaque phase est réduite, ce qui diminue le courant par phase et permet également que les interrupteurs de puissance des convertisseurs de calibre faible peuvent travailler avec des fréquences de commutation élevées (les interrupteurs de puissance à fort courant sont limités en fréquence). Cela permet de réduire les ondulations au niveau des courants et du couple électromécanique [5] [12].

I.7.2 La fiabilité

Dans les applications où la fiabilité de la machine doit être élevée et qu'elle doit fonctionner même en cas de perte d'une ou plusieurs branches de l'onduleur, les machines multiphasées représentent un avantage supplémentaire par rapport aux machines classiques. En fait, en cas de défaillance de la phase, le système multi-phase est capable de continuer à fonctionner, même sans changement de stratégie du système de contrôle, même en cas de fonctionnement dégradé et de puissance réduite. C'est une exigence essentielle pour les applications critiques pour la sécurité (telles que les entraînements de propulsion électrique de véhicules, ainsi que dans les cas où un arrêt d'entraînement et l'arrêt de l'équipement entraîné qui en résulte entraînent des pertes économiques importantes en raison de la discontinuité de la production.

Il est également intuitif et prouvé expérimentalement que plus le nombre de phases de stator est élevé, moins la dégradation et le déclassement de puissance attendus à la suite d'un défaut sur une phase de la machine. Par conséquent, l'augmentation du nombre de phases est une disposition qui augmente généralement la tolérance aux pannes du système, en ce sens qu'elle réduit l'effet de la panne en termes de performances de la machine.

I.7.3 La minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

L'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamentale est principalement créée par des harmoniques cinq et sept de temps. Ces harmoniques existent dans la machine triphasée, par contre dans la machine double étoile, ils sont naturellement éliminés.

De manière générale, les couples harmoniques existent dans une machine multiphasées, qui sont ceux de rang $h = 2nph i$ ($i = 1, 2, 3, \dots$), cette propriétés des machines multiphasées à éliminer les harmoniques de couple de rang faible et aussi un avantage certain.

Remarquons que certains harmoniques de courants statorique ne créent pas de force magnétomotrice (f.m.m), alors les courants pouvant être induits au rotor n'existent plus pour ces harmoniques. Par conséquent, une machine multiphasées aura pratiquement toujours moins des pertes rotoriques qu'une machine triphasé.

I.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, un état de l'art sur les machines multiphasées est présenté. Deux types connus sous le nom machines multiphasées: les machines multiphasées de type 1 et machines multiphasées de type 2. Un des exemples les plus courants des machines multi-phasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE), d'où notre étude est basée sur MASDE. Les avantages des machines multiphasées ont été présentés, dont l'avantage principal est la segmentation de puissance et l'amélioration de la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régime dégradé. Le chapitre suivant fait l'objet de la modélisation et la simulation de la MASDE alimenté par un réseau triphasé et par un onduleur de tension à deux niveaux.

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone à double étoile

Chapitre II :

II.1 Introduction:

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation de machines électriques. Cependant, la modélisation d'une telle machine électrique est indispensable pour l'étude et la maîtrise de son fonctionnement d'une part, d'autre part lorsqu'on souhaite lui appliquer une commande particulière [13] [14].

Ainsi, la modélisation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes. En outre, elle est d'un apport précieux en permettant d'une part, de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part, de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

C'est bien connu que la transformation de Park a longtemps été utilisée avec succès dans l'analyse et le contrôle de machines triphasées. Pour les machines multiphasées, plusieurs modèles ont été développés dans ce contexte. On cite, le modèle avec l'utilisation des composantes symétriques [15], de la théorie du vecteur d'espace et du modèle de Park [16]. Ces modèles ont pour objectif de réduire le modèle naturel en un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la machine.

Le modèle électromagnétique de la machine asynchrone à 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 [17].

Dans ce chapitre, on va procéder à la modélisation de la machine asynchrone à double étoile, nous rappellerons son modèle mathématique dans le référentiel réel triphasé, puis nous réduisons l'ordre du système afin de simplifier l'étude et de réduire la complexité du système en utilisant la transformation de Park, qui nous permet de passer du référentiel triphasé à un nouveau référentiel biphasé. Ensuite, nous allons étudier son comportement par simulation avec une alimentation parfaitement sinusoïdale et avec deux onduleurs de tension.

II.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile:

Les courants statoriques de la machine asynchrone double Etoile créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle $\alpha=30^\circ$). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques «fs» 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 « w_s ». Elle est définie comme suite [5] :

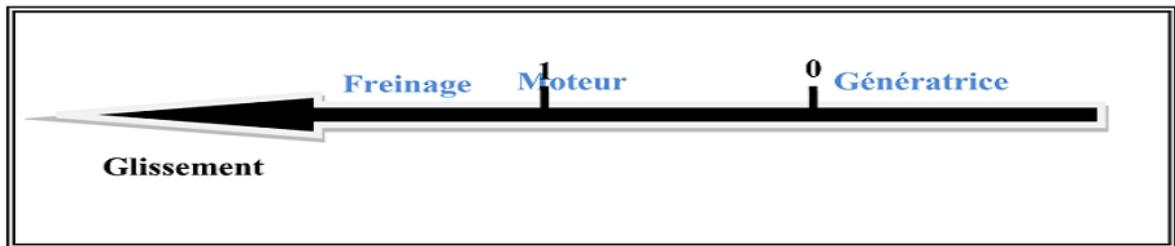
$$w_s = \frac{f_s}{p} \quad (2.1)$$

Les deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les barres du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices, qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celui du synchronisme ($w < w_s$ ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotorique se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses ω soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse de glissement: $w_{gl} = w_s - w_r$. [10].

On dit que le rotor « glisse » par rapport au champ tournant. et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{w_{gl}}{w_s} = \frac{w_s - w_r}{w_s} \quad (2.2)$$

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

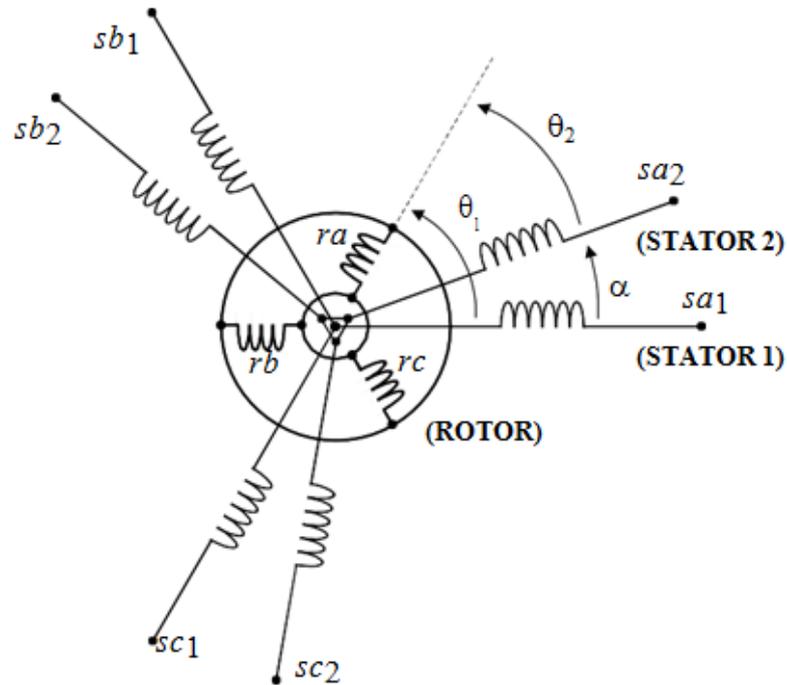


(Fig. II.1) Modes de fonctionnement suivant le glissement.

II.3 Modélisation de la machine asynchrone double étoile:

II.3.1 Description:

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés entre eux d'un angle électrique $\alpha = 30$ et d'un rotor (cage d'écureuil). La figure (Fig. II.2) représente schématiquement les enroulements de la MASDE. L'angle θ_1 exprime la position du rotor (phase ra) par rapport au stator 1 (phase sa_1), et θ_2 la position du rotor par rapport au stator 2 (phase sa_2). Les grandeurs relatives aux deux étoiles (1 et 2) seront notées respectivement par les indices 1 et 2 [5].



(Fig. II.2) Représentation schématique des enroulements de la MASDE [6].

II.3.2 Hypothèses simplificatrices :

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses suivantes :

- ✓ Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonction linéaire du courant. [18] ;
- ✓ Les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées ;
- ✓ Les forces magnétomotrices créés par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale d'où résulte du fait que l'entrefer est constant, que les inductances propres sont des constantes et que les inductances mutuelles entre deux enroulements sont fonction sinusoïdale de l'angle entre leurs axes magnétique [18] ;
- ✓ Les résistances ne varient pas avec la température ;
- ✓ Effet de peau négligé ;
- ✓ La machine est de constitution symétrique.

II.3.3 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 statoriques sont [6] :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [v_{as1} v_{bs1} v_{cs1}]^T \\ [I_{s1}] = [i_{as1} i_{bs1} i_{cs1}]^T \\ [\Phi_{s1}] = [\phi_{as1} \phi_{bs1} \phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (2.3)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} [V_{s2}] = [v_{as2} v_{bs2} v_{cs2}]^T \\ [I_{s2}] = [i_{as2} i_{bs2} i_{cs2}]^T \\ [\phi_{s2}] = [\phi_{as2} \phi_{bs2} \phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (2.4)$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotorique sont:

$$\begin{cases} [V_r] = [v_{ar} v_{br} v_{cr}] \\ [I_r] = [i_{ar} i_{br} i_{cr}] \\ [\phi_r] = [\phi_{ar} \phi_{br} \phi_{cr}] \end{cases} \quad (2.5)$$

II.3.4 Equations des tensions :

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

$$\begin{aligned} [V_{s1}] &= [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s1}] \\ [V_{s2}] &= [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s2}] \\ [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \end{aligned} \quad (2.6)$$

II.3.5 Equations des flux :

Les flux statoriques et rotorique en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par les équations suivantes [6] :

$$[\phi_{s1}] = [L_{s1,s1}] [I_{s1}] + [M_{s1,s2}] [I_{s2}] + [M_{s1,r}] [I_r] \quad (2.7)$$

$$[\phi_{s2}] = [L_{s2,s1}] [I_{s1}] + [M_{s2,s2}] [I_{s2}] + [M_{s2,r}] [I_r] \quad (2.8)$$

$$[\phi_r] = [L_{r,s1}] [I_{s1}] + [M_{r,s2}] [I_{s2}] + [M_{r,r}] [I_r] \quad (2.9)$$

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

$$\begin{cases} [R_{s1}] = R_{s1} [ID]_{3 \times 3} \\ [R_{s2}] = R_{s2} [ID]_{3 \times 3} \\ [R_r] = R_r [ID]_{3 \times 3} \end{cases} \quad (2.10)$$

Avec:

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

Les sous matrices des inductances dans les équations (2.7), (2.8) et (2.9) sont exprimés comme suit [6]:

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} - \frac{L_{ms}}{2} - \frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} L_{s1} + L_{ms} - \frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} - L_{ms}/2 L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} - \frac{L_{ms}}{2} - \frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} L_{s2} + L_{ms} - \frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} - L_{ms}/2 L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} - \frac{L_{mr}}{2} - \frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} L_r + L_{mr} - \frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} - L_{mr}/2 L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$[M_{s1,s2}] = \begin{bmatrix} \cos \alpha & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$[M_{s1,r}] = L_{mr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_m + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_m + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_m) & \cos\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_m + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$[M_{s2,r}] = L_{mr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_2) & \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

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

- ✓ L_{s1} : l'inductance propre de la 1^{er} étoile.
- ✓ L_{s2} : l'inductance propre de la 2^{eme} étoile.
- ✓ L : l'inductance propre d'une phase du rotor.
- ✓ L : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statoriques.
- ✓ L : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.
- ✓ M : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

II.3.6 Equation mécanique :

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes [6]:

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = 1/j (c_{em} - c_r - kf\Omega_m) \quad (2.17)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \Omega_m \quad (2.18)$$

Avec :

- ✓ j: le moment d'inertie de la machine
- ✓ C: le couple résistant (couple de la charge)
- ✓ kf: le coefficient de frottement

II.3.7 Couple électromagnétique :

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

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_{s3}] \end{bmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta\theta_m} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

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

$[M_{s1,}]$ $[M_{s2,}]$ $[M_{r,1}]$ $[M_{s1,}]$ et $[M_{s2,}]$ dépendent de θ_m ce qui donne une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation

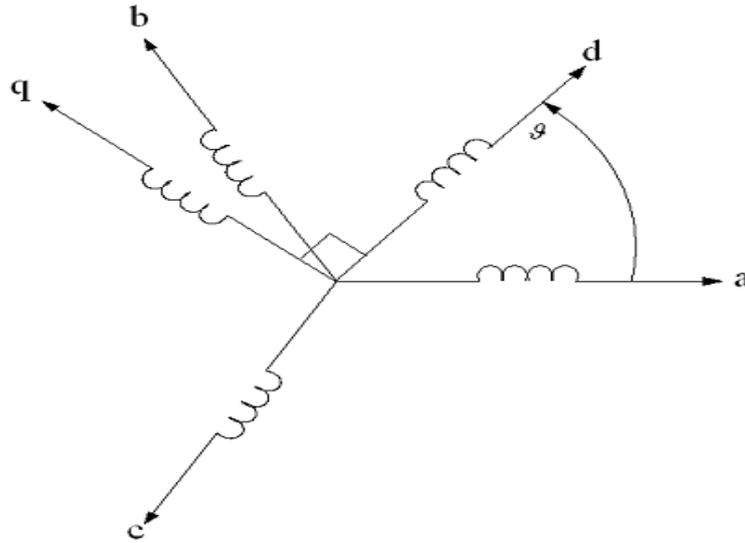
$$C_{em} = [I_{s1}]^t \frac{\delta}{\delta\theta_m} \{ [M_{s1,r}] [I_r] + [I_{s2}]^t \frac{\delta}{\delta\theta_m} \{ [M_{s2,r}] [I_r] \} \quad (2.20)$$

Les équations (1.4), (1.5), (1.6), (1.7), (1.8), (1.9), (1.17), (1.18) et (1.19), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

II.3.8 Modèle de Park :

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) a un système équivalent biphasé d'axes [d,q] créant la même force magnétomotrice. Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé au biphasé ou inversement[20].

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homo polaire peut être choisi orthogonal au plan [od, oq]. La figure.II.3 représente la transformation d'un système triphasé et un système biphasé.



(Fig. II.3) : Transformation de Park

$$[A_p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\vartheta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\vartheta) & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$[A_p^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & -\sin \vartheta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\vartheta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[G_{dqo}] = [A_p] [G_{abc}] \quad (2.23)$$

$$[G_{abc}] = [A_p^{-1}] [G_{dqo}] \quad (2.24)$$

Avec :

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

II.3.9 Application de la transformation de Park a la MASDE:

II.3.9.1 Equations des tensions :

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions (2.4), (2.5), et (2.6), on obtient [6] :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{\text{coor}}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d(\theta_{\text{coor}} - \alpha)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Pour le rotor :

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

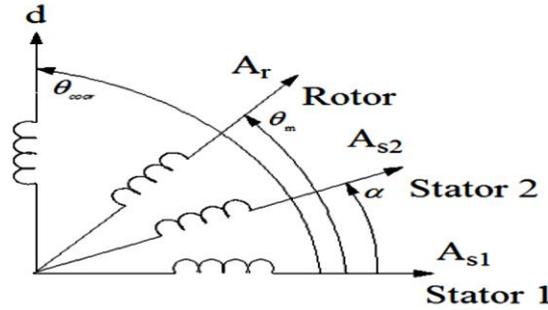
$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{\text{coor}}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Avec :

$\theta = \theta_{\text{coor}}$: L'angle constitué par les axes As1- d.

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

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



(Fig. II.4) : Représentation des axes en transformation de Park

Sous forme d'équations [21]:

$$\begin{aligned} V_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - w_{\text{coor}} \phi_{qs1} \\ V_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - w_{\text{coor}} \phi_{qs2} \\ V_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + w_{\text{coor}} \phi_{ds1} \\ V_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + w_{\text{coor}} \phi_{ds2} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (w_{\text{coor}} - w_r) \phi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (w_{\text{coor}} - w_r) \phi_{dr} \end{aligned} \quad (2.28)$$

II.3.9.2 Equations des flux :

Par l'application de transformation de Park sur les équations des tensions on applique cette transformation sur les équations des flux, on obtient [21] :

$$\begin{aligned}\phi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + 3/2 L_{ms}i_{ds1} + 3/2 L_{ms}i_{ds2} + 3/2 M_{sr}i_{dr} \\ \phi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + 3/2 L_{ms}i_{ds2} + 3/2 L_{ms}i_{ds1} + 3/2 M_{sr}i_{dr} \\ \phi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + 3/2 L_{ms}i_{qs1} + 3/2 L_{ms}i_{qs2} + 3/2 M_{sr}i_{qr}\end{aligned}\quad (2.29)$$

$$\phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + 3/2 L_{ms}i_{qs2} + 3/2 L_{ms}i_{qs1} + 3/2 M_{sr}i_{qr}$$

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + 3/2 L_{mr}i_{dr} + 3/2 L_{sr}i_{ds1} + 3/2 M_{sr}i_{ds2}$$

$$\phi_{qr} = L_{s2} i_{qr} + 3/2 L_{mr}i_{qr} + 3/2 L_{sr}i_{qs1} + 3/2 M_{sr}i_{qs2}$$

On a :

$$3/2 L_{ms} = 3/2 L_{mr} = 3/2 M_{sr} = L_m \quad (2.30)$$

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

Le système d'équations (2.30) est réécrit comme suit [21] :

$$\begin{aligned}\phi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{ds2} &= L_{s2} i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{qs2} &= L_{s2} i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})\end{aligned}\quad (2.31)$$

Avec :

$L_{s1} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 1.

$L_{s2} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 2.

$L_r + L_m$: l'inductance propre cyclique du rotor.

II.3.9.3 Equation mécanique :

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère [6].

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante [6].

$$P_{abs} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (2.32)$$

Ce qui donne :

$$P_{abs} = V_{as1} i_{as1} + V_{bs1} i_{bs1} + V_{cs1} i_{cs1} + V_{as2} i_{as2} + V_{bs2} i_{bs2} + V_{cs2} i_{cs2} \quad (2.33)$$

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

$$P_{abs} = V_{ds1} i_{ds1} + V_{qs1} i_{qs1} + V_{ds2} i_{ds2} + V_{qs2} i_{qs2} \quad (2.34)$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d'équations (2.35) par leurs expressions dans l'équation (2.30), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$P_{abs} = \underbrace{R_{s1} i_{ds1}^2 + R_{s1} i_{qs1}^2 + R_{s1} i_{ds2}^2 + R_{s1} i_{qs2}^2}_{\text{terme1}} + w_{\text{coor}} \left(\underbrace{\varphi_{ds1} i_{qs1} - \varphi_{qs1} i_{ds1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs2} i_{ds2}}_{\text{terme2}} \right) + \underbrace{\frac{d\varphi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} i_{qs2}}_{\text{terme3}} \quad (2.35)$$

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

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

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

$$P_{em} = \Omega_s C_{em} \quad (2.36)$$

Avec :

Ω_s : la vitesse de rotation mécanique du rotor ; C_{em} le couple électromagnétique développé.

On a dans l'expression de la puissance absorbée (2.34) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique:

$$P_{em} = w_{\text{coor}} (\varphi_{ds1} i_{qs1} - \varphi_{qs1} i_{ds1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs2} i_{ds2}) \quad (2.37)$$

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

$$C_{em} = p (\varphi_{ds1} i_{qs1} - \varphi_{qs1} i_{ds1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs2} i_{ds2}) \quad (2.38)$$

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

II.3.10 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) [20].

II.3.10.1 Référentiel lié au stator :

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($w_{\text{coor}} = 0$). 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 [6].

II.3.10.2 Référentiel lié au rotor :

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

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 [6].

II.3.10.3 Référentiel lié au champ tournant :

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

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 [23].

II.6.11 Modèle de la machine:

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant pour la modélisation et la commande de la MASDE. Dans ce cas, le modèle de la MASDE devient [22] :

$$\begin{aligned}
 V_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d}{dt} \phi_{ds1} - w_s \phi_{qs1} \\
 V_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d}{dt} \phi_{ds2} - w_s \phi_{qs2} \\
 V_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt} \phi_{qs1} - w_s \phi_{ds1} \\
 V_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt} \phi_{qs2} - w_s \phi_{ds2} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (w_s - w_r) \phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} - (w_s - w_r) \phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{2.39}$$

II.6.11.1 Mise sous forme d'équation d'état :

Le flux magnétisant ϕ_m est la somme des deux flux magnétisants direct ϕ_{md} et quadratique ϕ_{mq} , d' où [21]:

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (2.40)$$

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

$$\begin{aligned} \Phi_{md} &= L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{mq} &= L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{aligned} \quad (2.41)$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (1.40) dans le système d'équations (1.31), on obtient :

$$\begin{aligned} \Phi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + \Phi_{md} \\ \Phi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + \Phi_{mq} \\ \Phi_{ds2} &= L_{s2} i_{ds2} + \Phi_{md} \\ \Phi_{qs2} &= L_{s2} i_{qs2} + \Phi_{mq} \\ \Phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \Phi_{md} \\ \Phi_{qr} &= L_r i_{qr} + \Phi_{mq} \end{aligned} \quad (2.42)$$

A partir de l'équation (2.41) on tire:

$$\begin{aligned} I_{ds1} &= (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) / L_{s1} \\ I_{ds2} &= (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) / L_{s2} \\ I_{qs1} &= (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) / L_{s1} \\ I_{qs2} &= (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) / L_{s2} \\ I_{dr} &= (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) / L_r \\ I_{qr} &= (\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) / L_r \end{aligned} \quad (2.43)$$

En remplaçant les courants du système d'équations (2.42) par leur expression dans le système d'équations (2.38), on aura :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} &= v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + w_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} &= v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + w_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} &= v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) + w_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} &= v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) + w_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} &= -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + w_{gl} \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} &= -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) + w_{gl} \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (2.44)$$

Avec :

$$w_{gl} = w_s - w_r$$

A partir de l'équation (2.31), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}\phi_{md} &= L_a \left(\frac{\phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \phi_{mq} &= L_a \left(\frac{\phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{qr}}{L_r} \right)\end{aligned}\quad (2.45)$$

Où:

$$L_a = \frac{1}{\left(\frac{1}{L_{s1}}\right) + \left(\frac{1}{L_{s2}}\right) + \left(\frac{1}{L_r}\right) + \left(\frac{1}{L_m}\right)}\quad (2.46)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (2.31) dans (2.37), on obtient :

$$C_{em} = pL_m [(i_{qs1} + i_{qs2}) i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) i_{qr}]\quad (2.47)$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (2.29). On considère les flux rotorique suivants :

$$\begin{aligned}\phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})\end{aligned}\quad (2.48)$$

Les courants rotorique sont [22] :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{dr} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})]\quad (2.49)$$

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

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (2.48), on aura [10]:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \phi_{qr}]\quad (2.50)$$

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega\quad (2.51)$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants (ϕ_{md} , ϕ_{mq}) dans (2.45) et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations [22] :

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \phi_{ds1} &= V_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{ds1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \phi_{ds2} + w_s \phi_{qs1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} &= V_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{ds1} + \frac{R_{s2} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \phi_{ds2} + w_s \phi_{qs2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} &= V_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{qs1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \phi_{qs2} + w_s \phi_{ds1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} &= V_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{qs1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \phi_{qs1} + w_s \phi_{ds1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qr}\end{aligned}\quad (2.52)$$

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

En mettant le système d'équations (2.51) sous forme d'équations d'état [21] :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (2.53)$$

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

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

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

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & W_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & W_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -W_s & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_s}{L_rL_{s2}} \\ 0 & -W_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & W_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & W_{gl} & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

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

$T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}}$: Constante de temps statoriques de la deuxième étoile.

$T_{s1} = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

La matrice A être décomposée comme suit [21]:

$$A = [A11] + [A12] w_s + [A13] w_{gl} \quad (2.56)$$

Telle que :

$$A11 = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & W_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_s}{L_rL_{s2}} \\ 0 & -W_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & W_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

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

$$A12 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$A13 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

$$H = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ L_m & L_{s1} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{s2} + L_m & L_m & 0 & L_m \\ 0 & 0 & L_m & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & L_m & 0 & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

II.7 Simulation de la MASDE alimentée par le réseau électrique:

Pour la simulation il suffit d'implanter le modèle électrique de la machine asynchrone double étoiles sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales, équilibrées et exprimées comme suit :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} V_{as1} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_s t) \\ V_{bs1} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cs1} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.61)$$

Pour l'étoile 2 :

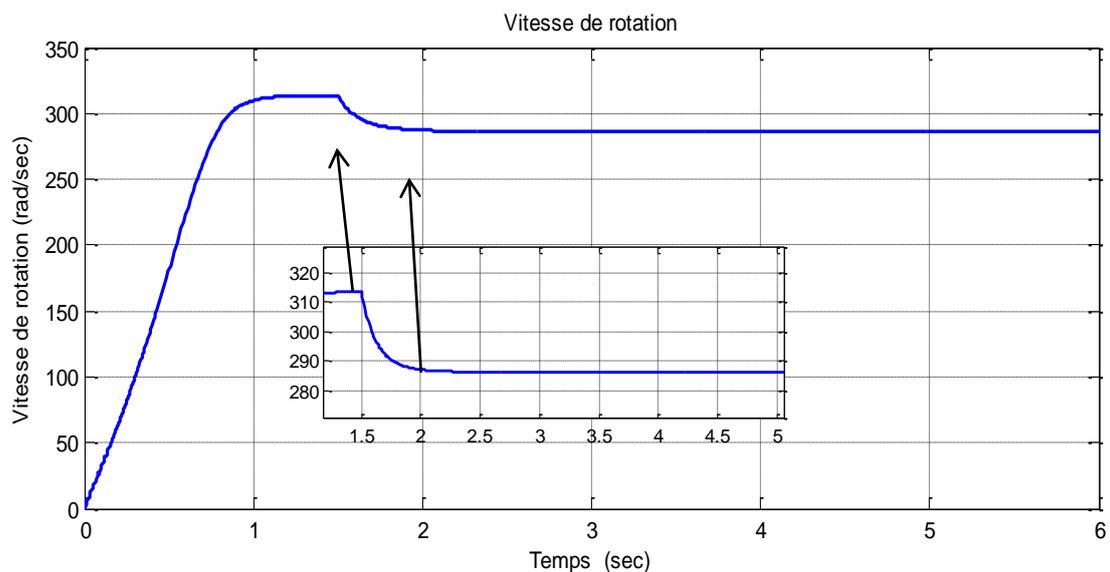
$$\begin{cases} V_{as2} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_s t - \alpha) \\ V_{bs2} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ V_{cs2} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \end{cases} \quad (2.62)$$

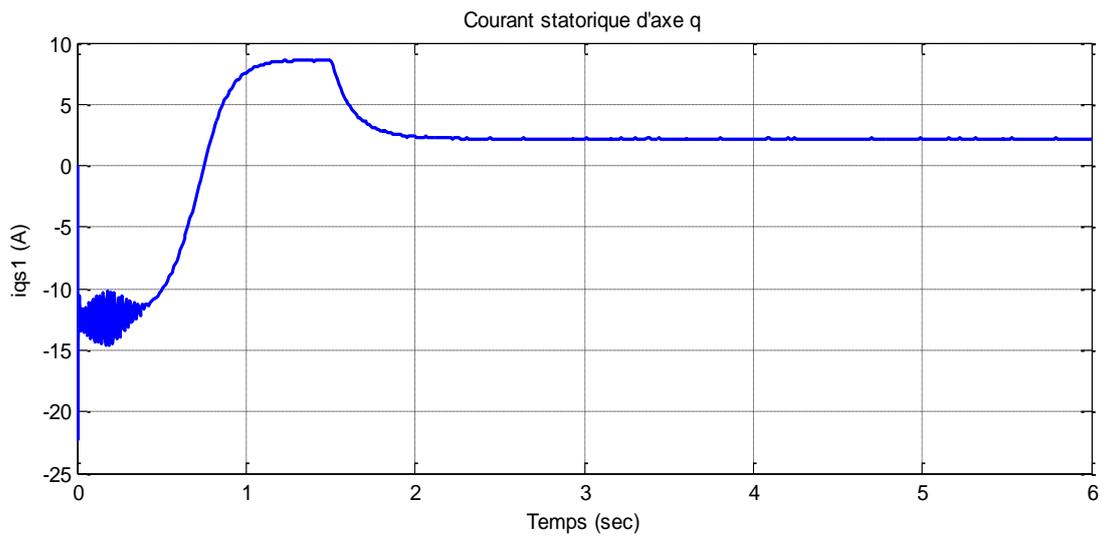
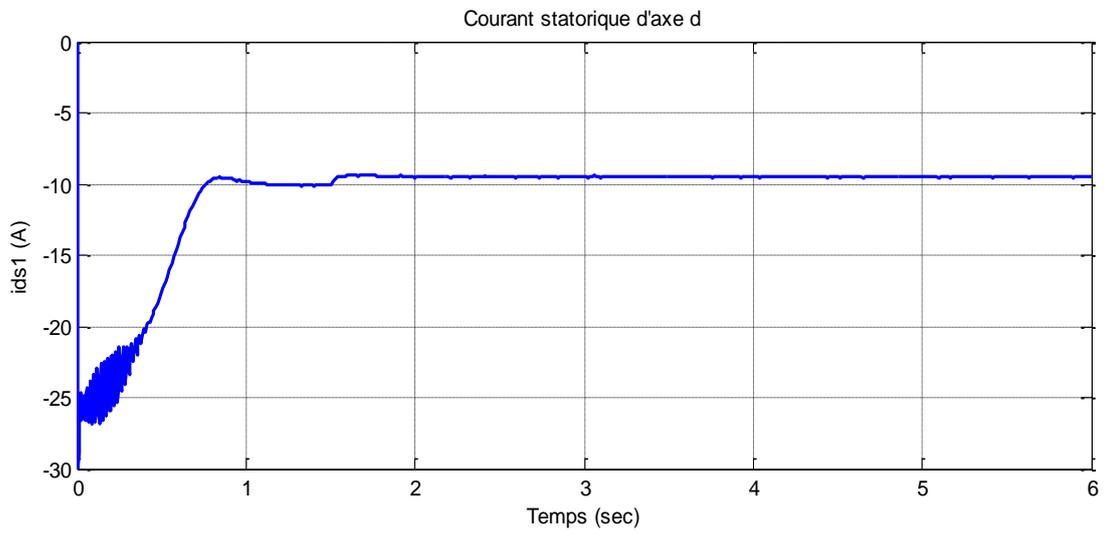
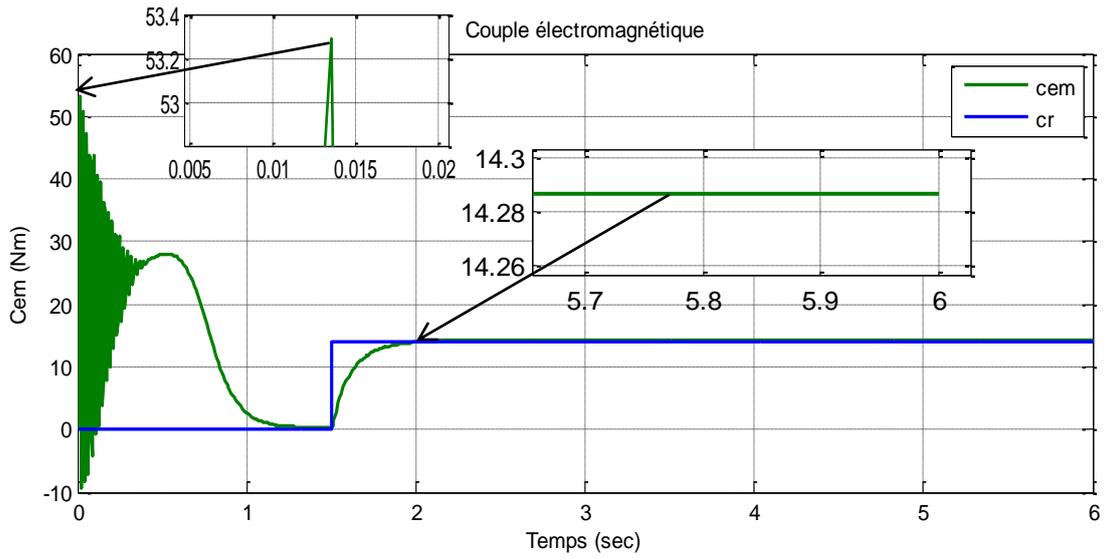
Avec :

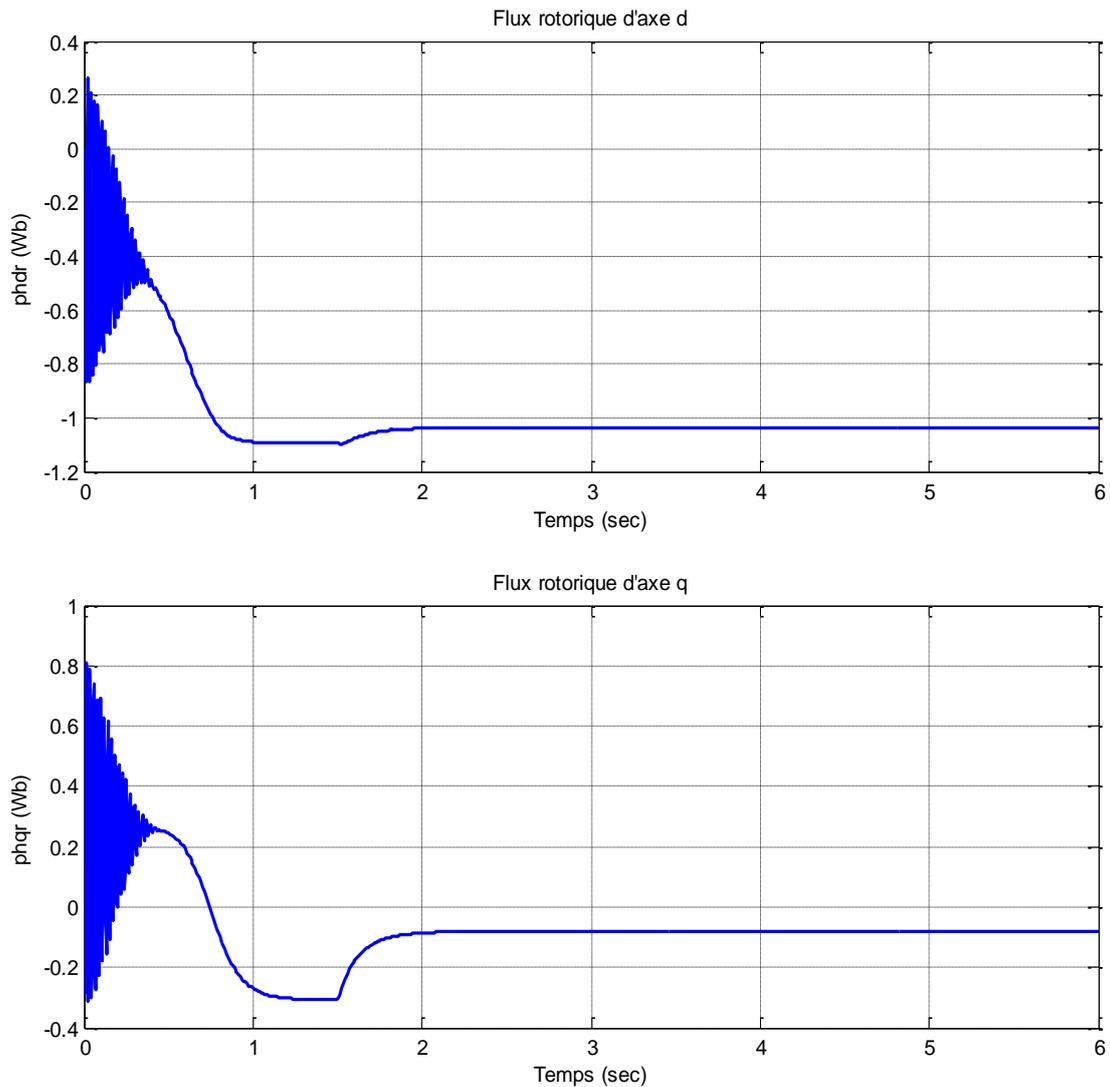
V_s : valeur efficace de tension ($V_s = 220V$).

ω_s : Pulsation d'alimentation ($\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f = 314 \text{ rad/s}$).

II.7.1 Résultats de simulation :







(Fig.II.5) : Performances de la MASDE avec la charge dans l'intervalle]1.5 ; 2[s.

II.7.2 Interprétation des résultats de la figure II.5 :

la machine asynchrone double étoile en fonctionnement en charge 14Nm $t \in]1.5, 2$ [s montrent que :

- La vitesse de rotation : la vitesse passe par un régime transitoire, puis se stabilise presque à la valeur de la vitesse de synchronisme 300rad/sec . Mais dans l'intervalle de temps $]1.5, 2$ [s en appliquons un couple résistant (charge) 14 Nm , la vitesse du rotation chute jusqu'à atteindre la valeur 287rad/sec .
- Le couple électromagnétique : au démarrage, et pendant le régime transitoire, on constate un pic de 53.3 Nm et des oscillations au niveau du couple électromagnétique qui disparaissent. Après ce régime le couple diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0.31 Nm qui correspond à la compensation des frottements. Mais dans l'intervalle de temps où on applique la charge de 14 Nm , le couple

électromagnétique compense le couple de charge et bien sûr les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de 14.28 Nm, après cet intervalle il revient à sa valeur minimale.

- Le flux ϕ_{hdr} a des oscillations dans la zone négative et se stabilise à la valeur de -1.15Wb, mais avec l'application de la charge le flux diminue de 1.15Wb à 1.05Wb en valeur absolue.
- Le flux ϕ_{hqr} a des oscillations presque dans la zone positive et tend vers une valeur nulle dans le régime établi, mais avec la présence de la charge on observe une augmentation de -0.3Wb à -0.1Wb.

II.8 Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à commande MLI :

II.8.1 Introduction :

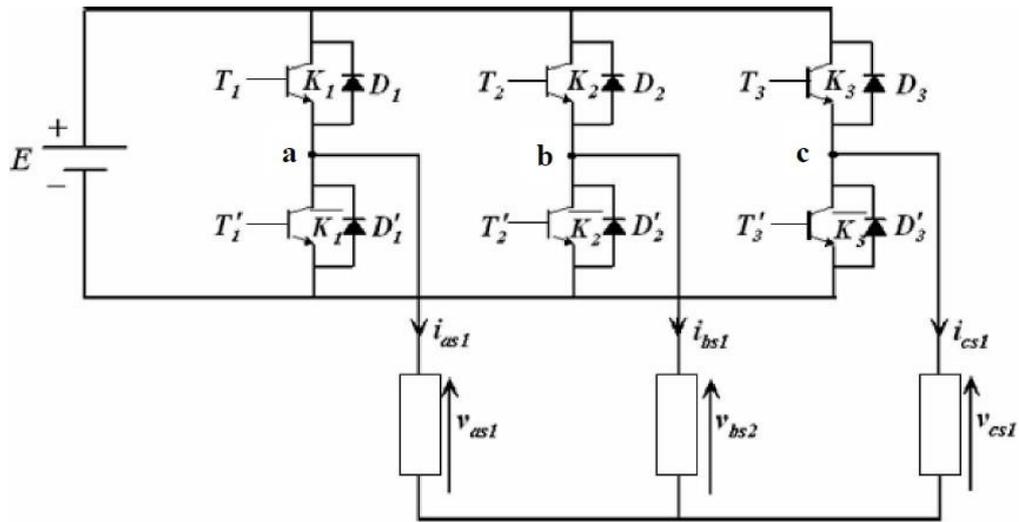
Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, soit au niveau des éléments semi-conducteurs, soit au niveau des convertisseurs statiques, permettent la réalisation d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables [20].

Le contrôle de vitesse le plus simple, dit en « $V/f = \text{constante}$ », permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage, c'est un contrôle scalaire [19].

L'onduleur de tension à MLI triphasée permet l'échange d'énergie entre une source de tension continue et une charge inductive triphasée (MASDE dans notre cas) et d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitude et fréquence variables [19].

II.8.2 Modélisation de l'onduleur de tension à MLI :

L'onduleur à MLI est constitué de trois segments, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage. Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS, ou bipolaire, des GTO, ou des IGBT associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité et la continuité du courant dans la machine à courant alternatif, une fois que les interrupteurs sont ouverts.

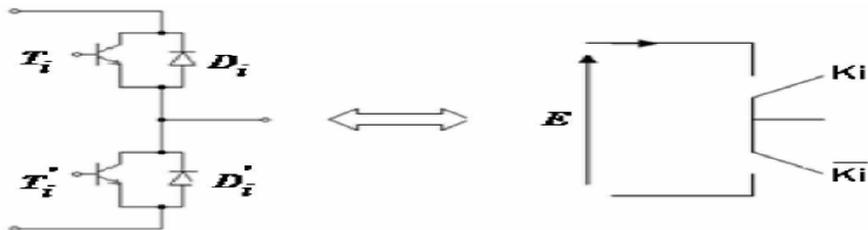


(Fig.II.6) : schéma de l'onduleur triphasé

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension.

Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (Fig.II.7).

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :



(Fig.II.7) : schéma d'un bras de l'onduleur

$$F_i = \begin{cases} +1 & \text{l'interrupteur } K_i \text{ est fermé (} K_i \text{ conduit, } \bar{K}_i \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{l'interrupteur } K_i \text{ est ouvert (} K_i \text{ bloqué, } \bar{K}_i \text{ conduit)} \end{cases}$$

Donc les tensions de ligne sont données comme suit :

$$U_{abs1} = V_{as1} - V_{bs1} = E(F_1 - F_2)$$

$$U_{bcs1} = V_{bs1} - V_{cs1} = E(F_2 - F_3)$$

$$U_{cas1} = V_{cs1} - V_{as1} = E(F_3 - F_1)$$

$$U_{abs2} = V_{as2} - V_{bs2} = E(F_4 - F_5)$$

$$U_{bcs2} = V_{bs2} - V_{cs2} = E(F_5 - F_6)$$

$$U_{cas2} = V_{cs2} - V_{as2} = E(F_6 - F_4)$$

On a le système de tension triphasés équilibrées, et d'après (2.62) on trouve :

$$V_{as1} = \frac{3}{2} (2F_1 - F_2 - F_3)$$

$$V_{bs1} = \frac{3}{2} (2F_2 - F_1 - F_3)$$

$$V_{cs1} = \frac{3}{2} (2F_3 - F_1 - F_2)$$

De la même manière on trouve :

$$V_{as2} = \frac{3}{2} (2F_4 - F_5 - F_6)$$

$$V_{bs2} = \frac{3}{2} (2F_5 - F_4 - F_6)$$

$$V_{cs2} = \frac{3}{2} (2F_6 - F_4 - F_5)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_4 \\ F_5 \\ F_6 \end{bmatrix}$$

II.8.3 Stratégie de commande sinus-triangle :

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [10].

La technique MLI de type triangulo-sinusoïdale consiste à générer les six tensions de sortie de fréquence f_r à un signal triangulaire appelé porteuse de fréquence f_p élevée par rapport à la fréquence f_r . Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres à savoir l'indice de modulation m et le taux de réglage r .

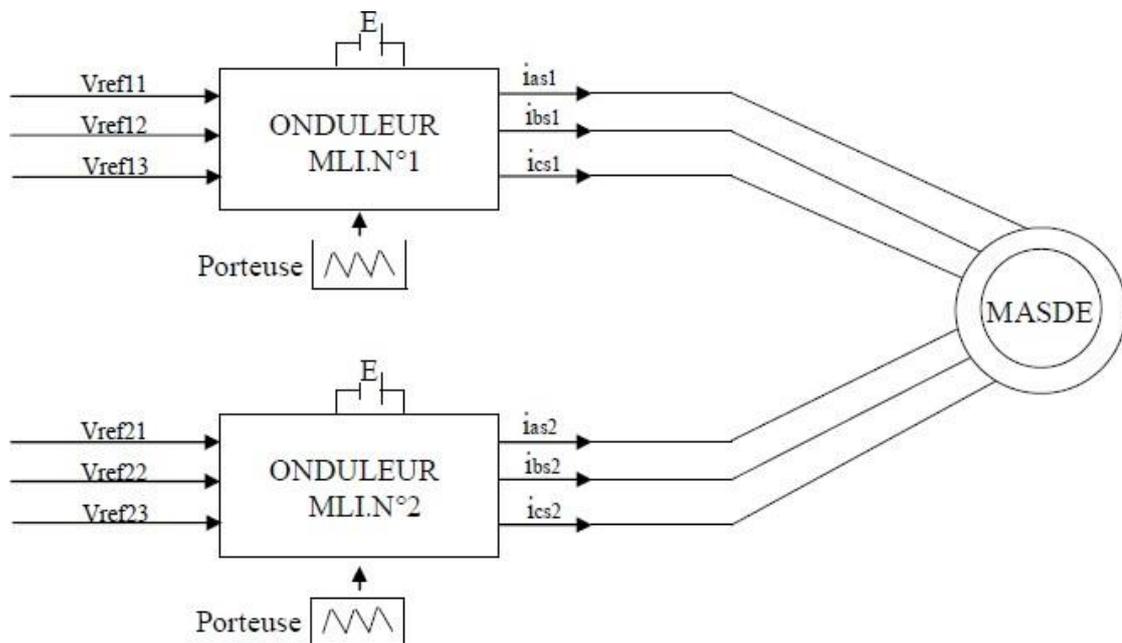
On définit l'indice de modulation m comme étant le rapport de fréquence f_p à la fréquence f_r de la tension de la référence, et le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse définis par [20] :

$$U_p(t) = \begin{cases} \frac{4t}{T_p}(4n+1)si & t \in \left[nT_p, \frac{n+1}{2}T_p \right] \\ -\frac{4t}{T_p}(4n+1)si & t \in \left[\frac{n+1}{2}T_p, (n+1)T_p \right] \end{cases}$$

Où T_p représente la période du signal de la porteuse $U_p(t)$.

II.8.4 Association de la MASDE par deux onduleurs de tension à commande MLI :

La Figure.II.8 représente l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI, les tensions de référence sont purement sinusoïdales.



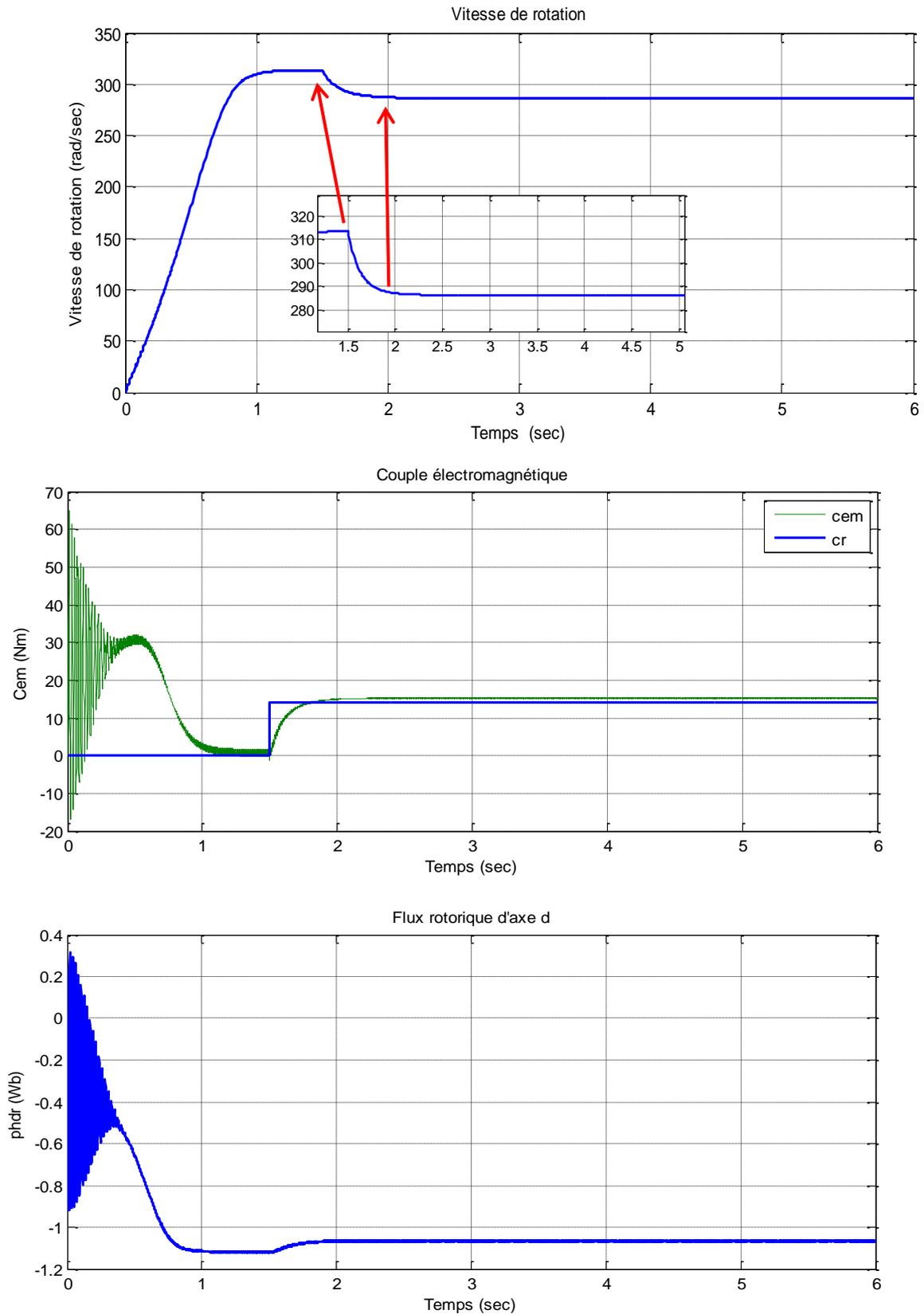
(Fig.II.8) : Association MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I

II.8.5 Résultats de simulation :

La figure.II.9 représente les performances du comportement de la machine asynchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs à deux niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires ($m=50$, $r=0.8$) avec l'application d'un couple de charge ($Cr=14$ N.m) à l'instant $t=1.5$ s.

On remarque que les résultats obtenus sont approximativement similaires avec ceux obtenus par l'alimentation directe (Figure.II.5). Cependant, ces allures et en particulier celles du couple électromagnétique, des courants statoriques, montrent que cette technique engendre des ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par les onduleurs, qui se répercutent essentiellement sur le couple électromagnétique. Les flux rotoriques en quadrature et directe sont

directement affectés ce qui montre qu'il y a un fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et avec les flux rotoriques d'autre part.



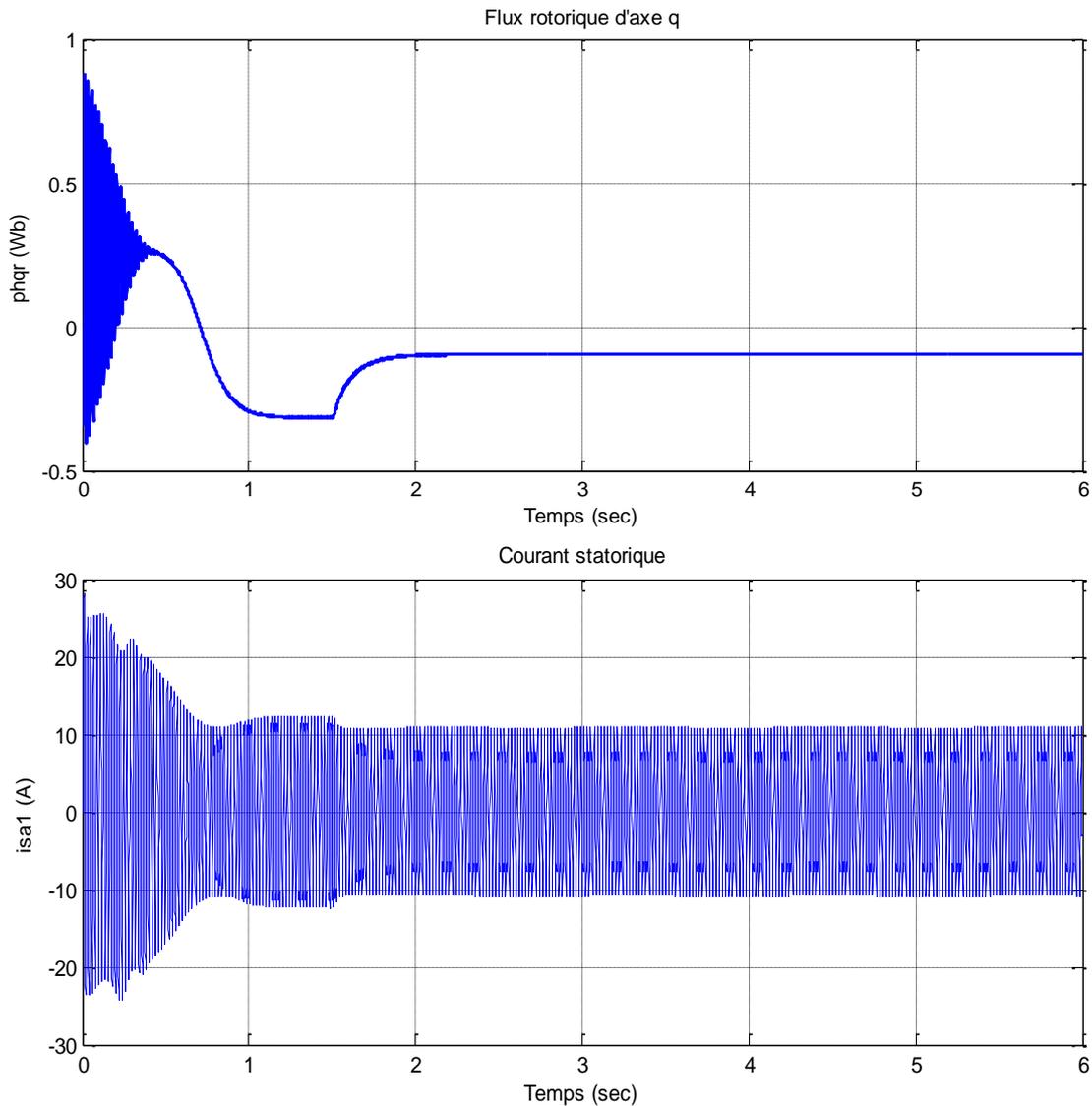


Fig.II.9 : Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension commandés par la stratégie triangulo – sinusoïdale avec application d'un couple résistant à l'instant $t=1.5s$ ($Cr=14N.m$).

II.9 Conclusion :

Ce chapitre a fait l'objet de l'établissement d'un modèle mathématique de la MASDE basé sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices.

L'étude des caractéristiques de la MASDE alimentée directement par des sources sinusoïdales, puis par des onduleurs de tension à deux niveaux à commande MLI en charge a été accomplie.

L'insertion de la charge engendre une variation de la vitesse (diminution en fonctionnement moteur) et montre le fort couplage qui existe entre les deux axes (d q) ce qui rend le contrôle séparé très difficile. Pour remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la technique de la commande vectorielle par l'orientation du flux rotorique qui permet un découplage du système et facilite le réglage indépendant de chaque axe.

Chapitre III

Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile

Chapitre III :

III.1 Introduction

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blascke en 1972 [24]. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en microélectronique. En effet, elle nécessite des calculs de la transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique [25].

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

III.2 Principe de la commande

Le principe de la commande vectorielle (ou commande par flux orienté) consiste à orienter une des composantes de flux statorique, rotorique ou de l'entrefer sur un axe du référentiel tournant à la vitesse ω_s . Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone est la principale caractéristique de la commande vectorielle conduisant aux hautes performances industrielles des entraînements asynchrones (machine de papeterie, laminoirs, traction électrique etc.) supportant les perturbations de la charge [26] [27].

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

- ✓ Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre.
- ✓ Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire.

En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit I_a contrôle le couple et le courant inducteur I_f contrôle le flux. L'expression du couple électromagnétique de la MCC est donné par:

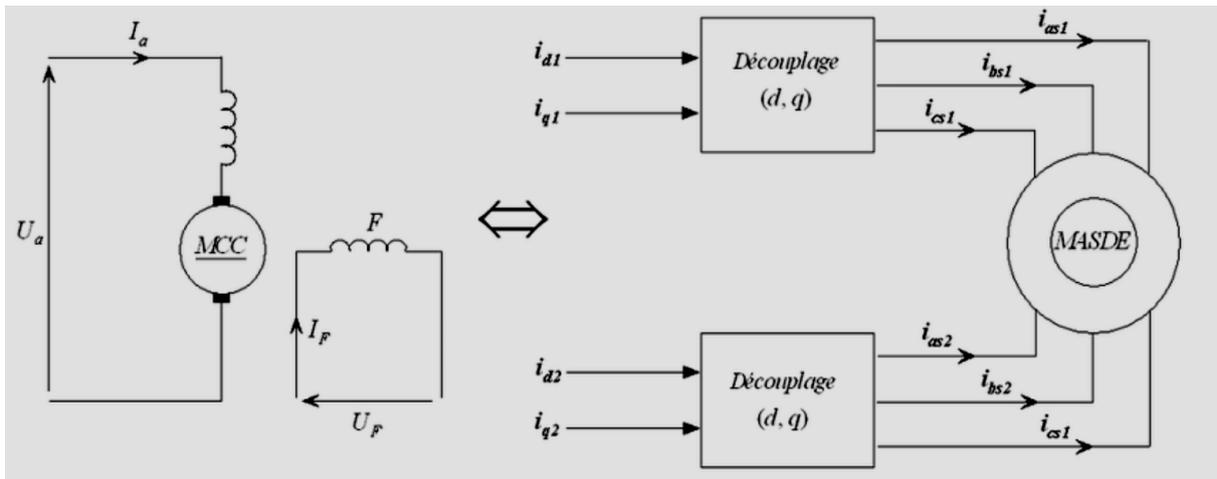
$$C_{em} = K\phi I_a = K' I_a I_f \quad (3.1)$$

Avec :

ϕ : flux imposé par le courant d'excitation

I_f ; I_a : courant d'induit ;

K, K' : constantes



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

Pour la machine asynchrone à double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Pour cela, il faut choisir une loi de commande et un système d'axes assurant le découplage du flux et du couple.

Sachant que l'expression du couple électromagnétique (3.2) est en fonction des courants statoriques et de flux rotorique, si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} 1[(i_{q1} + i_{q2})\Phi_r] = K'' \Phi_r i_q \quad (3.2)$$

Avec:

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

D'après l'équation (3.2), on constate que l'expression du couple de la MASDE est analogue à celle de la MCC à excitation séparée, donc le couple et le flux de la MASDE sont contrôlables séparément.

Néanmoins, si le principe est naturellement appliqué pour la MCC, ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif et en particulier la MASDE. Car, le contrôle par flux orienté de ces dernières est une commande par orientation de ces deux grandeurs [28].

III.3 Choix d'orientation du flux

La modélisation de la MASDE (chapitre II) est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant $\leq d, q \geq$, de ce fait les choix concernant l'alimentation et le

repère ont été accomplis. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles [29] :

- Flux rotorique:

$$\phi_{dr} = \phi_{qr} = 0 \quad (3.3)$$

- Flux statorique

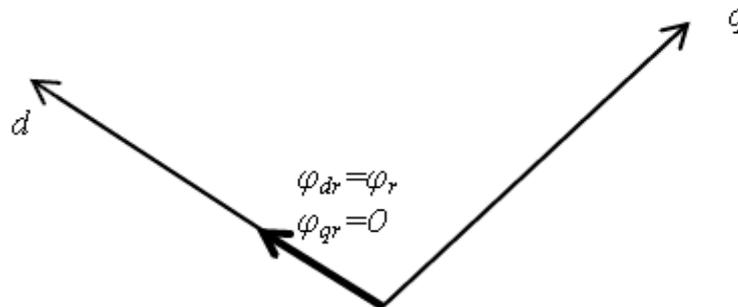
$$\phi_{ds} = \phi_{qs} = 0 \quad (3.4)$$

- Flux d'entrefer

$$\phi_{dg} = \phi_{qg} = 0 \quad (3.5)$$

III.3.1 Commande vectorielle avec orientation du flux rotorique

Dans ce travail, nous traitons seulement la méthode de commande par orientation du flux rotorique c.à.d. $\phi_{dr} = \phi_r$ et $\phi_{qr} = 0$ car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques [30] [31].



(Fig. III.2): Orientation du flux rotorique sur l'axe d .

Avec la commande vectorielle d'orientation du flux rotorique suivant d'axe « d » et grâce à la transformée de PARK, on obtient un modèle similaire à la machine à courant continu (MCC) à excitation séparée, ainsi on aura la forme du couple électromagnétique suivante:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} \phi_r (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (3.6)$$

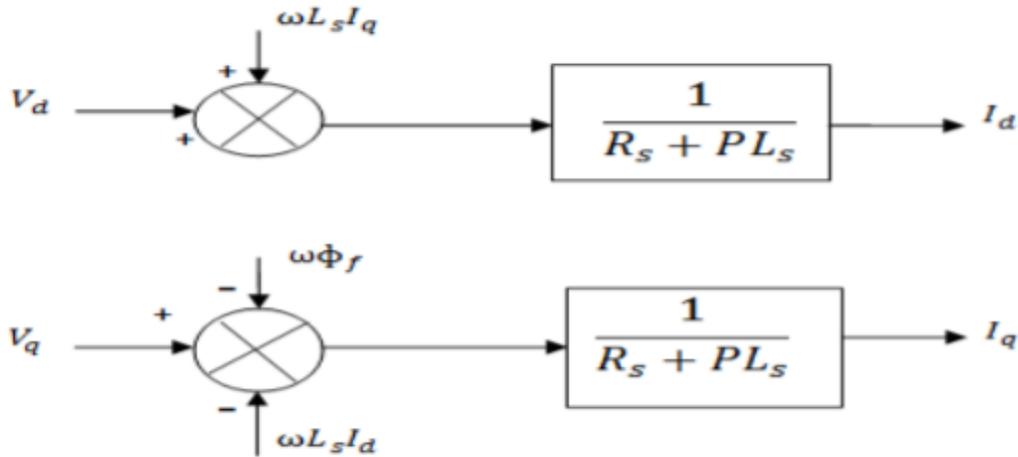
D'après l'expression de l'équation (3.6), nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu à excitation séparée.

III.3 Découplage

Le modèle de la machine asynchrone double étoile dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires $\omega_r I_q$, $\omega_r I_d$ et $I_d I_q$ [11].

$$\begin{cases} V_d = \left(L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d \right) - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (3.7)$$

La figure (III.4) représente le couplage entre les axes d et q



(Fig.III.3):Description du couplage

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation, cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

III.3.1 Découplage par compensation

La compensation donc, a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande F_{emd} , F_{emq} telle que :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - F_{emd} \\ V_q = V_{q1} + F_{emq} \end{cases} \quad (3.8)$$

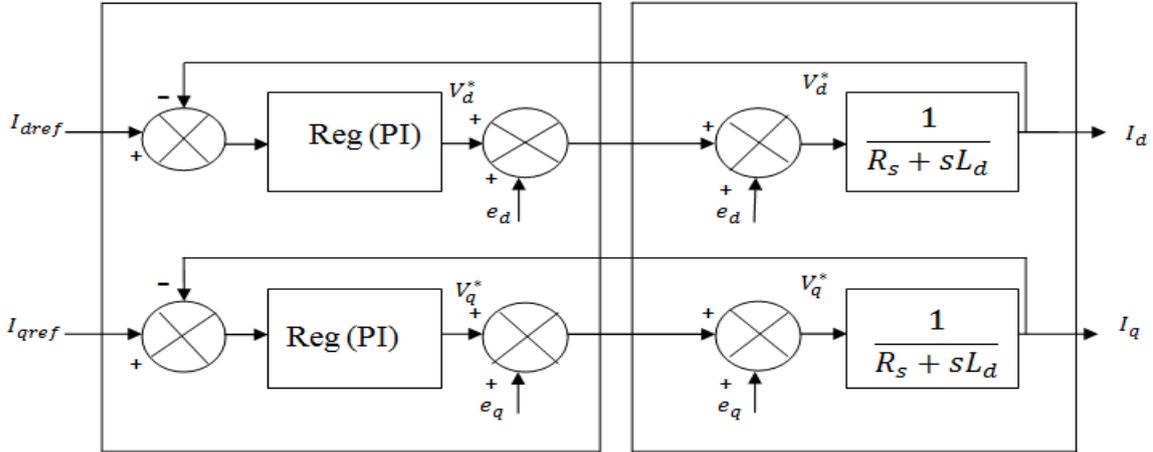
Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d \\ V_{q1} = L_q \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q \end{cases} \text{ et } \begin{cases} F_{emd} = \omega_r L_q I_q \\ F_{emq} = \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (3.9)$$

Alors :

$$\begin{cases} \frac{I_d}{V_{d1}} = \frac{1}{R_s + sL_d} \\ \frac{I_q}{V_{q1}} = \frac{1}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (3.10)$$

Le schéma suivant représente le découplage par compensation



(Fig.III.4):Découplage par compensation

III.4. Bloc de défluxage

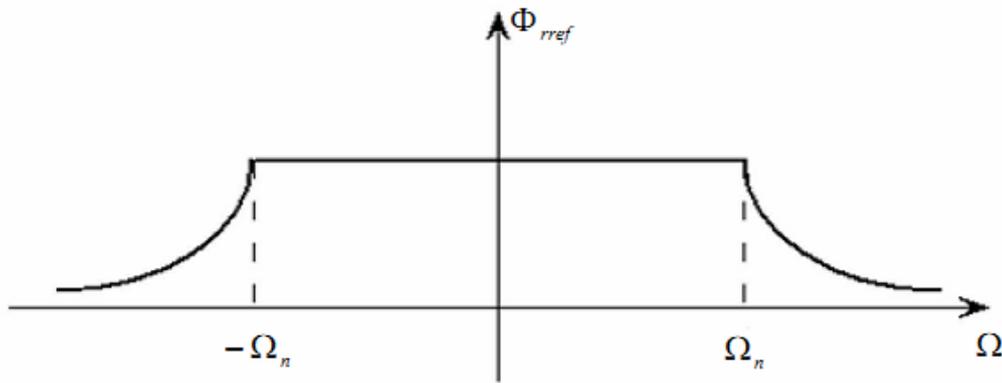
Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale ϕ_r^n pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine Ω_m^n . Pour des vitesses supérieures le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

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

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_r^n & \text{si } \Omega_m \leq \Omega_m^n \\ \frac{\Omega_m^n}{\Omega_m} \phi_r^n & \text{si } \Omega_m > \Omega_m^n \end{cases} \quad (3.11)$$

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

$$C_{em}^* = \begin{cases} C_{em}^* \text{ cal} & \text{si } C_{em}^* \text{ cal} \leq C_{em}^{\max} \\ C_{em}^{\max} \text{ sign}(C_{em}^* \text{ cal}) & \text{si } C_{em}^* \text{ cal} > C_{em}^{\max} \end{cases} \quad (3.12)$$



(Fig.III.5): Schéma Bloc de défluxage

III.5. Différentes méthodes de la commande vectorielle

Il existe deux types de la commande vectorielle [32] :

- ✓ Méthode de la commande indirecte.
- ✓ Méthode de la commande directe.

III.5.1.Méthode indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position, elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique, mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor [33].

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 [33].

III.5.1.2 Identification des paramètres des régulateurs PI

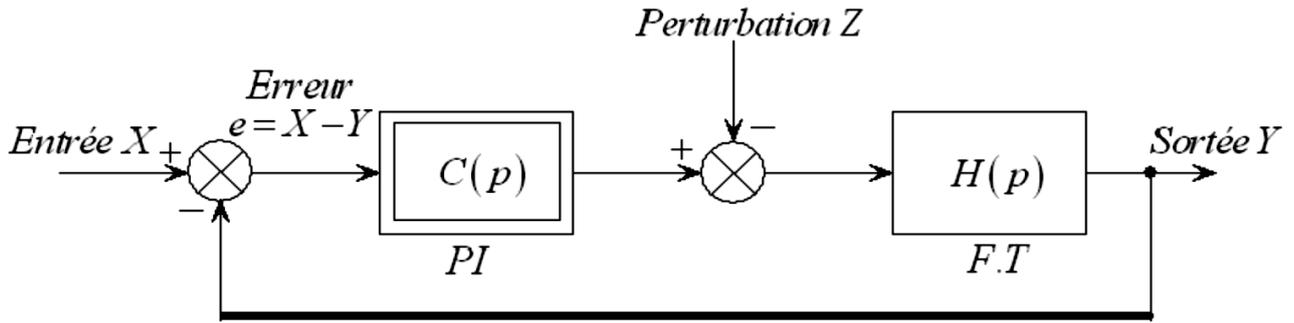
L'identification des paramètres des régulateurs PI des systèmes dont la fonction de transfert est du premier ordre, telle que [20],

$$H(p) = \frac{1}{ap + b} \quad (3.13)$$

Se fait d'une manière générale comme suit:

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (3.14)$$

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un PI est donné par la figure.III.6



(Fig.III.6): Schéma d'un système asservi du premier ordre régulé par un PI

La perturbation est généralement négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs. La fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi est :

$$T(p) = C(p)H(p) = \frac{K_p P + K_i}{aP^2 + bp} \quad (3.15)$$

En boucle fermée, on obtient :

$$T(p) = \frac{T(p)}{1 + T(p)} = \frac{K_p P + K_i}{aP^2 + (b + K_p) + bp} \quad (3.16)$$

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

$$G(p) = \frac{1}{\tau p + 1} \quad (3.17)$$

Il suffit d'identifier (3.16) à (3.17) comme suit :

$$\frac{K_p P + K_i}{aP^2 + (b + K_p) + p + K_i} = \frac{1}{\tau p + 1} \quad (3.18)$$

Ce qui donne :

$$K_p \tau p^2 + (K_i \tau + K_p) p + K_i = a p^2 + (b + K_p) p + K_i \quad (3.19)$$

D'où :

$$K_p = a/\tau K_i = b/\tau \quad (3.20)$$

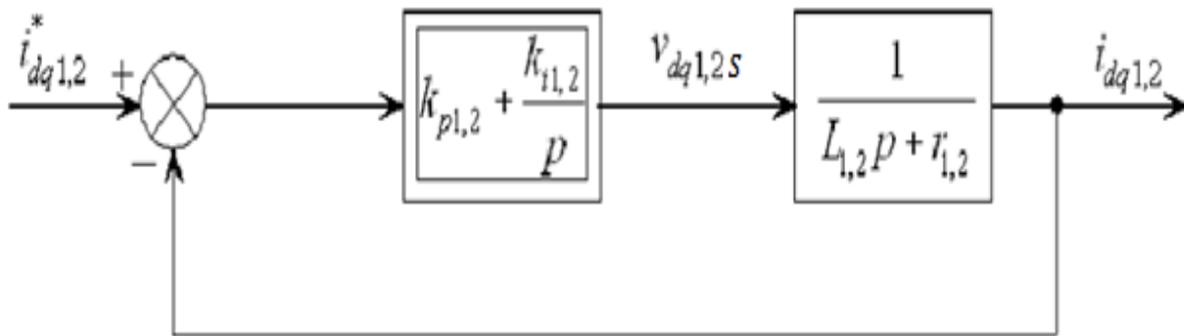
III.5.1.1 Régulation des courants statoriques

Pour la réalisation d'une commande vectorielle de la MASDE et réglage des courants I_{ds} et I_{qs} , la vitesse et le flux, il faut utiliser des régulateurs Proportionnels Intégrales (PI), à cause des

avantages qu'ils apportent (rapidité, simplicité, autorisant la fréquence du MLI, etc...) et qu'il assure une erreur nulle grâce à l'action d'intégration.

Les régulateurs de courants ont pour but d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes [6].

La figure III.9 représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques (étoiles 1 et 2)



(Fig.III.7): Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques

Avec:

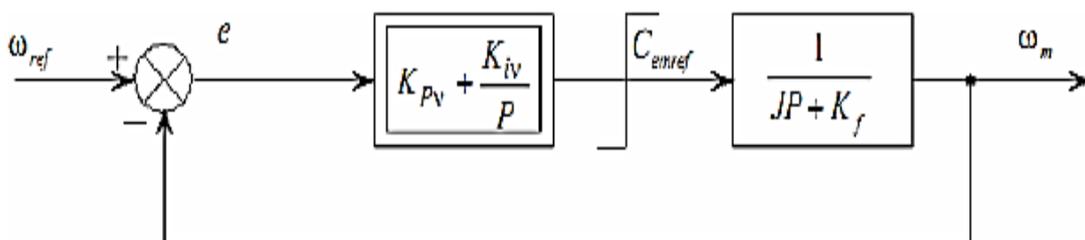
$$K_{p1} = L_1/\tau \text{ et } K_{p2} = L_2/\tau \tag{3.21}$$

$$K_{i1} = r_1/\tau \text{ et } K_{i2} = r_2/\tau$$

On prend $\tau = \tau_r/6$ pour avoir une dynamique du processus rapide, avec $\tau = L_r/r_r$ est constante de temps électrique (rotorique) du système.

III.5.1.3 Régulation de la vitesse rotorique

Le schéma de la boucle de régulation de vitesse est donné par la figure (III.8):



(Fig.III.8): Boucle de régulation de vitesse

L'identification nous donne :

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{J}{\tau} \\ K_{iv} = \frac{K_f}{\tau} \end{cases} \quad (3.22)$$

On prend : $\tau = \tau_r$

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

$$C_{emref}(\text{lim}) = \begin{cases} C_{em} \text{Si} |C_{em}| \leq C_{emmax} \\ C_{emmax} \text{sign}(C_{emref}) \text{Si} |C_{emref}| \geq C_{emmax} \end{cases} \quad (3.23)$$

III.5.2 Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement [34].

Pour cela deux procédés sont utilisés :

- ✓ La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur, l'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles. [22]
- ✓ L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [22].

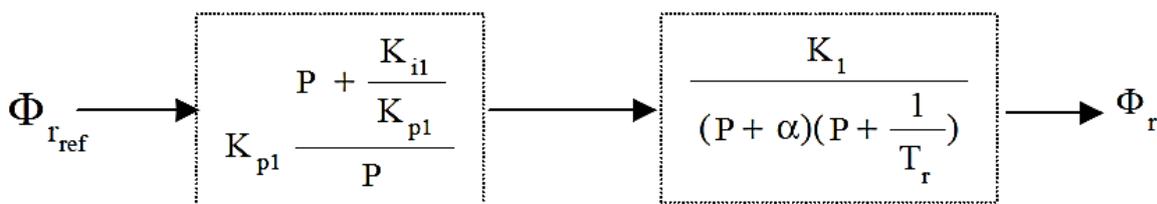
III.5.2.1. Régulation de flux rotorique

$$\Phi_r = \frac{K_1}{(p+\alpha) + (p + \frac{1}{T_r})} V_{ds1} \quad (3.24)$$

Avec $K_1 = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r}$ et $\alpha = \frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 2^{ème} ordre. Utilisant donc un régulateur proportionnel-intégral classique de type: $PI(p) = K_p + \frac{K_i}{p}$

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure.III.9 :



(Fig.III.9):Schémas en boucle ouverte

Comptons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert du régulateur, soit $P + \frac{1}{T_r}$ par $+\frac{K_{i1}}{K_{p1}}$, ce qui se traduit par la condition: $\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \frac{1}{T_r}$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BO(P) = \frac{K_{p1}K_1}{P(P+\alpha)} \quad (3.25)$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est la suivante :

$$1 + \frac{\alpha}{K_{p1}K_1}P + \frac{P^2}{K_{p1}K_1}$$

Que nous cherchons à identifier à la forme canonique du 2^{ème} ordre. Nous avons donc à résoudre le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{1}{K_{p1}K_1} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{\alpha}{K_{p1}K_1} = \frac{2\zeta_1}{\omega_n} \end{cases}$$

Le gain K_{p1} est donné par :

$$K_{p1} = \frac{\alpha}{K_1(2\zeta_1)^2} \quad (3.26)$$

L'équation 3.12 permet de déduire le K_{i1} :

$$K_{i1} = \frac{1}{T_r} K_{p1} \quad (3.27)$$

III.5.2.2 Estimation du flux rotorique

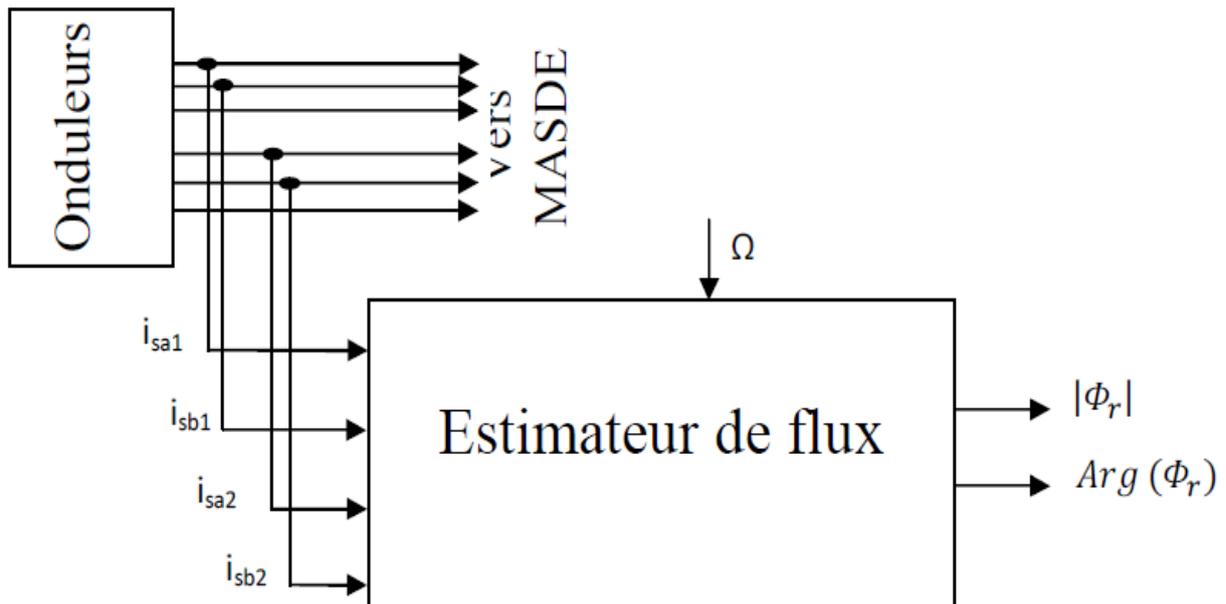
La commande vectorielle directe nécessite une bonne connaissance du module du flux rotorique et sa position [35]. Actuellement, les techniques récentes et les plus utilisées dans ce mode de contrôle sont la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur ou l'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques, qui se basent sur le modèle dynamique du flux rotorique, qui est implanté à partir des mesures de courants statoriques I_{ds1} , I_{qs1} , I_{ds2} et I_{qs2} et de la pulsation du glissement [6] [36] [30].

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

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{drest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) + \omega_{glref} \varphi_{qrest} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_{drest} \\ \frac{d\varphi_{qrest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) + \omega_{glref} \varphi_{drest} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_{qrest} \end{cases} \quad (3.28)$$

Le module de flux rotorique est calculé par:

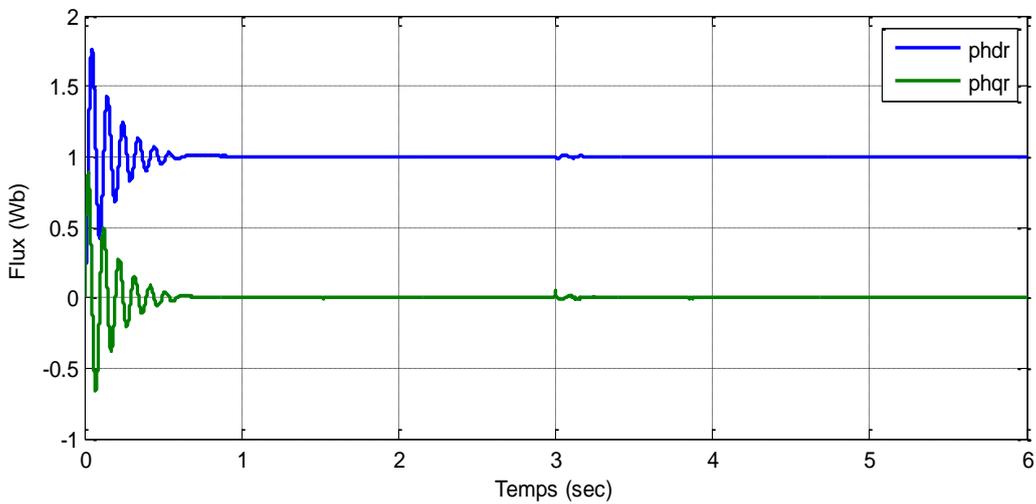
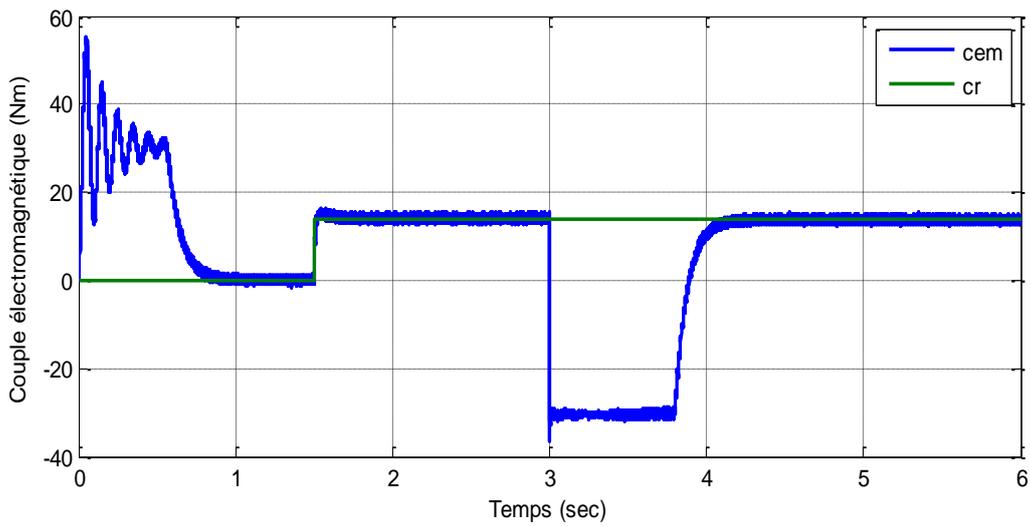
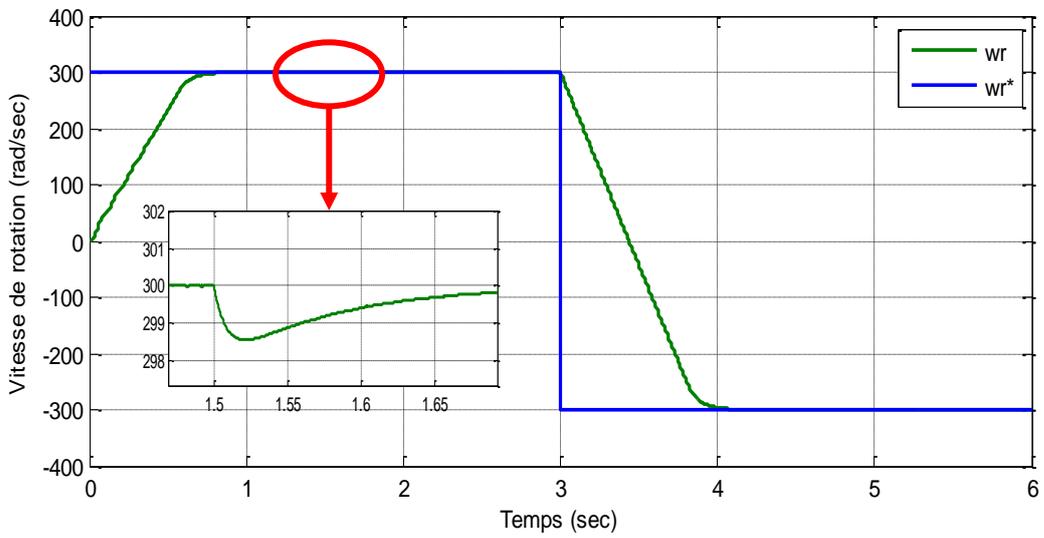
$$\varphi_{rest} = \sqrt{\varphi_{drest}^2 + \varphi_{qrest}^2} \quad (3.29)$$

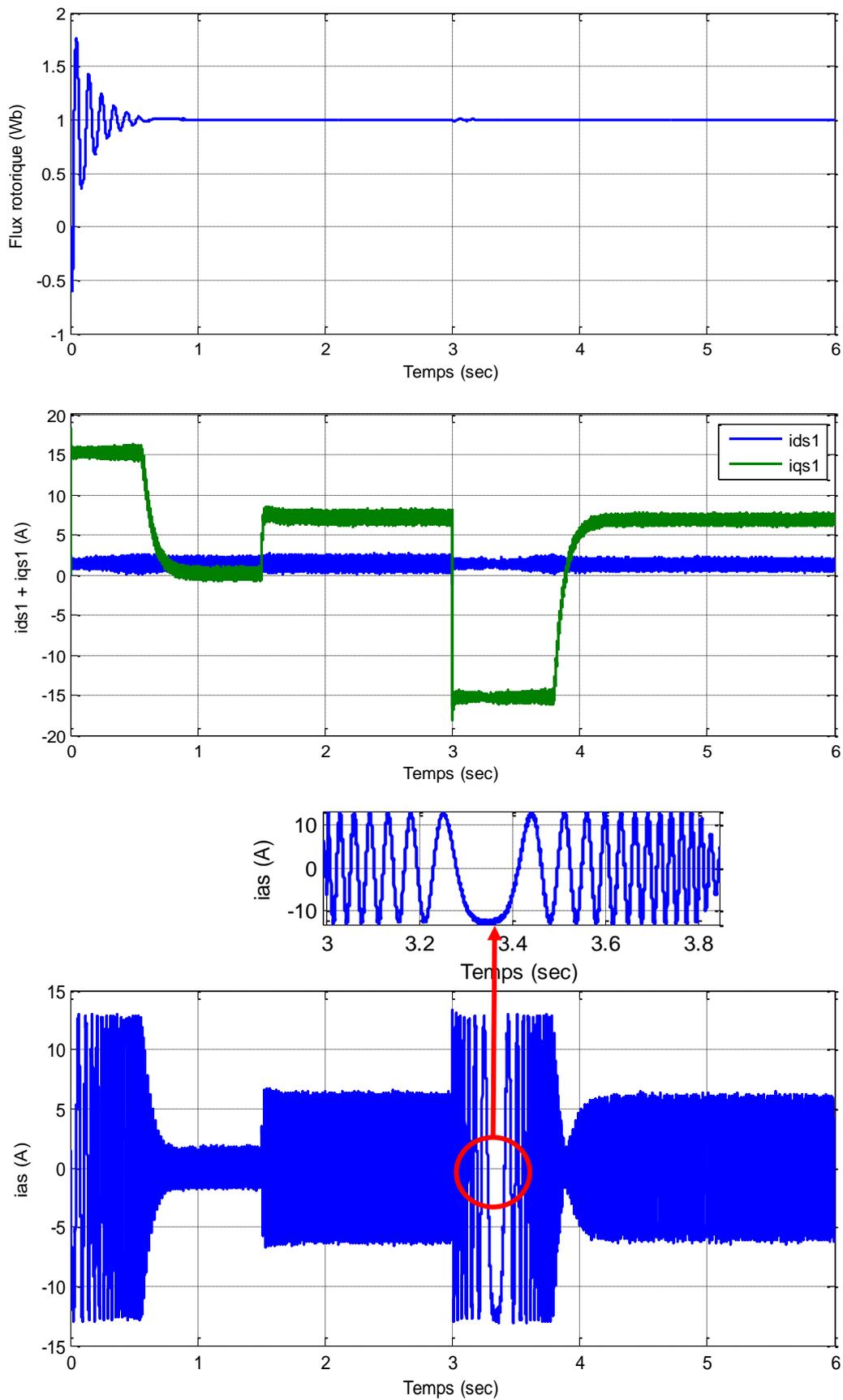


(Fig.III.10): Estimateur du flux rotorique

III.10. Application de la commande vectorielle indirecte

III.10.1 Résultat de simulation





(Fig.III.11): Résultat de simulation de la commande vectorielle de la MASDE par la méthode indirecte

III.10.2 Interprétation des résultats

La figure.III.11 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte, cette évolution a été visualisée pour un échelon de vitesse de 300 rd/s. Pour cet échelon, on applique une perturbation de charge ($C_r = 14 \text{ N.m}$) entre 1.5s et 2s avec une inversion de sens de rotation à $t = 3s$.

Cette dernière montre que:

- ✓ La vitesse atteint la valeur de référence avec un temps de réponse 0.78s, après l'application de la charge à $t=1.5s$ on observe une perturbation de 298.5 rad/s, puis elle répond à sa valeur de référence après un temps de réponse de 0.25s, pendant l'inversion de la vitesse (de 300 à -300 rad/s) à l'instant $t = 2s$, les résultats obtenus montrent clairement que : la vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 1s.
- ✓ Le couple électromagnétique C_{em} atteint la valeur maximale de 55.5N.m à $t = 0.050s$. Par suite, au début du régime permanent (à $t = 0.8s$), il se stabilise à une valeur proche de 0 N.m due aux frottements.
- ✓ Les flux rotoriques progressent d'une manière analogue à celle du couple électromagnétique pendant le régime transitoire, toutefois ils se stabilisent et évoluent selon leurs consignes durant le régime permanent.
- ✓ Le courant statorique $i_{as}(A)$ atteint la valeur maximale au démarrage, et puis durant le régime permanent il évolue d'une façon très proche de la sinusoïde.
- ✓ Le courant en quadrature $i_{qs1}(A)$ varie d'une manière identique à celle du couple électromagnétique, il atteint approximativement 15A pendant le régime transitoire, et il se stabilise à 0 en régime permanent.

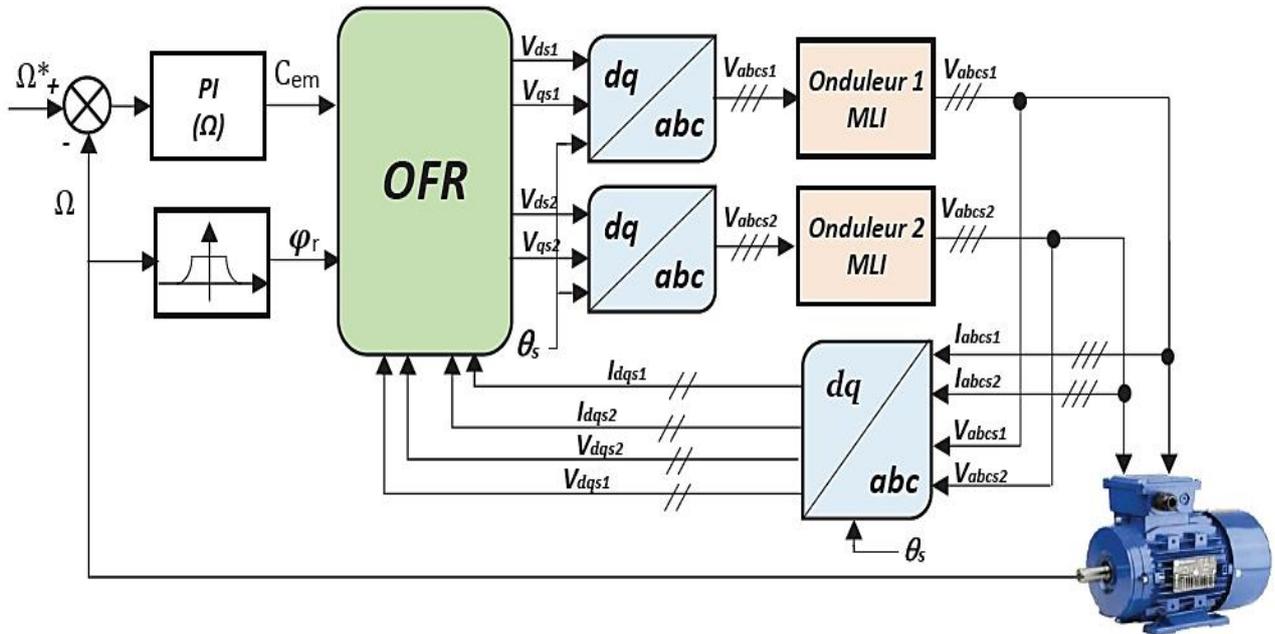
L'application de la charge $C_r = 14\text{N.m}$ (fonctionnement moteur) pendant l'intervalle de temps $t = [1.5, 2] \text{ s}$ engendre des augmentations aux niveaux, du couple électromagnétique, des courants statoriques, qui se stabilisent respectivement à $C_{em} = 14 \text{ N.m}$, $i_{as} = 6.5\text{A}$, $i_{qs1} = 8\text{A}$. Pour la vitesse, l'application de la charge engendre une faible atténuation durant un court temps puis elle reprend sa valeur de référence. Les deux flux rotoriques d'axe d et q suivent les valeurs imposées en régime totalement établi et indépendamment de la charge appliquée. On dit alors que le découplage est parfait.

Pendant l'inversion de la vitesse (de 300 à -300 rad/s) à l'instant $t = 3s$, les résultats obtenus montrent clairement que : la vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de

1s, des diminutions au niveau du couple électromagnétique et du courant en quadrature, qui s'établissent à -14N.m et à -15A .

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été développée pour supprimer le couplage interne de la machine. Cependant, bien qu'elle donne des performances élevées à la machine asynchrone, le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénient, le plus important est:

- ✓ Faible robustesse vis-à-vis les variations paramétriques.

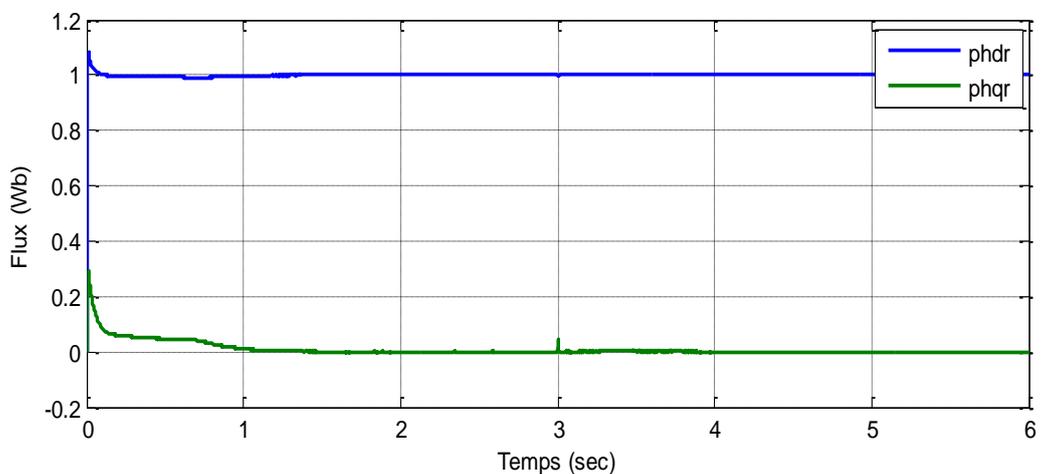
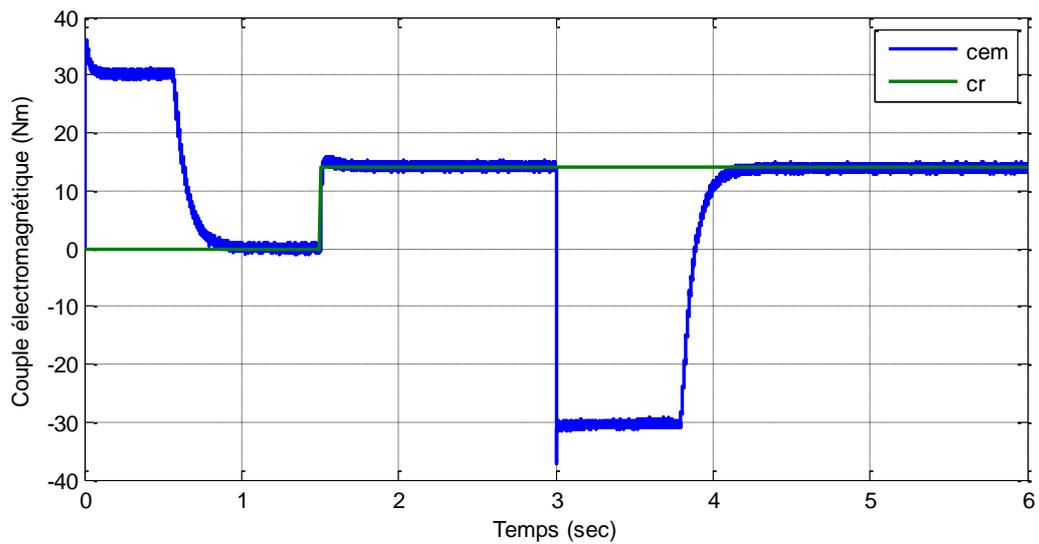
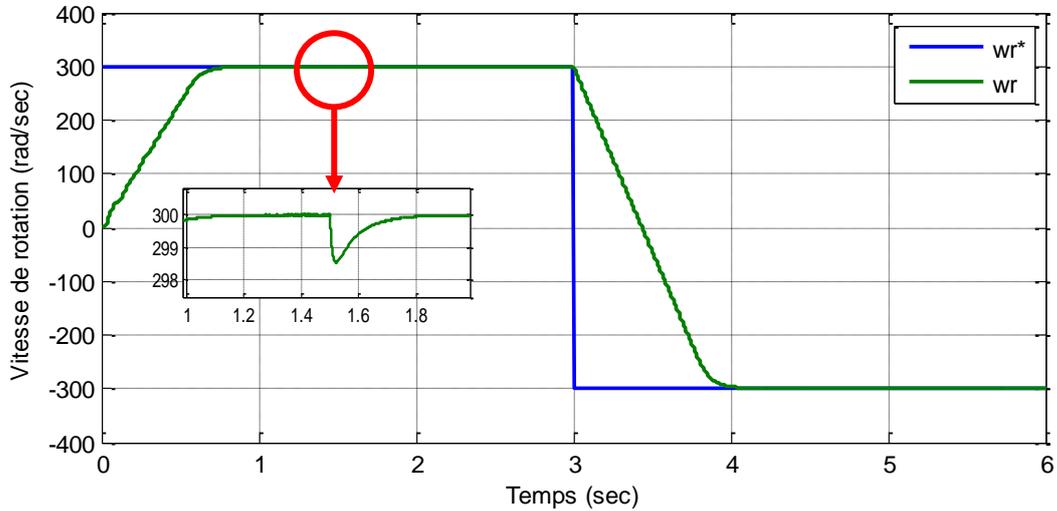


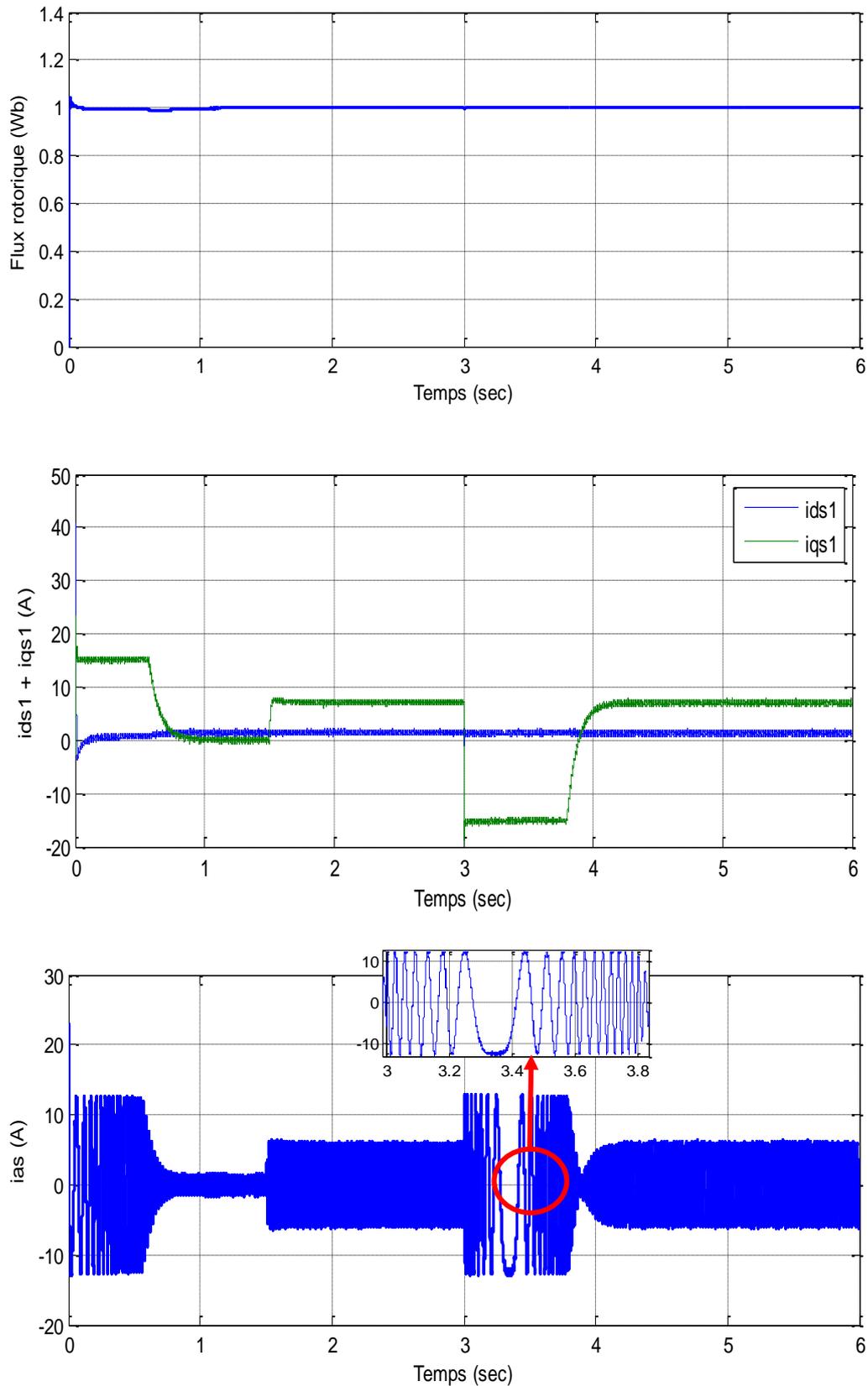
(Fig.III.12): Schéma globale de la méthode indirecte de la commande vectorielle [37]

III.11. Application de la commande vectorielle directe

III.11.1 Résultat de simulation

On simule sur MATLAB notre système et on trouve les résultats suivants :





(Fig.III.13): Résultat de simulation de la commande vectorielle de la MASDE par la méthode directe

III.11.2 Interprétation des résultats

La figure.III.13 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE, avec la régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et -14 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1.5, 2]$ et 3 s. Cela en imposant la vitesse de référence égale à 300 rad/s.

Les résultats de la simulation montrent :

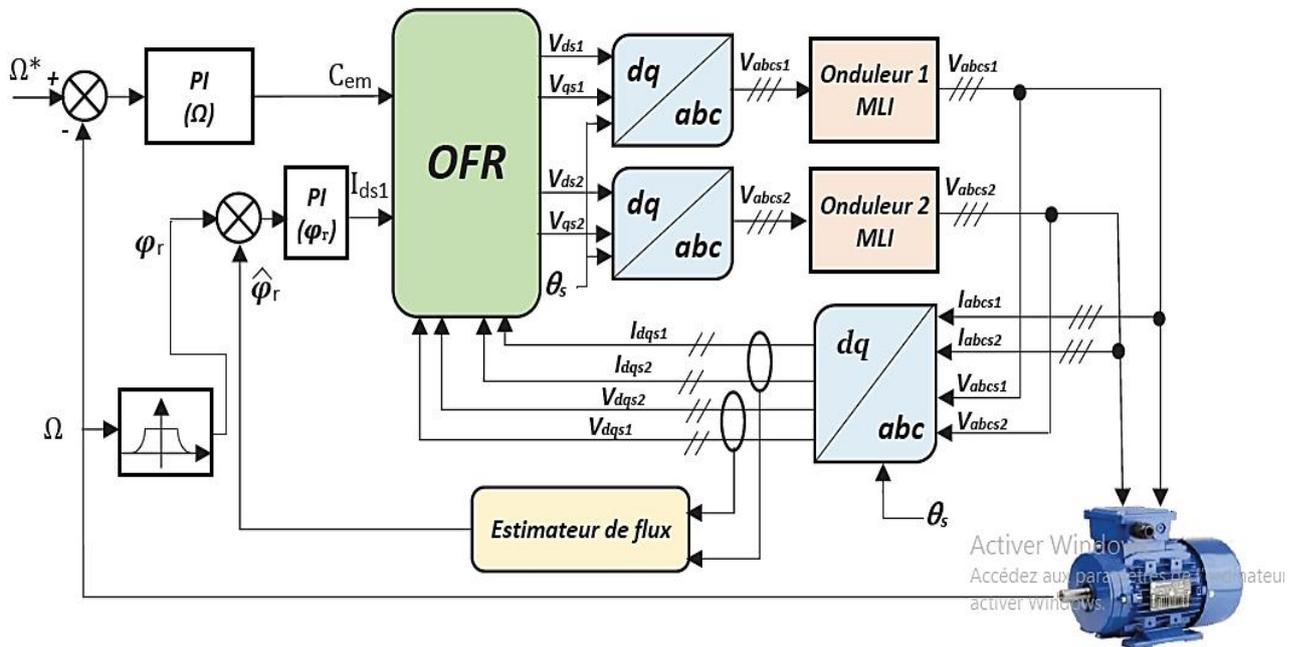
➤ A $t = [1.5, 2]$ s:

- La vitesse atteint la valeur de référence avec un temps de réponse 0.85 s, après l'application de la charge à $t=1.5$ s on observe une perturbation de 298.5 rad/s, puis elle répond à sa valeur de référence après un temps de réponse de 0.3 s, pendant l'inversion de la vitesse (de 300 à -300 rad/s) à l'instant $t = 3$ s, les résultats obtenus montrent clairement que : la vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 1 s.
- Le couple électromagnétique atteint au démarrage une valeur (35 N.m), puis il se stabilise à la grandeur due aux frottements (proche de 0), il compense le couple de charge appliqué à la machine et il n'y a pas de dépassement après l'état transitoire.
- Le flux rotorique direct atteint sa valeur de consigne à $t = 1.3$ s, tandis que le flux en quadrature atteint une valeur crête de $0,30$ (wb) à $t = 0,0115$ s, puis décroît progressivement jusqu'à s'annuler.
- Le courant en quadrature i_{qs1} évolue de la même manière que le couple électromagnétique.
- Le courant statorique i_{as1} a une forme sinusoïdale, il présente au démarrage un pic de 23 A puis poursuit son déroulement normal.

➤ A $t = 3$ s:

- On constate que la vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de (0.9 s).
- Le couple électromagnétique atteint une valeur négative (-30 N.m), puis il se stabilise à 14 N.m lorsque la vitesse atteint -300 rad/s.
- Les flux rotoriques représentent des pics au démarrage, puis ils se stabilisent rapidement selon leurs consignes, avec une légère perturbation au moment où la vitesse atteint -300 rad/s.
- Le courant statorique i_{as1} garde sa forme sinusoïdale.

On constate que la méthode directe n'a presque pas d'amélioration par rapport à la méthode indirecte. Cette amélioration ne concerne que la qualité des régimes transitoires.



(Fig.III.14): Schéma globale de la méthode directe de la commande vectorielle [37]

III.12. Tests de robustesse

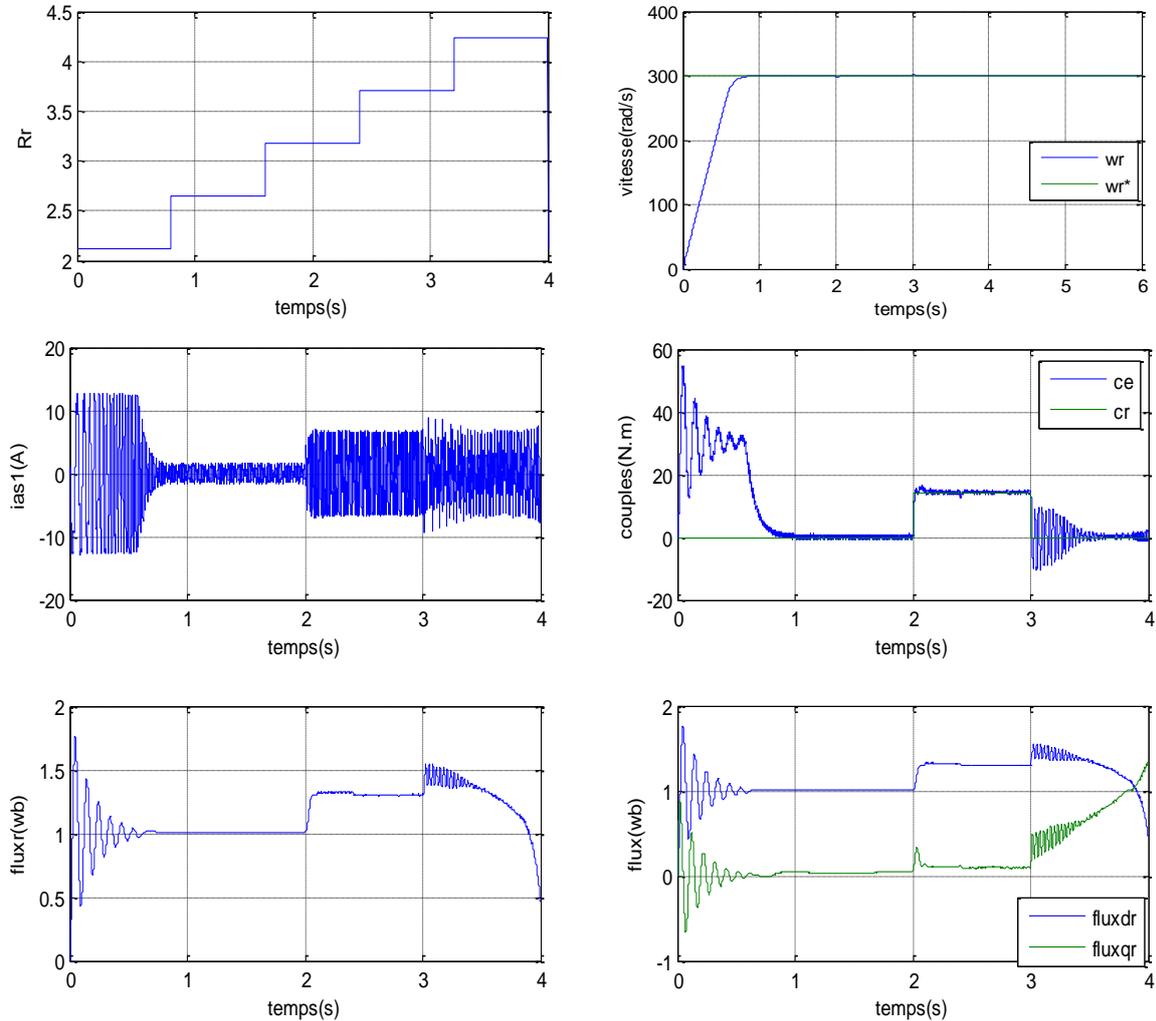
III.12.1 Tests de robustesse de la méthode indirecte :

L'identification paramétrique de la machine ne donne pas lieu à des valeurs exactes et définitives. En plus, ces valeurs (paramètres de la machine) sont souvent liées à l'état d'exploitation de la machine (échauffement, variation de la charge, saturation de circuits magnétiques, ... etc.). Pour cela, nous avons pensé qu'il est plus judicieux de tester l'influence d'une éventuelle erreur de paramètres sur les performances de réglage de la vitesse et des flux rotoriques. En simulation, une approche de ces perturbations consiste à introduire à un instant donné dans le modèle de la machine, des variations des paramètres telles que, la résistance rotorique et le moment d'inertie, alors que le système de commande utilise toujours les paramètres nominaux.

III.12.1.1 La variation de la résistance rotorique :

Dans le but de tester la robustesse de la commande par les régulateurs PI, la figure.III.15 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE par la commande indirecte à partir de la variation de la résistance rotorique on applique une valeur ($2 * R_r$) avec la charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ dans l'intervalle $[2,3] \text{ s}$, tout en imposant la vitesse de référence $\omega_r^* = 300 \text{ rad/s}$.

Ces variations montrent qu'il y a une perturbation engendrée principalement par l'augmentation de la résistance rotorique au niveau des flux rotoriques directs et en quadrature. La variation de la résistance rotorique entraîne une variation de la constante du temps rotorique, le découplage n'est plus assuré et l'autopilottage perd totalement l'orientation du flux.

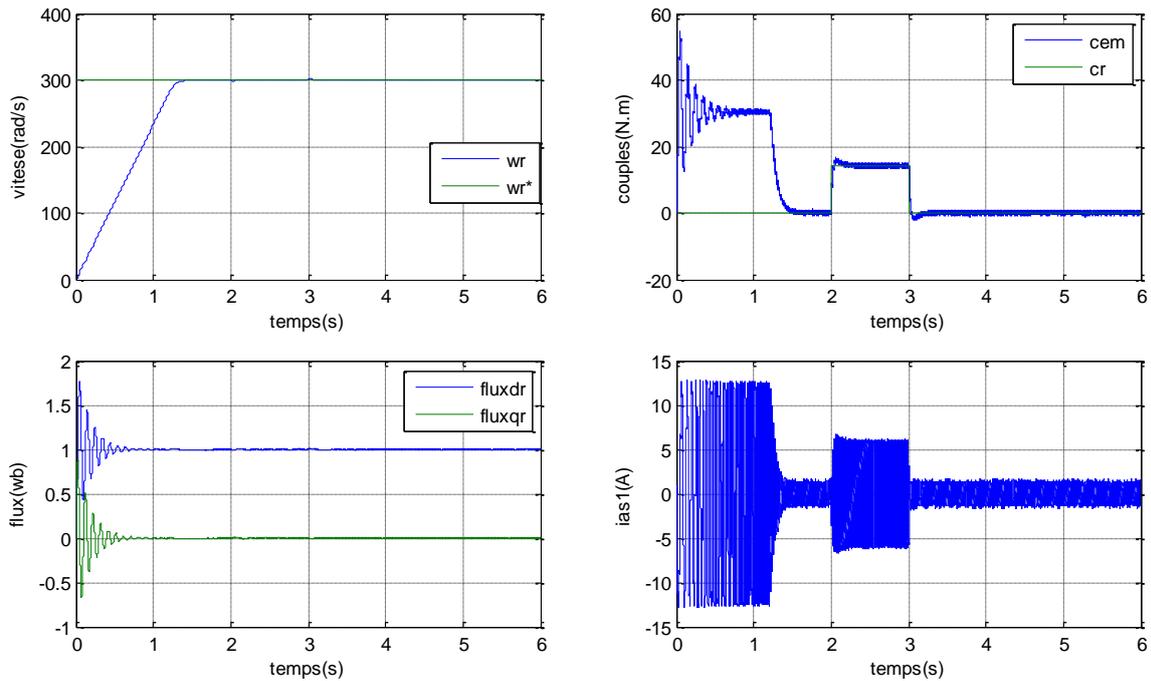


(Fig.III.15) Réglage de la vitesse par la méthode indirecte à l'augmentation de la résistance rotorique

III.12.1.2 La variation du moment d'inertie :

On va également discuter de l'influence de la variation de l'inertie sur la dynamique de la MASDE à flux rotorique orienté munie d'un réglage par un PI.

La figure.III.16 présente les réponses dynamiques, de la vitesse, du couple et des composantes du flux rotorique, à partir de l'application de charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ à [2, 3] s, tout en imposant la vitesse de référence $\omega_r^* = 300 \text{ rad/s}$. D'après cette figure, on constate que la variation de l'inertie provoque un peu d'influence sur les performances de réglage de la MASDE. En effet, nous remarquons une petite augmentation du temps de réponse en vitesse. Le flux rotorique est parfaitement orienté.



(Fig.III.16) Régulation de la vitesse par la méthode indirecte à l'augmentation du moment d'inertie

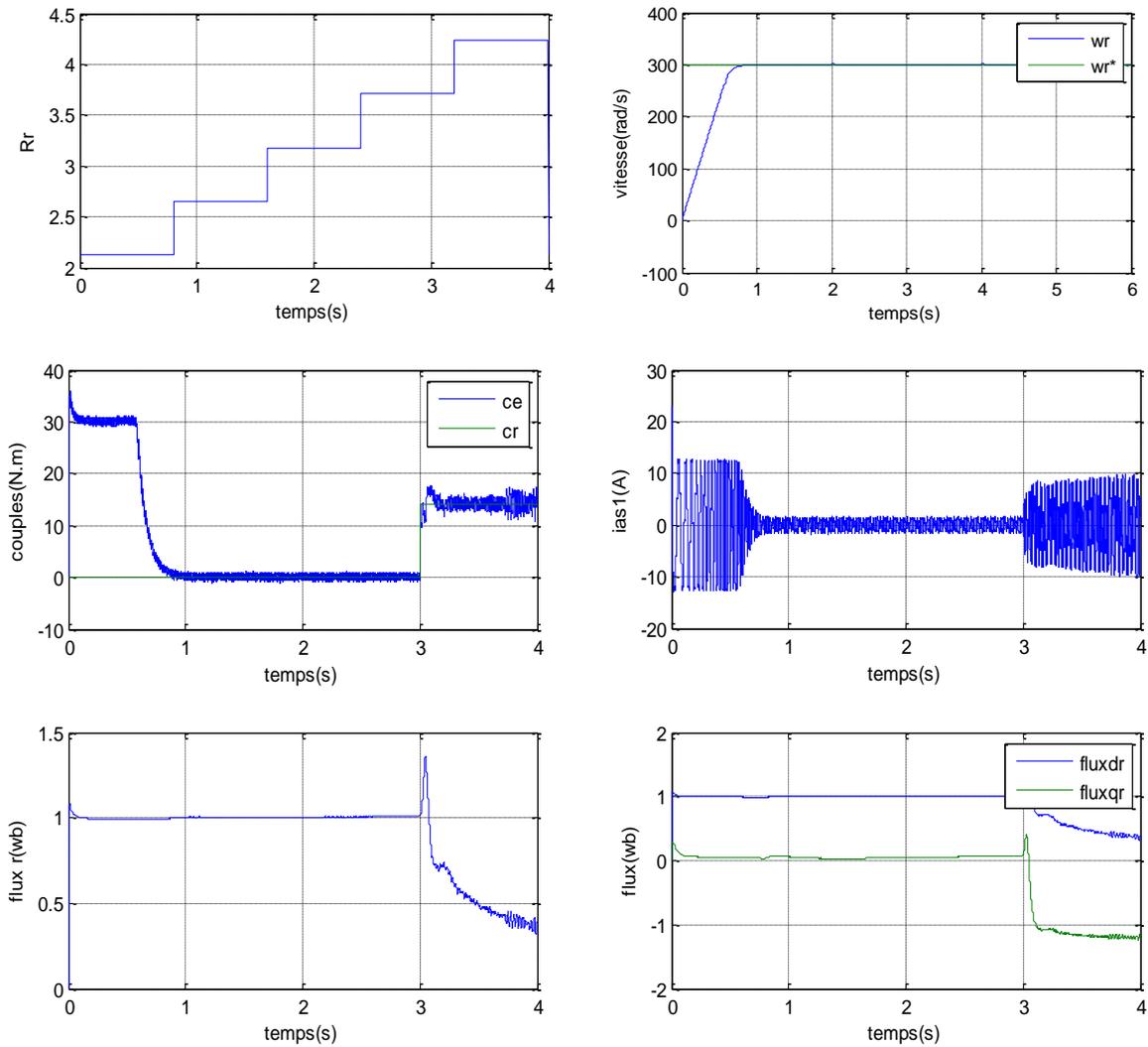
III.12.2 Tests de robustesse de la méthode directe :

On teste la robustesse de la commande vectorielle directe, la même procédure que pour la commande indirecte.

III.12.2.1 La variation de la résistance rotorique :

La figure(Fig.III.17) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode directe, suivie de l'augmentation de la résistance rotorique de 25% ,50%,75% et 100% et on applique une charge de $C_r = 14 \text{ N.m}$ à l'instant 3 s.

Les courbes des caractéristiques illustrent une variation qui se stabilise rapidement, au moment de la variation de la résistance rotorique et de l'application de la charge (à $t=3\text{s}$), au niveau du flux rotorique et des perturbations sont observées au niveau du couple électromagnétique en charge. Les résultats de simulation montrent la sensibilité de la régulation par PI à la variation de la résistance rotorique.

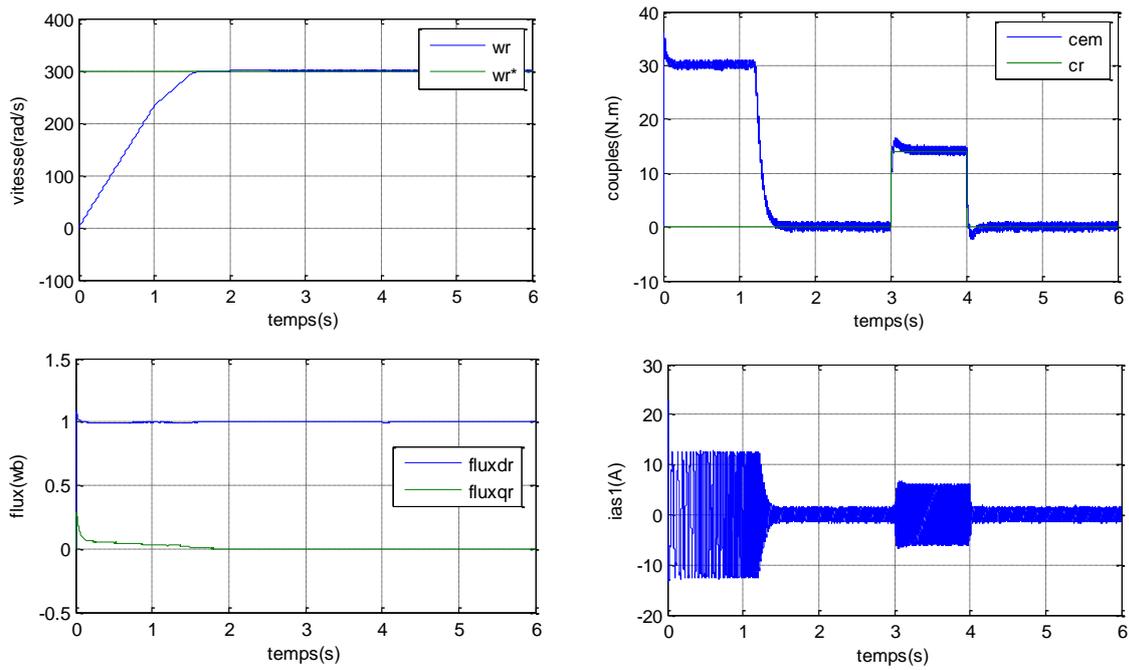


(Fig.III.17) Réglage de la vitesse par la méthode indirecte à l'augmentation de la résistance rotorique

III.12.2.2 La variation du moment d'inertie :

La figure (Fig.III.18) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode directe, suivie de l'augmentation du moment d'inertie.

Comme dans la méthode indirecte, au démarrage de la MASDE, la commande directe a peu d'influence sur les performances de réglage. Nous remarquons une légère augmentation du temps de réponse. Le flux rotorique est parfaitement orienté.



(Fig.III.18) Réglage de la vitesse par la méthode directe à l'augmentation du moment d'inertie.

III.13. Conclusion

Dans ce chapitre, notre travail a été consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE. L'objectif étant la régulation de la vitesse par la commande directe et indirecte. ensuite après l'application de ces commandes à notre machine on a terminé par donner les résultats de simulations et leurs interprétations, devant les inconvénients de ces deux dernières méthodes, on a fait appel à un autre type de commande dans le chapitre qui suit, Commande Directe du Couple (DTC) car il s'avère que la commande vectorielle n'est pas robuste.

Chapitre IV

Commande directe du couple de la MASDE (DTC)

Chapitre IV :

IV.1 Introduction :

Au cours des dernières décennies, la technique des entraînements électriques à vitesse variable s'est développée rapidement, en premier lieu grâce aux progrès accomplis dans l'électronique de puissance, et aux avantages techniques qu'offre une machine à courant alternatif par rapport à une machine à courant continu, tels que la robustesse de la machine et son faible coût d'achat et d'entretien. L'une des plus récentes démarches dans cette direction est la régulation directe du couple.

La technique de commande directe du couple « DTC » (Direct Torque Control) a été introduite par TAKAHASHI au milieu des années 1980 [38] [39]. Récemment, elle est de plus en plus utilisée dans l'industrie et remplace d'autres types, plus particulièrement la commande par orientation de flux (Field Oriented Control ou « FOC »).

Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette technique de commande, qui exploite la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courant alternatif d'une manière découplée, lorsque ils sont alimentées par un onduleur de tension sans l'utilisation d'une boucle de retour pour la régulation de courant, en atteignant des performances semblables à celles des commandes vectorielles [40] [41].

La commande directe du couple « DTC » consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion [42].

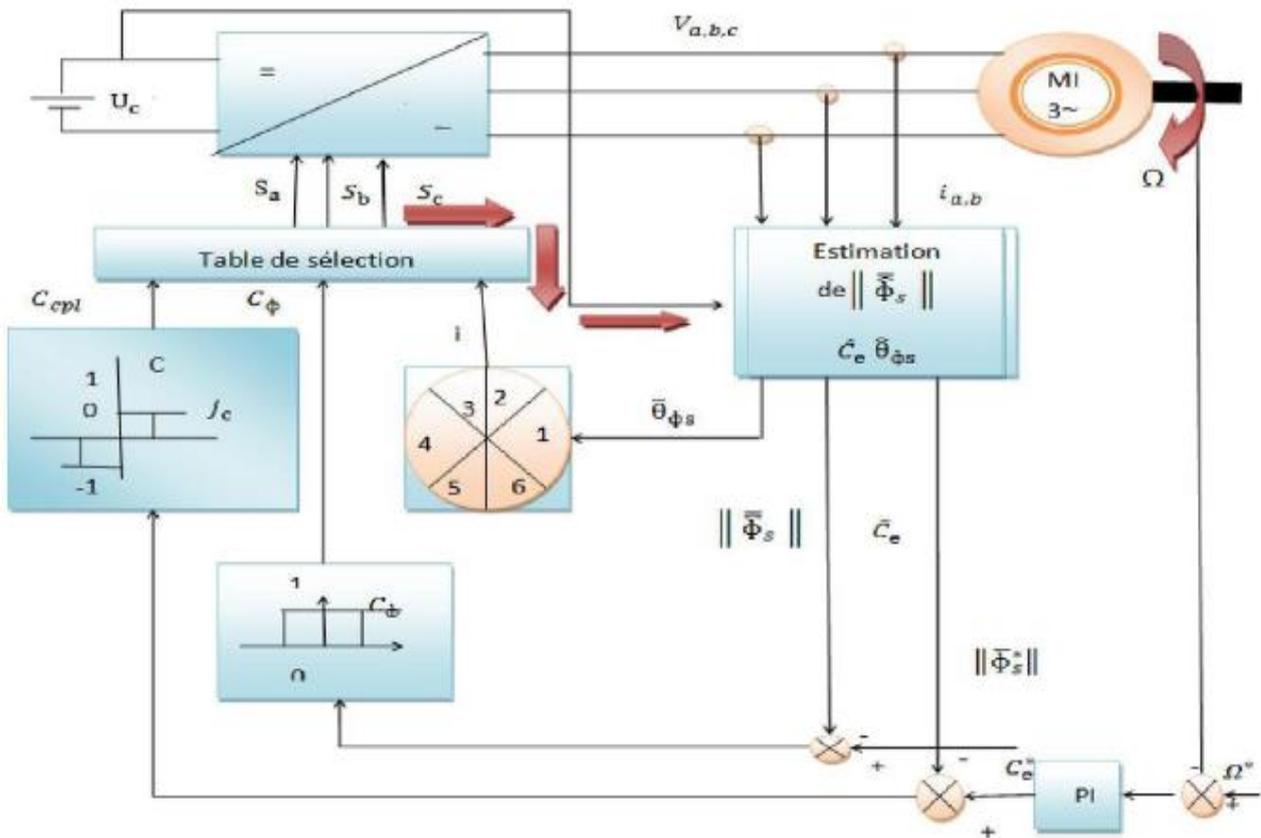
Ce chapitre sera consacré à la commande directe du couple de la machine asynchrone à double étoile, on va présenter en premier lieu le principe de fonctionnement de la DTC, ensuite on donnera la structure générale de cette technique de commande appliquée à la MASDE. Le modèle mathématique de l'onduleur de tension qui alimente notre machine sera présentée dans la troisième section de ce chapitre. Des résultats de simulation avec interprétation et conclusion finaliseront ce chapitre.

IV.2 Principe de la DTC

L'algorithme de la DTC est basé sur le réglage par hystérésis, à la fois du couple et du flux statorique. L'idée de base est de calculer les valeurs instantanées du couple et de flux à partir des mesures de courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques. Le couple et le flux sont contrôlés directement et indépendamment en sélectionnant de manière optimale les états de

commutation de l'onduleur et en limitant les erreurs de flux et de couple au moyen de contrôleurs d'hystérésis de flux et de couple, dans les limites de la bande d'hystérésis.

Le contrôle direct du couple permet un contrôle découplé du flux statorique et du couple électromagnétique dans le repère fixe (α, β). Il utilise une table de commutation pour la sélection d'un vecteur de tension approprié. La sélection des états de commutation est directement liée à la variation du flux statorique et du couple de la machine. Par conséquent, la sélection est effectuée en restreignant les amplitudes de flux et de couple dans deux bandes d'hystérésis. Ces contrôleurs assurent une régulation séparée de ces deux quantités. Les entrées des contrôleurs d'hystérésis sont les erreurs de flux et de couple ainsi que leurs sorties déterminent le vecteur de tension approprié pour chaque période de commutation [43].



(Fig.IV.1) Schéma d'implantation de la commande DTC

IV.3 Les avantages et les inconvénients de la DTC

IV.3.1 Avantages de la Commande DTC

Parmi les avantages de la Commande DTC on peut citer :

- Une excellente dynamique du couple,
- Une bonne robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du rotor de la machine,

- Absence d'utilisation des transformations de Park et de son inverse,
- Absence des blocs de calculs de la modulation de tension MLI,
- Absence de découplage des courants par rapport aux tensions de commande,
- Absence de nécessité de connaître l'angle de position rotorique. Seul le secteur dans lequel se trouve le flux statorique est nécessaire [44] [45].

IV.3.2 Inconvénients de la Commande Directe de Couple

Les inconvénients de la Commande DTC peuvent être résumés par les points suivants:

- L'existence des ondulations souvent importantes de couple et de flux,
- La fréquence de commutation n'est pas contrôlée,
- La nécessité d'utiliser des estimateurs de flux statorique et de couple,
- Un fonctionnement mal contrôlé à basse vitesse,
- Les courants statoriques sont mal contrôlés en régimes transitoires.

Récemment, plusieurs études ont été développées pour la commande DTC afin de palier à ses inconvénients. Beaucoup d'entre eux [46], [47] et [48] ont introduits des observateurs d'état pour corriger les insuffisances enregistrés au niveau de l'estimateur. D'autres études [49] et [50], ont utilisé la technique de SVM (Space Vector Modulation) dans la commande DTC. Ces études ont comme objectif de réduire les ondulations de couple, de flux en régime permanent. De même le contrôle de la fréquence de commutation est abordé.

IV.4 Stratégie de commande directe de couple et de flux

TAKAHASHI a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui basée sur l'algorithme suivant [51].

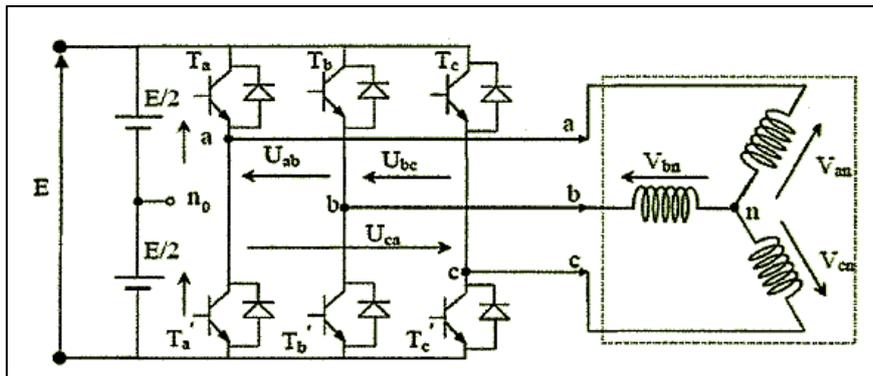
- 1) Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e .
- 2) Pour chaque coupe d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de machine asynchrone à double étoile.
- 3) On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- 4) On estime le couple électromagnétique du MASDE, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.

$$C_{em} = p(\Phi_{\alpha s1} I_{\beta s1} + \Phi_{\alpha s2} I_{\beta s2} - \Phi_{\beta s1} I_{\alpha s1} + \Phi_{\beta s2} I_{\alpha s2})$$

5) On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit.

IV.5 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

Pour élaborer la tension triphasée qui attaque le moteur, on fait appel au convertisseur statique (Figure.IV.2). On considère l'alimentation du convertisseur comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de *f.e.m* égale à $E/2$ connectés à un point noté n_0 . En pratique, plusieurs technologies d'interrupteurs sont utilisées, par exemple, les MOS (*Metal-Oxide Semiconductor*) ou les IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*).



(Fig.IV.2) Schéma de convertisseur statique triphasé.

Le rôle du convertisseur représenté dans la figure.IV.2 est de fournir des tensions alternatives simples notées V_{an} , V_{bn} et V_{cn} au moteur, à partir d'une tension continue E (fournie par un redresseur ou une autre alimentation continue) ; les tensions fournies par l'onduleur forment un système triphasé de fréquence et d'amplitude variable.

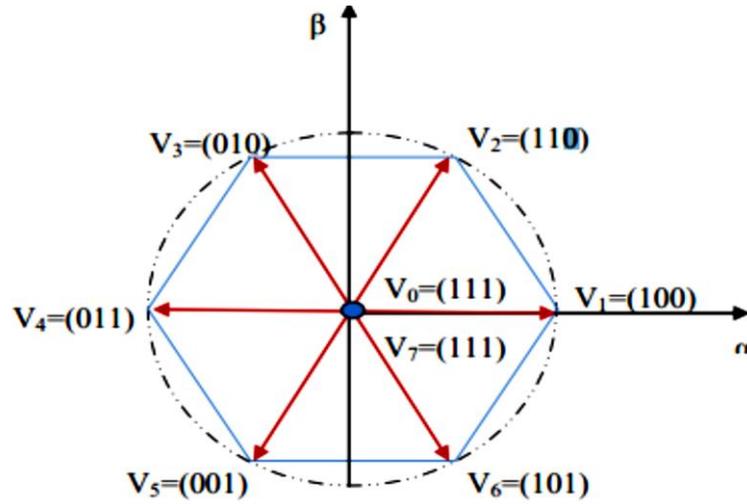
Le convertisseur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' , les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- Si : $S_i=1$, T_i est fermé (passant) et T_i' est ouvert (bloqué).
- Si : $S_i=0$, T_i est ouvert (bloqué) et T_i' est fermé (passant). Avec : $i=a, b, c$

Un onduleur de tension triphasé permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur :

$V_0 (0 0 0)$, $V_1 (1 0 0)$, $V_2 (1 1 0)$, $V_3 (0 1 0)$, $V_4 (0 1 1)$, $V_5 (0 0 1)$, $V_6 (1 0 1)$, $V_7 (1 1 1)$.

Ces huit combinaisons engendrent huit vecteurs de tensions qui peuvent être appliqués aux bornes de chaque stator de la MASDE. Six sont des vecteurs actifs ($V_1, V_2 \dots V_6$) et deux sont des vecteurs nuls (V_0, V_7), les huit états de commutation sont représentés comme des vecteurs spatiaux sur la figure.IV.3.



(Fig.IV.3) Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.

Les tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} de la charge issue des tensions composées ont une somme nulle et elles sont définies par :

$$(4.1) \begin{cases} V_{an} = V_{n1} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = V_{n2} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ca}) \\ V_{cn} = V_{n3} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{bc}) \end{cases}$$

Avec :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} (4.2)$$

Ce qui nous permettra d'écrire :

$$\begin{cases} V_{n1} = \frac{1}{3}(2V_{an_0} - V_{bn_0} - V_{cn_0}) \\ V_{n2} = \frac{1}{3}(-V_{an_0} + 2V_{bn_0} - V_{cn_0}) \\ V_{n3} = \frac{1}{3}(-V_{an_0} - V_{bn_0} + 2V_{cn_0}) \end{cases} (4.3)$$

Or, les tensions délivrées par les demi-ponts sont données par :

$$V_{an_0} = \begin{cases} \frac{E}{2} \text{ si } T_a \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} \text{ si } T_a' \text{ est fermé} \end{cases} ; V_{bn_0} = \begin{cases} \frac{E}{2} \text{ si } T_b \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} \text{ si } T_b' \text{ est fermé} \end{cases} ; V_{cn_0} = \begin{cases} \frac{E}{2} \text{ si } T_c \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} \text{ si } T_c' \text{ est fermé} \end{cases}$$

Les tensions simples par rapport au pont neutre n_0 ; peuvent être écrites sous la forme :

$$V_{in_0} = S_i E - \frac{E}{2} (4.4)$$

Avec : $i=a, b, c$.

En utilisant la forme vectorielle des tensions, on aura :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{an_0} + e^{\frac{j2\pi}{3}} V_{bn_0} + e^{\frac{j4\pi}{3}} V_{cn_0}) (4.5)$$

D'autre part, on a :

$$V_{sn_0} = V_{an} + V_{bn} + V_{cn} \rightarrow V_s = V_{sn_0}$$

Où :

- V_{sn_0} : est le vecteur de tension par rapport au point milieu de la tension de l'onduleur.
- V_s : est le vecteur de tension par rapport au neutre de la machine.

En introduisant les variables logiques de l'état des interrupteurs, le vecteur de tension peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}E(S_a + e^{\frac{j2\pi}{3}}S_b + e^{\frac{j4\pi}{3}}S_c) \quad (4.6)$$

Si la charge connectée à l'onduleur triphasé est un étoile de moteur symétrique et équilibré, les tensions des phases appliquées par l'onduleur au stator du moteur sont soumises à la contrainte suivante ($V_{an}+V_{bn}+V_{cn} = 0$) et les tensions phase-neutre en fonction des états des interrupteurs peuvent s'exprimer comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

La représentation vectorielle de l'équation ci-dessus peut être exprimée par :

$$\bar{V}_{sn_0} = \bar{V}_s = v_\alpha + jv_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}}E(S_a + e^{\frac{j2\pi}{3}}S_b + e^{\frac{j4\pi}{3}}S_c) \quad (4.8)$$

La table de vérité de la commande peut être résumée dans le tableau suivant:

Vecteur	S _a	S _b	S _c	V _{an}	V _{bn}	V _{cn}	V _s
V ₀	0	0	0	0	0	0	0
V ₁	1	0	0	2E/3	-E/3	-E/3	$\sqrt{2/3}E$
V ₂	1	1	0	E/3	E/3	-2E/3	$\sqrt{2/3}E.e^{j\frac{\pi}{3}}$
V ₃	0	1	0	-E/3	2E/3	-E/3	$\sqrt{2/3}E.e^{j\frac{2\pi}{3}}$
V ₄	0	1	1	-2E/3	E/3	E/3	$\sqrt{2/3}E.e^{j\pi}$
V ₅	0	0	1	-E/3	-E/3	2E/3	$\sqrt{2/3}E.e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V ₆	1	0	1	E/3	-2E/3	E/3	$\sqrt{2/3}E.e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V ₇	1	1	1	0	0	0	0

Tableau (IV.1): Table de vérité d'un onduleur triphasé.

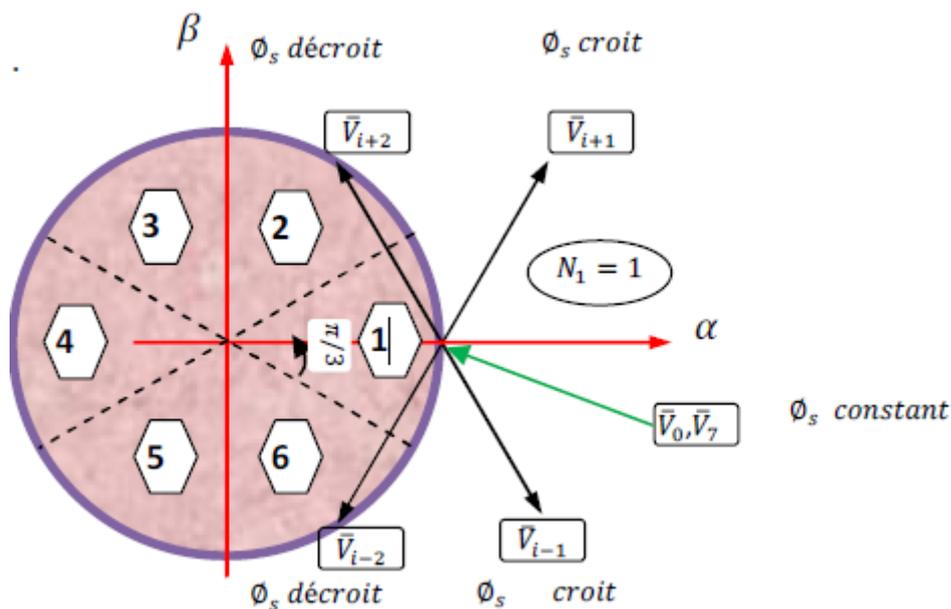
IV.6 Choix du vecteur tension :

Le choix du vecteur de tension statorique \vec{V}_s dépend de sa position dans le plan complexe $\alpha\beta$, de la variation souhaitée pour le module du flux $\vec{\Phi}_s$ et du couple, et du sens de rotation du flux. [38],[52].

L'espace d'évolution du flux est divisé en six zones appelées secteurs, telle que représentées sur la figure.IV.4. Lorsque le flux $\vec{\Phi}_s$ se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des six vecteurs suivants :

- Si \vec{V}_{i+1} est sélectionné alors $\vec{\Phi}_s$ croît et C_{em} croît.
- Si \vec{V}_{i-1} est sélectionné alors $\vec{\Phi}_s$ croît et C_{em} décroît.
- Si \vec{V}_{i+2} est sélectionné alors $\vec{\Phi}_s$ décroît et C_{em} croît.
- Si \vec{V}_{i-2} est sélectionné alors $\vec{\Phi}_s$ décroît et C_{em} décroît.
- Si \vec{V}_0 ou \vec{V}_7 est sélectionnée la rotation de $\vec{\Phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangée.

Le niveau d'efficacité des vecteurs DE tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i . En effet, en début de la zone, les vecteurs \vec{V}_{i+1} et \vec{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\vec{\Phi}_s$ d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\vec{\Phi}_s$ alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs \vec{V}_{i-1} et \vec{V}_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\vec{\Phi}_s$ en début de la zone, alors qu'en fin de la zone c'est le contraire.



(Fig.IV.4) Choix du vecteur de la tension

Quel que soit le sens d'évolution de flux ou du couple, dans la zone i , les deux vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ces deux vecteurs provoquent une forte croissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieu de la zone. Le vecteur de la tension statorique \vec{V}_s à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et du flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur $\vec{\Phi}_s$. Un estimateur de $\vec{\Phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

IV.7 Contrôle du flux statorique et du couple :

IV.7.1 Contrôle du flux statorique

On se place dans un repère fixe $\alpha\beta$ lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Phi}_s}{dt} \Rightarrow \vec{\Phi}_s = \vec{\Phi}_{s_0} + \int_0^t (\vec{V}_s - R_s \vec{I}_s) dt \quad (4.9)$$

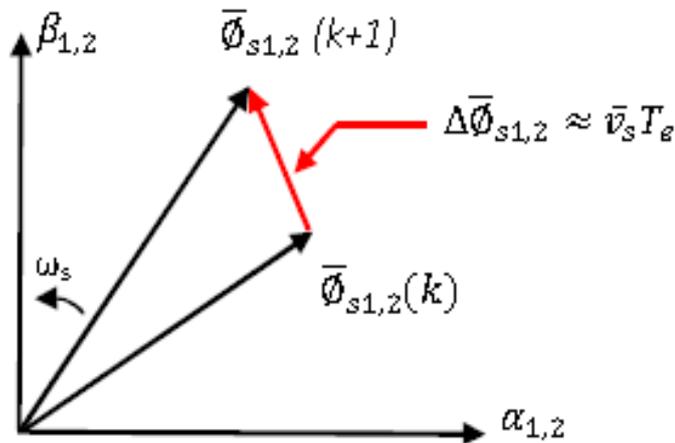
Si on néglige la chute de tension due à la résistance, l'équation (4.9) devient :

$$\vec{\Phi}_s(k+1) \approx \vec{\Phi}_s(k) + \vec{V}_s T_e \Rightarrow \Delta \vec{\Phi}_s \approx \vec{V}_s T_e \quad (4.10)$$

Où :

- $\vec{\Phi}_s(k)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.
- $\vec{\Phi}_s(k+1)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
- $\Delta \vec{\Phi}_s = \vec{\Phi}_s(k+1) - \vec{\Phi}_s(k)$: vecteur variation de flux statorique.
- T_e : période d'échantillonnage.

On trouve que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit, à partir de son état initial, une droite parallèle à la vectrice tension appliquée (voir Figure.IV.5). [53]



(Fig.IV.5) Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β)

La relation (4.10) montre que la vitesse de rotation du flux est égale à la tension appliquée. L'application d'un vecteur tension colinéaire avec le vecteur flux agit directement sur l'amplitude de ce dernier. En revanche, si on applique un vecteur tension en quadrature avec le flux, il agit sur la phase du flux et provoque soit une accélération, soit une décélération du vecteur flux. Enfin, si on applique une tension nulle (V_0 ou V_7), le vecteur flux reste fixe.

IV.7.2 Contrôle du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique.

$$C_{em} = K(\vec{\Phi}_s \wedge \vec{\Phi}_r) = K\|\vec{\Phi}_s\|\|\vec{\Phi}_r\|\sin(\gamma) \quad (4.11)$$

L'angle γ est le déphasage entre les deux flux.

Le flux statorique est la somme du flux rotorique et de flux de fuites totales.

Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes : [52], [53]

- Le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de la tension, car les inductances de fuites sont faibles.
- Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion σ dont la valeur moyenne est d'environ 0.1.

Dans ces conditions, on peut supposer qu'entre deux commutations, le flux rotorique reste constant. Par contre, le flux statorique est directement affecté par les variations des flux de fuites.

Donc le couple dépend uniquement du produit $\|\vec{\Phi}_s\|\sin(\gamma)$. Comme l'amplitude du flux statorique varie assez peu, la variation du couple peut être réalisée par variation de l'angle γ .

IV.8 Estimateurs

IV.8.1 Estimation du flux statorique :

Le flux statorique dans le référentiel de Concordia est estimé à partir de l'équation suivante [54] :

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_{s1} = \int_0^t (\vec{V}_{s1} - R_{s1}\vec{I}_{s1}) dt \\ \vec{\Phi}_{s2} = \int_0^t (\vec{V}_{s2} - R_{s2}\vec{I}_{s2}) dt \end{cases} \quad (4.12)$$

On obtient les composantes α et β du vecteur $\vec{\Phi}_s$:

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_{\alpha s1} = \int_0^t (\vec{V}_{\alpha s1} - R_{s1}\vec{I}_{\alpha s1}) dt \\ \vec{\Phi}_{\alpha s2} = \int_0^t (\vec{V}_{\alpha s2} - R_{s2}\vec{I}_{\alpha s2}) dt \end{cases} \quad (4.13)$$

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_{\beta s1} = \int_0^t (\vec{V}_{\beta s1} - R_{s1}\vec{I}_{\beta s1}) dt \\ \vec{\Phi}_{\beta s2} = \int_0^t (\vec{V}_{\beta s2} - R_{s2}\vec{I}_{\beta s2}) dt \end{cases} \quad (4.14)$$

On obtient les tensions ($V_{\alpha s1}$, $V_{\beta s1}$, $V_{\alpha s2}$, $V_{\beta s2}$) à partir des commandes ((S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}) , (S_{a2}, S_{b2}, S_{c2})) et de la mesure de la tension d'alimentation V_{dc} et par application de la transformée de Concordia.

$$\begin{cases} \vec{V}_{s1} = V_{\alpha s1} + jV_{\beta s1} \\ V_{\alpha s1} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}(S_{a1} - \frac{1}{2}(S_{b1} + S_{c1})) \\ V_{\beta s1} = \frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}(S_{b1} - S_{c1}) \end{cases} \quad (4.15)$$

$$\begin{cases} \vec{V}_{s2} = V_{\alpha s2} + jV_{\beta s2} \\ V_{\alpha s2} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}(S_{a2} - \frac{1}{2}(S_{b2} + S_{c2})) \\ V_{\beta s2} = \frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}(S_{b2} - S_{c2}) \end{cases} \quad (4.16)$$

De même les courants ($I_{\alpha s1}$, $I_{\beta s1}$, $I_{\alpha s2}$, $I_{\beta s2}$) et sont obtenus à partir de la mesure des courants réels ($I_{s a1}$, $I_{s b1}$, $I_{s c1}$, $I_{s a2}$, $I_{s b2}$, $I_{s c2}$) et en appliquant la transformée de Concordia :

$$\begin{cases} \vec{I}_{s1} = I_{\alpha s1} + jI_{\beta s1} \\ I_{\alpha s1} = \sqrt{\frac{2}{3}}I_{as1} \\ I_{\beta s1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(I_{bs1} - I_{cs1}) \end{cases} \quad (4.17)$$

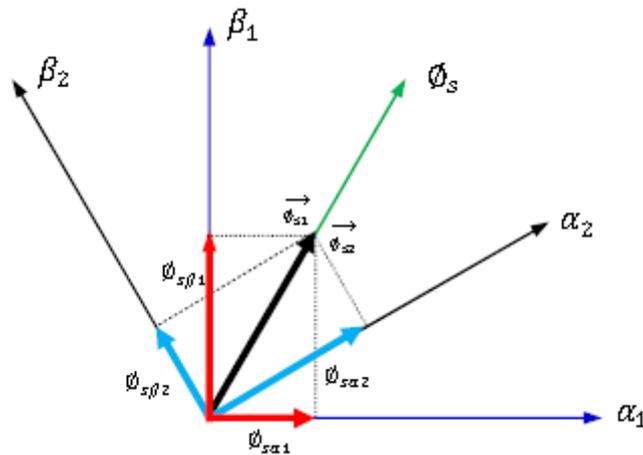
$$\begin{cases} \vec{I}_{s2} = I_{\alpha s2} + jI_{\beta s2} \\ I_{\alpha s2} = \sqrt{\frac{2}{3}}I_{as2} \\ I_{\beta s2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(I_{bs2} - I_{cs2}) \end{cases} \quad (4.18)$$

Donc le module du flux statorique s'écrit :

$$\begin{cases} \phi_{s1} = \sqrt{\Phi_{\alpha s1}^2 + \Phi_{\beta s1}^2} \\ \phi_{s2} = \sqrt{\Phi_{\alpha s2}^2 + \Phi_{\beta s2}^2} \end{cases} \quad (4.19)$$

La zone N_i dans laquelle se trouve le vecteur $\vec{\Phi}_s$ est déterminée par le calcul de la phase de ce vecteur :

$$\begin{cases} \angle \vec{\Phi}_{s1} = \arctg \frac{\Phi_{\alpha s1}}{\Phi_{\beta s1}} \\ \angle \vec{\Phi}_{s2} = \arctg \frac{\Phi_{\alpha s2}}{\Phi_{\beta s2}} \end{cases} \quad (4.20)$$

(Fig.IV.6) Représentation de flux statorique dans le repère $a\beta$

IV.8.2 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple peut être estimé à partir de la relation suivante :

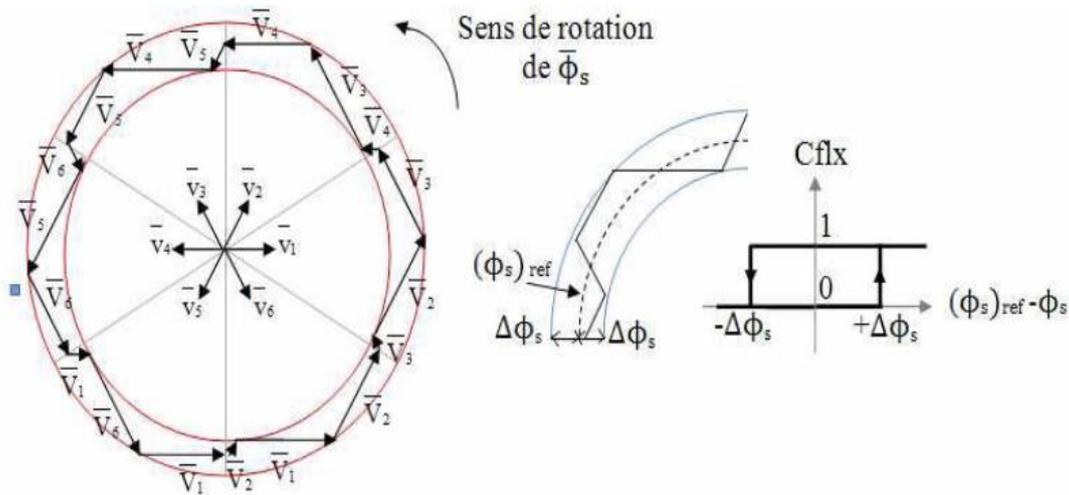
$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\widehat{\Phi}_{\alpha s1}I_{\beta s1} + \widehat{\Phi}_{\alpha s2}I_{\beta s2} - \widehat{\Phi}_{\beta s1}I_{\alpha s1} + \widehat{\Phi}_{\beta s2}I_{\alpha s2}) \quad (4.21)$$

IV.8. Correcteurs:

2.4.1 Correcteur du flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux :

Ce correcteur est simple dans son utilisation : son rôle est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique φ_s dans une bande circulaire comme l'indique la figure.IV.9. L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est injectée dans le contrôleur hystérésis à deux niveaux qui génère à sa sortie la variable booléenne C_{flx} , cette variable indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($C_{flx} = 1$) ou diminuée ($C_{flx} = 0$) de manière à garder l'erreur entre le flux estimé et le flux de référence dans une largeur d'hystérésis $\Delta\varphi_s$ et l'inéquation $|\varphi_{sref} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s$ doit être vérifiée [55].

Avec : φ_{sref} représente le flux de référence et $\bar{\varphi}_s$: est le module de flux ;



(Fig.IV.7) Contrôleur à hystérésis à deux niveaux

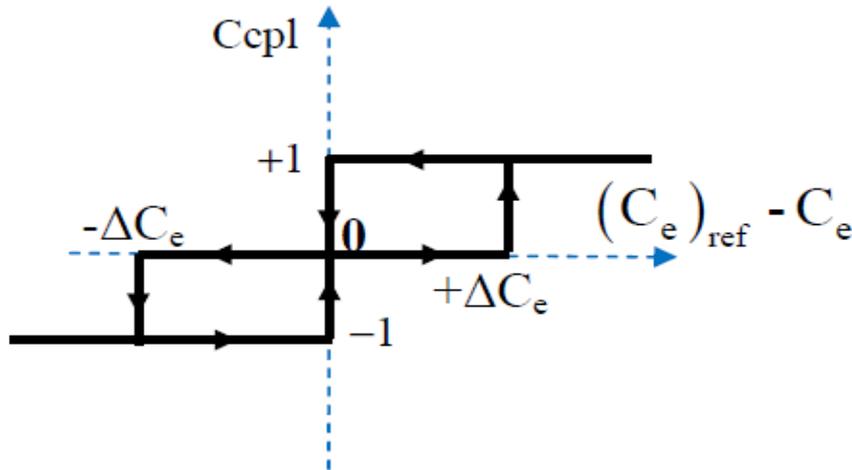
2.4.2 Correcteur du couple :

L'autre correcteur indispensable pour la CDC est le correcteur du couple électromagnétique, son but étant de maintenir le couple dans les limites $|C_{emref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em}$ (C_{emref} couple de référence et ΔC_{em} la bande d'hystérésis du correcteur). Cependant, une différence avec le correcteur de flux est que le couple électromagnétique peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine [53].

Deux solutions peuvent être proposées (correcteur à deux ou à trois niveaux). Dans notre étude on a utilisé un correcteur à hystérésis à trois niveaux comme solution, ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

La sortie du correcteur, présenté par la variable booléenne C_{cpl} indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl}=1$) pour une consigne positive et ($C_{cpl} = -1$) pour une consigne négative, elle est diminuée ($C_{cpl} = 0$)

Ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple. En effet pour diminuer la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de ϕ_s), on applique les vecteurs V_{i-1} ou V_{i-2} si l'on choisit un sens de rotation positif (sens conventionnel trigonométrique).



(Fig.IV.8) Contrôleur de couple à trois niveaux

IV.9. Elaboration de la table de commutation :

IV.9.1. Table de Commutation avec séquences nulles :

La table de commutation est construite à partir du comportement du système donné par les variables K_ϕ , K_c et le secteur du flux statorique. L'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs V_{1+i} , V_{2+i} , V_{1-i} , V_{2-i} qui peuvent être appliqués à la machine asynchrone dans le secteur S_i est montrée sur le tableau suivant :

V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
$\Phi_{s(1,2)}$	↑	↓	↑	↓
C_{em}	↑	↑	↓	↓

Tableau (IV.2): Table généralisée pour le choix des vecteurs tensions

Pour expliquer comment peut-on construire la table de commutation, on considère l'exemple où, $K_\phi=1$, $K_c=1$, $S_i=1$. Le vecteur flux se trouve dans le secteur 1 et il faut augmenter le couple et le flux. On dispose des six tensions actives. Sur la figure.IV.4, nous voyons que les tensions V_1 , V_2 et V_6 ont tendance à augmenter l'amplitude du flux, alors que V_2 , V_3 et V_4 ont tendance à accélérer le vecteur flux, donc à augmenter l'angle θ et donc le couple.

On vérifie que pour cette position du vecteur flux dans le secteur 1, seule la tension V_2 est capable d'augmenter à la fois l'amplitude du flux et du couple. On peut ainsi envisager les différents cas. On choisit une séquence nulle toutes les fois où $K_c=0$, c'est-à-dire quand le couple est à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Le choix entre V_0 et V_7 est fait pour réduire la fréquence de commutation. En se basant sur ces hypothèses, on peut établir le tableau de commutation proposé par TAKAHASHI. [52], [53], [51], [56].

K_{Φ}	K_C	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau (IV.3): Table de commutation défini par TAKAHASHI

On remarque qu'on passe d'un secteur au suivant par une permutation circulaire de l'indice de la tension.

IV.9.2. Table de Commutation sans séquences nulles :

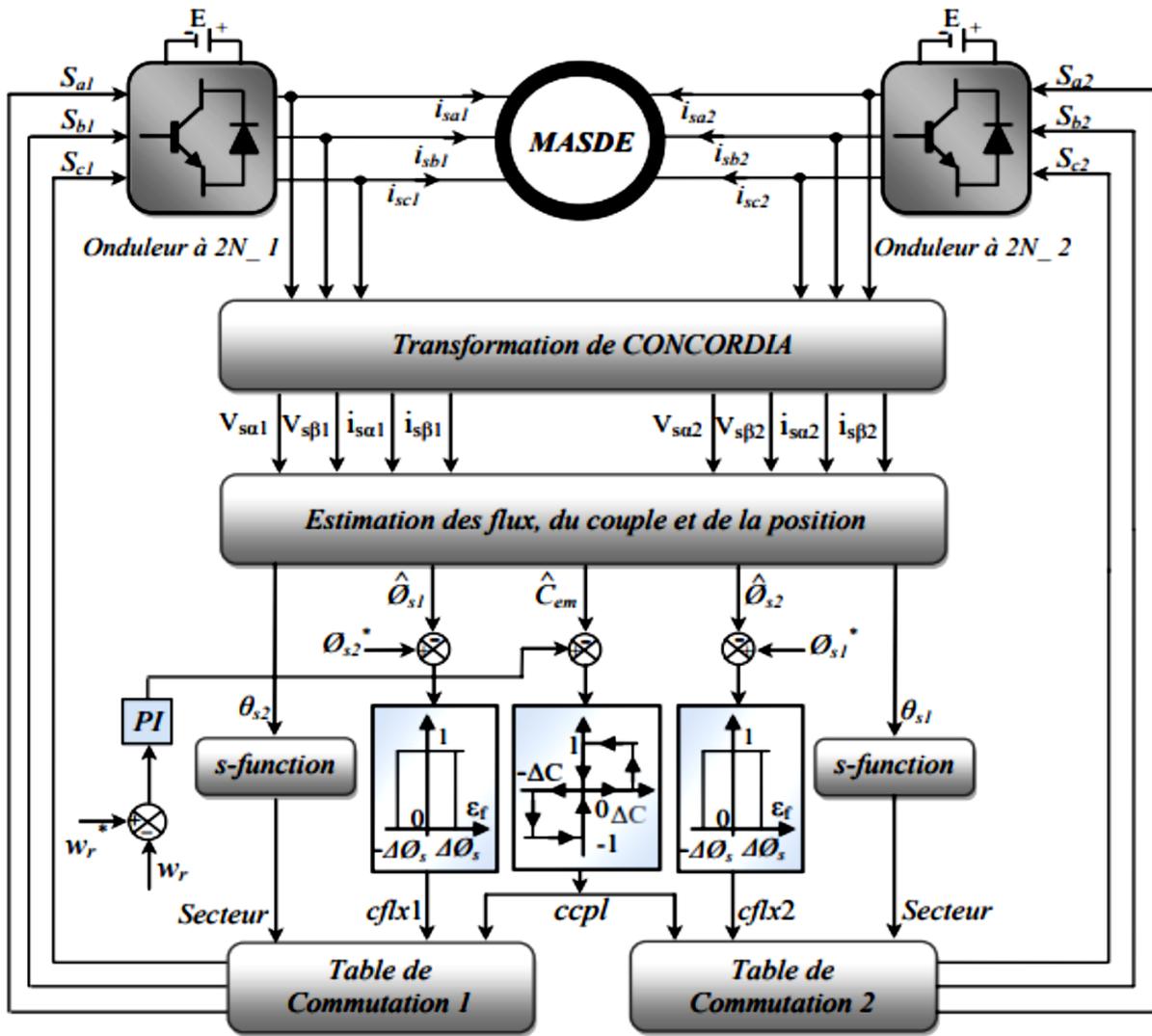
Dans ce cas, on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter le caractère aléatoire lié au sens de variation du couple lorsqu'on applique une séquence nulle en fonctionnement générateur [57],[58]. Alors, les séquences qui correspondent à ΔC_e nulle sont ignorées (voir **Tableau (IV.4)**). La table suivante illustre cette modification.

K_{Φ}	K_C	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau (IV.4) Table de commutation sans séquences nulles

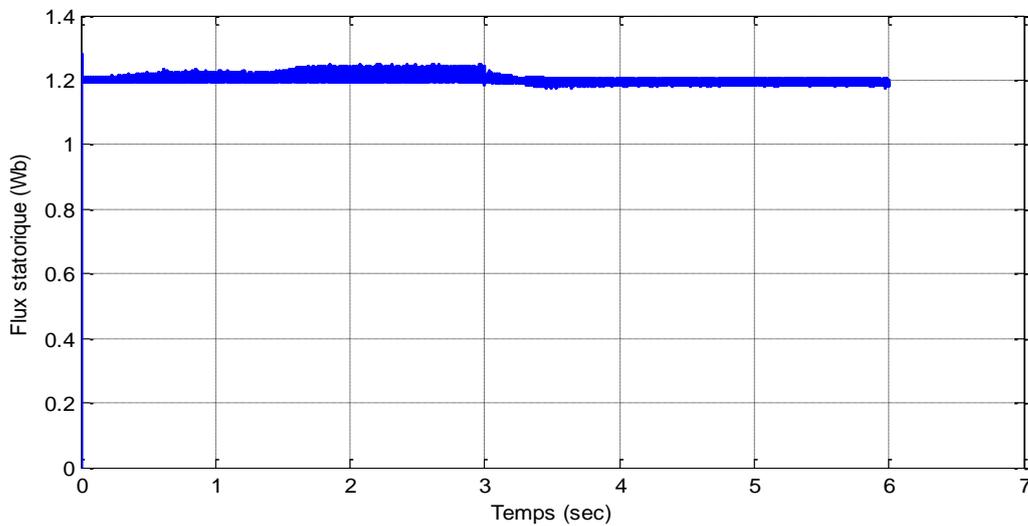
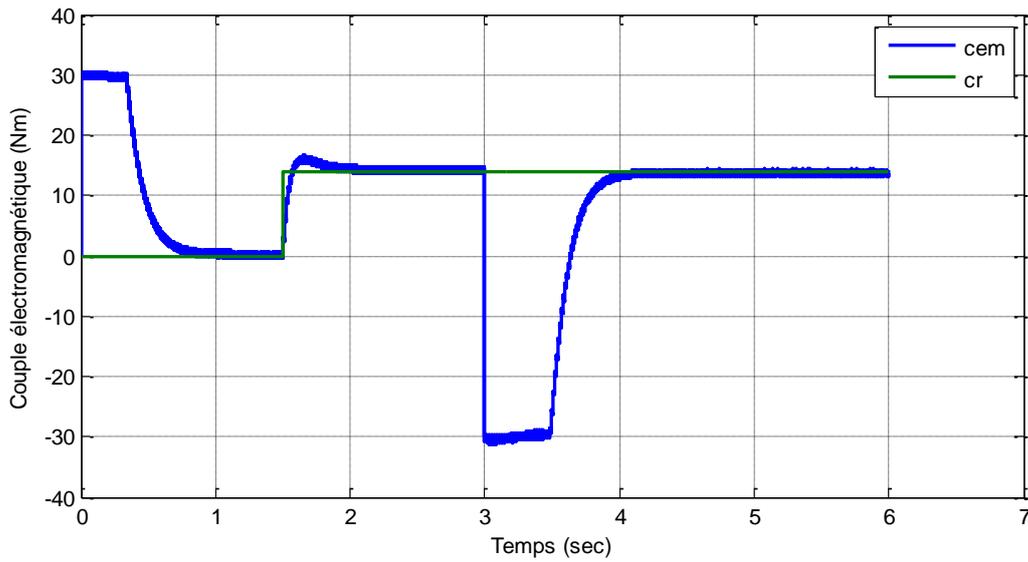
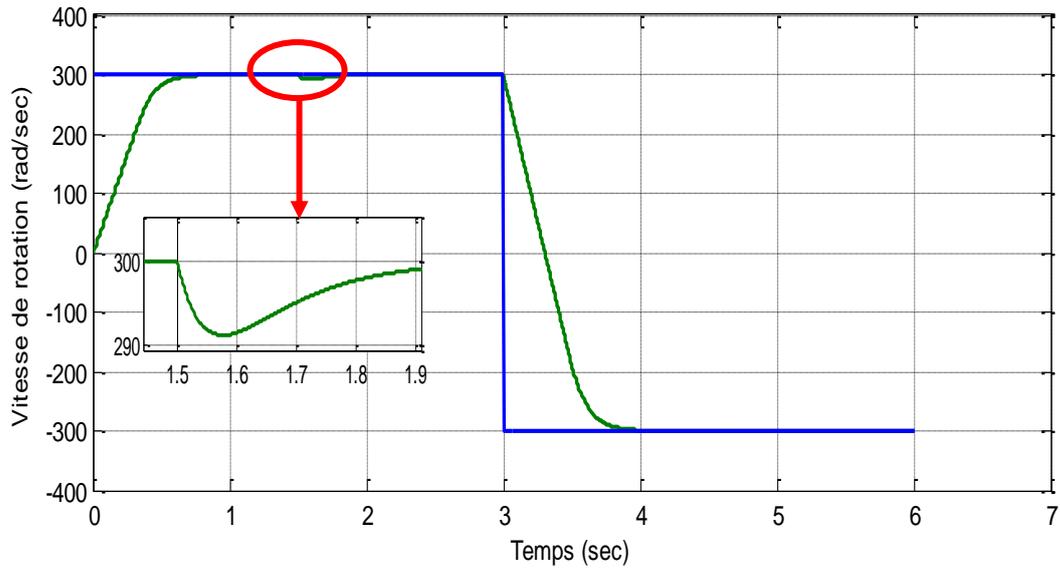
IV.10. Application de la DTC sur la MASDE:

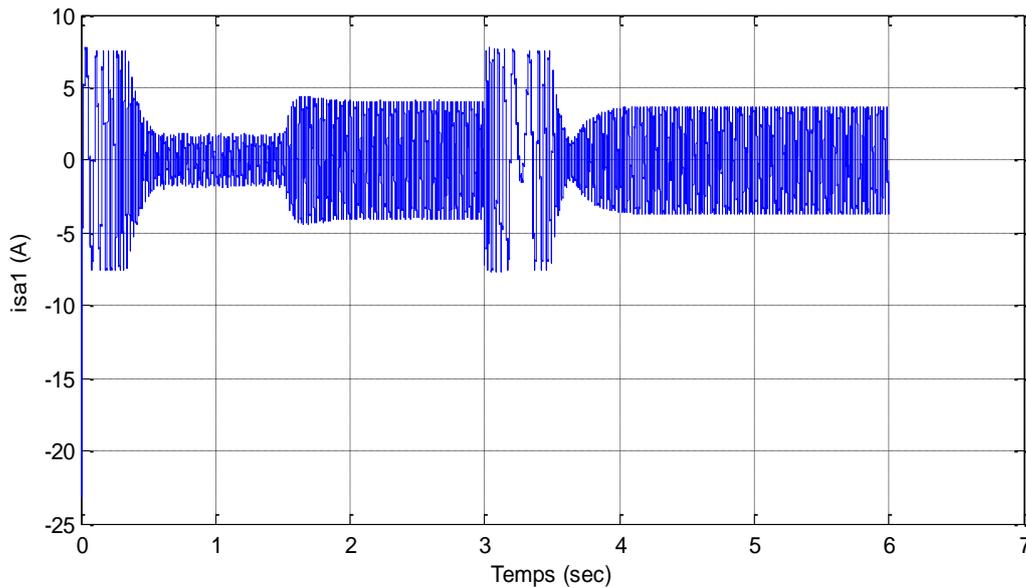
La structure générale de la commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone à double étoile est représentée par la figure.IV.9 [59].



(Fig.IV.9) Structure générale de la commande directe du couple de la MASDE.

IV.10.1 Résultat de simulation:





(Fig.IV.10) Résultat de simulation de la commande directe du couple de la MASDE.

IV.10.2 Interprétation des résultats:

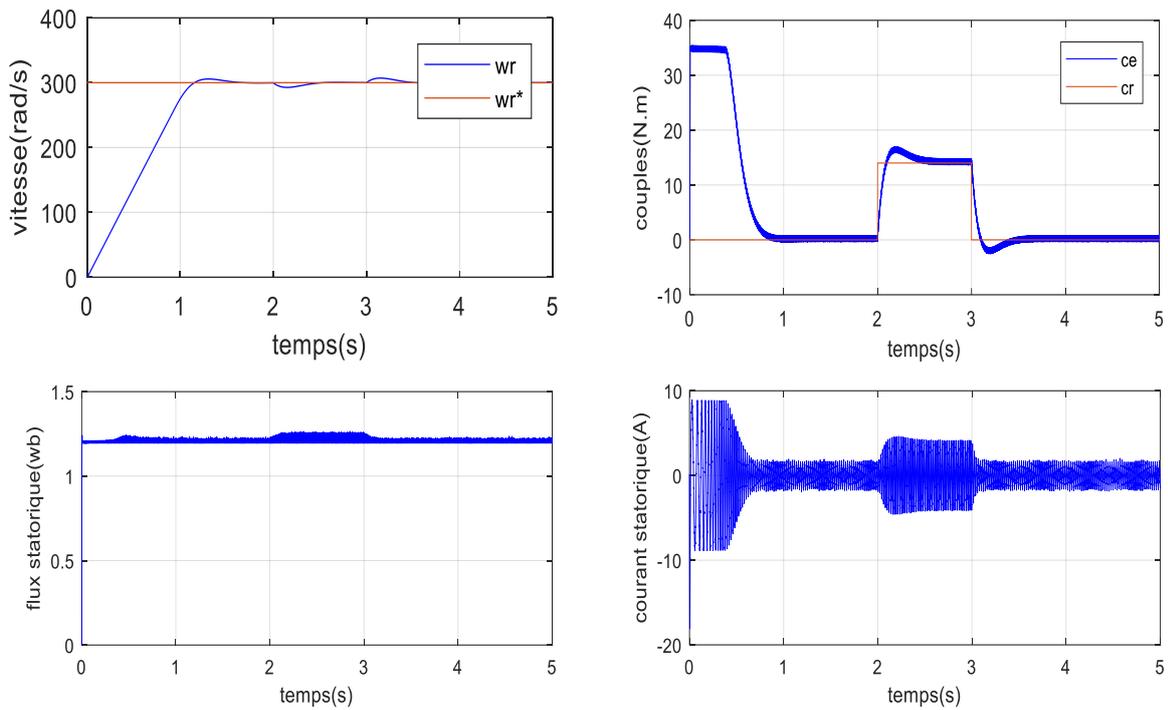
Pendant le régime transitoire, la vitesse évolue d'une manière presque linéaire, avant qu'elle atteigne sa référence (300 rad/s) à $t=0.6s$. Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale (30 N.m) puis, il se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A ($t=1.5s$) la machine est chargée par un couple résistant égal à (14 N.m), le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, et la vitesse subit une chute faible rejetée rapidement par le régulateur pour rétablir la vitesse à sa référence (300 rad/s). Le courant statorique répond bien aux variations imposées sur le couple (forte appel du courant lors de l'application du couple de charge) et sa forme est très proche de la sinusoïde. Le flux statorique suit bien sa valeur de référence (1.2 Wb) avec une rapidité appréciable. L'allure du flux statorique est indépendante de celle du couple électromagnétique, ça signifie le bon découplage entre la partie électrique et la partie mécanique de la machine.

IV.11 Tests de robustesse :

Pour bien juger la robustesse de la commande directe du couple, deux tests de robustesse ont été effectués à savoir : la variation de résistance rotorique et la variation du moment d'inertie.

IV.11.1 Premier test: variation de la résistance rotorique:

La figure.IV.11 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la commande directe du couple, suivie de la variation de la résistance rotorique ($2R_r$) avec une charge de 14 N.m entre [2, 3] s.



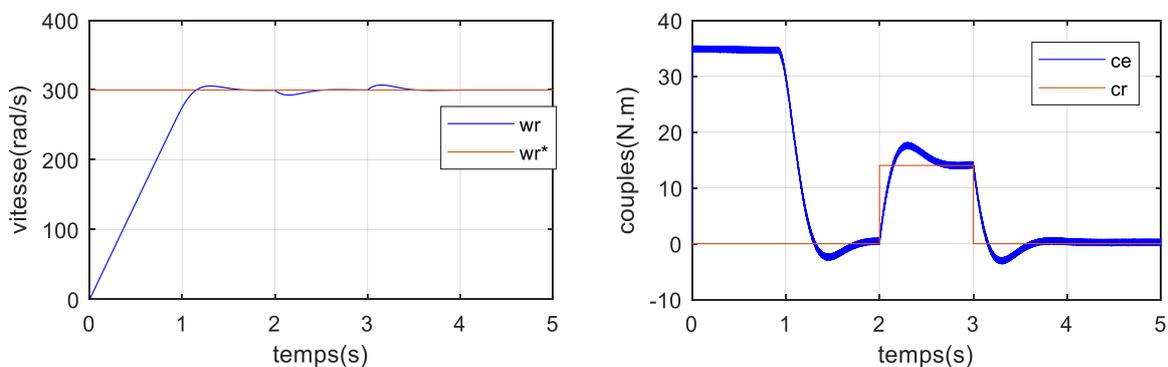
(Fig.IV.11) Commande directe du couple DTC de la MASDE avec la variation de la résistance rotorique $R_r=2R_r$.

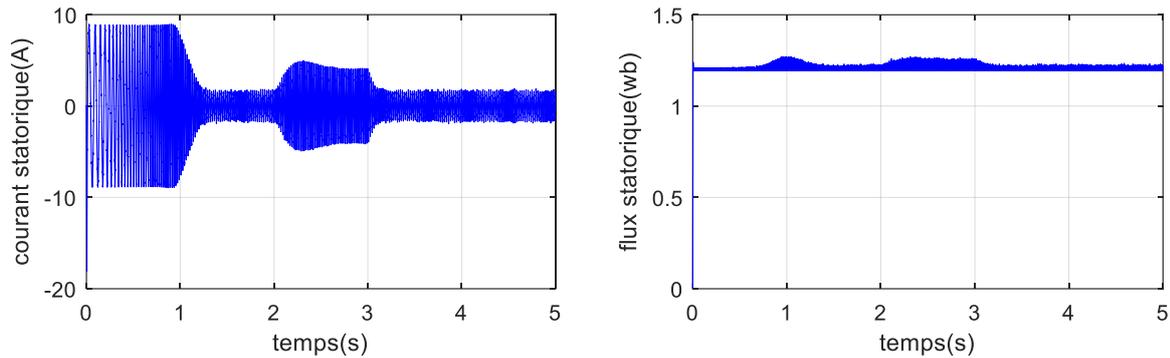
La vitesse, le couple électromagnétique, le flux et le courant statorique présentent une meilleure précision, ce qui montre la robustesse de la commande vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique.

IV.11.2 Deuxième test : la variation du moment d’inertie :

La figure.IV.12 représente l’évolution des caractéristiques de la MASDE avec la commande directe de couple suivie, de l’augmentation du moment d’inertie $2J$, avec une charge de $14N.m$ entre $[2, 3]$ s.

La commande garde ses performances malgré la variation du moment d’inertie cette variation due à l’échauffement, ce qui montre la robustesse de la commande vis-à-vis de la variation du moment d’inertie.





(Fig.IV.12) *Commande directe du couple DTC de la MASDE avec la variation du moment d'inertie $J^*=2J$*

IV.12 Conclusion:

Dans ce chapitre, on a présenté la commande directe du couple (DTC) de la MASDE. Ce type de contrôle est basé sur une régulation par hystérésis des valeurs instantanées du couple et du flux statorique à partir du choix d'un ou de plusieurs vecteurs tensions menant finalement à une action directe sur les configurations du convertisseur statique. La commande directe du couple présente plusieurs avantages significatifs (simplicité et facilité d'implantation, robustesse, dynamique élevée, précision, ...etc.), mais la non maîtrise de la fréquence de commutation reste le problème numéro un pour cette stratégie de commande. Différentes tests ont été effectués, montrent bien la robustesse de cette commande, où elle offre une meilleur dynamique et une bonne précision.

IV.13 Comparaison entre la commande directe du couple et la commande vectorielle :

Après la présentation des résultats de simulations des deux commandes, nous pouvons faire une comparaison entre la commande directe du couple et la commande vectorielle étudiée dans le troisième chapitre.

Le tableau ci-dessous résume les principales différences entre la commande directe du couple (DTC) et la commande vectorielle.

	Type de commande	
	Commande vectorielle	Commande DTC
Découplage	Nécessite l'orientation	Naturelle
Comportement à basse vitesse	Bon	Médiocre
Référence de coordonnées	Coordonnée liée au champ tournant « d,q »	Stationnaire « α, β »
Régulateurs	Trois Régulateurs PI pour les courants statoriques	- Régulateur de couple (à hystérésis) - Régulateur de flux (à hystérésis)
Réponse du couple	Bonne	Excellente
La structure de la commande	Dépend des paramètres du rotor	Indépendante des paramètres du rotor
Dynamique	Elevée	Elevée
Robustesse	No robuste	Robuste
Capteur des vitesses	Nécessaire	Moins nécessaire
Commande rapprochée	Nécessite la MLI	Pas de MLI

Tableau (IV.5) Comparaison entre la commande vectorielle et la commande DTC.

Conclusion Générale

Le but visé à travers ce travail est l'étude de la modélisation et la commande de la machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par onduleurs a deux-niveaux, dont la technique est le contrôle direct du couple (DTC).

Le premier chapitre de notre travail est consacré sur l'état de l'art des machines multiphasées, nous avons cité l'histoire et classification des machines électriques, caractéristiques et types des machines multiphasées, domaines d'application et leurs avantages. Dans le deuxième chapitre nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone double étoile. Cette étude s'impose pour faire une bonne simulation et régulation de cette machine.

Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE, l'objectif étant la régulation de la vitesse par la commande directe et indirecte. Enfin après l'application de ces commandes à notre machine nous avons terminé par donner les résultats de simulations et leurs interprétations. Pour mieux exploiter la machine, la linéarisation de son modèle est impérative. Il existe beaucoup de techniques de commande qui ont permis cette linéarisation. On peut citer la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cependant cette commande, en outre de la position du flux peu précise, elle se trouve fragilisée par les variations paramétriques et non paramétriques de la machine. Une alternative s'impose et consiste à utiliser d'autres commandes telles que la commande directe du couple (DTC), dans le quatrième et dernier chapitre nous nous sommes intéressé à la commande directe du couple, cette dernière est une technique de commande qui s'appuie sur une approche empirique. Le principe de cette commande se base sur l'accélération ou la décélération du champ magnétique à l'intérieur de la machine. Ceci est possible grâce à l'application d'une séquence bien appropriée de tension aux bornes de l'onduleur. Le flux et le couple sont régulés par régulateurs à hystérésis. Une simulation en SIMULINK sous MATAB a été effectuée et a révélée de remarquables qualités de cette commande. La DTC offre un découplage naturel entre le flux et le couple et elle se présente comme une commande robuste vis à vis des variations paramétriques et moins robuste par apport aux variations de la charge.

Annexe

- Programme de Déclaration des paramètres de la machine asynchrone double étoile pour la simulation de la machine sous MATLAB/SIMULINK

```
%Paramètres de la MASDE

Pn=4500 ;
fs=50 ;
rs1=3.72;
rs2=3.72;
rr=2.12;
ls1=0.022;
ls2=0.0222;
lr=0.006;
lm=0.3672;
J=0.045;
%J=0.0625;
kf=0.001;
p=1;
la=1/((1/lm)+(1/ls1)+(1/ls2)+(1/lr));
tr=(lm+lr)/rr;
```

✚ Les Programmes de la commande DTC code MATLAB :

✚ Code MATLAB de DTC table :

```
function y=DTCTable(x)
% sélection des tensions Vs
C_flux=x(1);C_pl=x(2);secteur=x(3);
V0=[0;0;0];V1=[1;0;0];V2=[1;1;0];V3=[0;1;0];
V4=[0;1;1];V5=[0;0;1];V6=[1;0;1];V7=[1;1;1];
%.....(C_flux=1 et C_cpl=1)
if C_flux==1
if C_pl==1
if secteur==1
y=V2;
elseif secteur==2
y=V3;
elseif secteur==3
y=V4;
elseif secteur==4
y=V5;
elseif secteur==5
y=V6;
elseif secteur==6
y=V1;
end;
%(C_flux=1 et C_cpl=0)
```

```

elseif C_pl==0
if secteur==1
y=V0;
elseif secteur==2
y=V7;
elseif secteur==3
y=V0;
elseif secteur==4
y=V7;
elseif secteur==5
y=V0;
elseif secteur==6
y=V7;
end;
%(C_flux=1 et C_cpl=-1)
elseif C_pl==-1
if secteur==1
y=V6;
elseif secteur==2
y=V1;
elseif secteur==3
y=V2;
elseif secteur==4
y=V3;
elseif secteur==5
y=V4;
elseif secteur==6
y=V5;
end;
end;
%(C_flux=0 et C_cpl=1)
else
if C_pl==1
if secteur==1
y=V3;
elseif secteur==2
y=V4;
elseif secteur==3
y=V5;
elseif secteur==4
y=V6;
elseif secteur==5
y=V1;
elseif secteur==6
y=V2;
end;
end;
%(C_flux=1 et C_cpl=0)
elseif C_pl==0
if secteur==1
y=V7;
elseif secteur==2
v=V0;

```

```
elseif secteur==3
y=V7;
elseif secteur==4
y=V0;
elseif secteur==5
y=V7;
elseif secteur==6
y=V0;
end;
%(C_flux=1 et C_cpl=-1)
elseif C_pl==-1
if secteur==1
y=V5;
elseif secteur==2
y=V6;
elseif secteur==3
y=V1;
elseif secteur==4
y=V2;
elseif secteur==5
y=V3;
elseif secteur==6
y=V4;
end;
end;
end;
```

➤ Détermination des secteurs de l'étoile 1 :

```
%Determination des secteurs de l'étoile 1

function [sys,x0,str,ts]=N1_SECT(t,x,u,flag)

Ts=1e-5;
if flag == 0 %-----initialisation
sys=[0,0,1,1,0,1,1];
str = [];
x0 = [];
ts = [Ts 0];
elseif flag == 3 %calcul de la sortie (Determination des secteurs)
tethas1=u;
if (tethas1>=0)&&(tethas1<pi/3)
    secteur=1;
elseif (tethas1>=pi/3)&&(tethas1<2*pi/3)
    secteur=2;
elseif (tethas1>=2*pi/3)&&(tethas1<pi)
    secteur=3;
elseif (tethas1>=-pi)&&(tethas1<-2*pi/3)
    secteur=4;
```

```
elseif (tethas1>=-2*pi/3)&&(tethas1<-pi/3)
    secteur=5;
else
    secteur=6;
end
    sys=[secteur];
else
    sys=[];
end
```

➤ Détermination des secteurs de l'étoile 2 :

```

%Determination des secteurs de l'étoile 2
function [sys,x0,str,ts]=N2_SECT(t,x,u,flag)
Ts=1e-5;
if flag == 0 %-----initialisation
sys=[0,0,1,1,0,1,1];
str = [];
x0 = [];
ts = [Ts 0];
elseif flag == 3 %calcul de la sortie (Determination des secteurs)
tethas2=u;
%-----
if (tethas2>=0)&&(tethas2<pi/3)
    secteur=1;
elseif (tethas2>=pi/3)&&(tethas2<2*pi/3)
    secteur=2;
elseif (tethas2>=2*pi/3)&&(tethas2<pi)
    secteur=3;
elseif (tethas2>=-pi)&&(tethas2<-2*pi/3)
    secteur=4;
elseif (tethas2>=-2*pi/3)&&(tethas2<-pi/3)
    secteur=5;
else
    secteur=6;
end
    sys=[secteur];
else
    sys=[];
end

```

➤ Code MATLAB pour le couple

```
function [sys,x0,str,ts]=R_couple(t,x,u,flag,h)

Ts=1e-5;
h=0.001;
if flag==0
    sys=[0,0,1,1,0,1,1];
    x0=[];
    str=[];
    ts=[Ts 0];

elseif flag==3

    X=u(1);%X :l'erreur entre le couple de réf et le couple estimé

if X>h
    C=1;
elseif X<-h
    C=-1;
else
    C=0;
end
    sys=[C];
end
```

- [1] H. Hamache, "*Etude et réalisation d'une machine asynchrone double étoile : conception, alimentation et commande*" mémoire de magister EMP, 2004.
- [2] R. H. Nelson and P. C. Krause, "*Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple windings*" IEEE Trans. Power App. Syst, vol. PAS-93, pp. 841–848, May 1974.
- [3] P.L. Alger, E.H. Freiburg house, D. Ehasz, "*Double Windings for Turbine Alternators*", AIEE Trans, Vol.49, pp. 226-244, Jan.1930.
- [4] D. HADIOUCHE, "*Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure*", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 2000.
- [5] D-Hadiouche "*Contribution à l'Etude de la Machine Asynchrone Double Etoile : Modélisation, Alimentation et Structure*". Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-.2001.
- [6] E. Merabet "*Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Asynchrone Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle*". Thèse de doctorat, Université de Batna. 2013.
- [7] L. Ben alia "*Commande en tension des moteurs a induction double alimentés*", Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [8] E. A. Kling shirn, "*High phase order induction motors-part 2-experimental results*". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1983. vol. PAS-102, no. 1 : p. 54-59.
- [9] Singh, G.K.: "*Multi-phase induction machine drive research – a survey*", Electr. Power Syst. Res., 2002, 61, pp. 139–147
- [10] KERCHA., "*Etude et modélisation des machines électriques double étoile* " Mémoire Master académique UNIVERSITÉ KASDI MERBAH OUARGLA.2013
- [11] AMIMEUR, "*Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone »Double Etoile par Mode de Glissement*", mémoire d'ingénieur, Université de BATNA 2008.
- [12] K. Xavier, "*Modélisation vectorielle multi-machines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés*", Thèse de doctorat, Université de Lille1, France, 2003.
- [13] D. Beriber, "*Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC*", Thèse de magister, ENP., Alger 2004.
- [14] E. Merabet, "*Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile*", Mémoire de magister de l'Université de Batna., 2006.
- [15] E. A. Kling shirn, "*High phase order induction motors-Part I – Description and theoretical consideration*" INEEE Trans Pow App Syst., vol. PAS-102, no. 1, app. 47-53, Jan. 1983.
- [16] V. Pant, G. K Singh and S. N. Singh, "*Modeling of a multi-phase induction machine under fault condition*" 'INEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99., pp. 92-97, Hong Kong, July 1999.

- [17] R. Abdessemed, "*Modélisation et simulation des machines électrique*" Editions Ellipses, 2011.
- [18] Sofiane Benrabiam, et Azzedine Ben dib." *Simulation numérique d'un moteur asynchrone double étoile commande par onduleur multi-niveaux*". Thème d'ingénieur. Université mohamed boudiaf de Msila. 28/juin/2005
- [19] KhoudirMarouani "*contribution à la commande d'un entraînement électrique à base de moteur asynchrone double étoile*". These DE. Doctorat. Ecole Militaire Polytechnique. France. 17 juin 2010.
- [20] R.Abdessemed, M.kadjoudj,"*Modélisation des machines électriques*", Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [21] Rachide Abdessamade "*modélisation et simulation des machines électriques*"
- [22] Saadi Nour el houda ; Bakhti Ibtiissam, "*conception d'un observateur par mode glissant d'une machine à induction*", Année Universitaire : 2006/2007.
- [23] Djaborebbi Amina "*étude et commande d'machine Asynchrone double étoile*" Thème Master académique ouargla 26/06/2013.
- [24] J. L. Thomas, "*Future practical developments in vector control principles*" IEEColloquium - Power Division, Savoy place, London WC2R 0BL, pp. 4/1–4/8, 23February 1998.
- [25]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 de l'Université Henri Poincaré de Nancy I, France, Janvier 1999.
- [26] M. Pietrzak-david, Bernard de Fornel, "*Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle*", *SEE* Journée d'études Lille., pp. 1–19, Lille, Décembre 1992.
- [27] M. B. Michael , John K. Pedersen, FredeBlaabjerg, "*Field-oriented control of an induction motor using random pulsewidth modulation*", *IEEE Trans on Indus Appl.*, vol. 37, no. 6, pp. 1777–1785, November/December 2001.
- [28] A. Chaiba, "*Commande par la logique floue de la machine asynchrone à double alimentation alimentée en tension*", Mémoire de Magister de l'UniversitéEl-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Novembre 2004.
- [29] El kheir Merabet Mémoire de Magister en Electrotechnique "*Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile*", 04 /06 / 2008.
- [30]R. Sadouni, "*Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile*", Mémoire de Magister, Université de Sidi Bel-Abbes, Algérie, 2010.
- [31]R. Sadouni and A. Maroufel, "*Performances comparative study of fieldoriented control (FOC) and direct torque control (DTC) of dual three phase induction motor*", *International Journal of Circuits, Systems and SignalProcessing*, Vol. 6, No. 2, pp. 163-170, 2012.
- [32] CHEKKAL. et HAMITOUCHE. "*Etude, Identification, Modélisation et commande de la Machine Asynchrone Double Etoile*", mémoire d'ingénieur université de Bejaia, 2007.

- [33] HAFFAF Adil ; CHEBABHI Moqrane, "*Commande d'une Machine {Induction Par la Méthode H_∞* "; Année Universitaire : 2006/2007.
- [34] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Pastorelli, C. Zimaglia, "*Induction motors field oriented control based on averaged parameters*", In *IEEE*, 0-7803-1993-1/94., pp. 81–87, 1994.
- [35] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Pastorelli, and C. Zimaglia, "*Induction motors fieldoriented control based on averaged parameters*", In *Proceedings of the IEEEConference on Record of Industry Applications Society Annual Meeting, USA*,pp.81-87, 1994.
- [36]H. Rahali, S. Zeghlache, L. Benalia, "*Adaptive field-oriented control usingsupervisory type-2 fuzzy control for dual star induction machine*", *InternationalJournal of Intelligent Engineering and Systems*, Vol. 10, No.4, pp.28-40, 2017.
- [37] LAZREG Mohamed Haithem, "*Elaboration de différentes stratégies d'observation pour la Commande de la machine asynchrone à double étoile*" Doctorat 3ème Cycle : Commande électrique; Année Universitaire : 2019/2020.
- [38] I.TAKAHASHI, T.NOGUCHI. "*A new quick response and high efficiencycontrol strategy of induction motor*". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-22, 820 827. 1986.
- [39] D. CASADEI, G. SERRA K. TANI, "*Implementation of a direct torque control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation*". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(4), 769-777.
- [40] C.DUFOUR, T.ISHIKAWA, S.ABOURIDA, J.BELANGER, "*ModernHardware-In-the-Loop Simulation Technology for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles.Vehicle Power and Propulsion Conference*", 2007, VPPC 2007, IEEE, Sept 9-12.2007.
- [41] K.K.SHYU, J.K.LIN, V.T.PHAM, M.J.YANG, T.W.WANG, "*Global minimum torque ripple design for direct torque control of induction motor drives*". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-57(9), 3148-3156, 2010.
- [42] A.CHEBABHI, N.E.ROUABAH, E.GUERBAI, "*Application des techniques de l'intelligence artificielle pour le contrôle direct du couple d'une MAS*", Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2009.
- [43] A. Abdelkarim "*Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques* ", these Doctorat, University of Biskra,2017.
- [44] M. O. Hamiti, "*Réduction des Ondulations de Couple d'une Machine Synchrone à Réductance Variable. Approches par la Structure et par la Commande*". Thèse de Doctorat en Génie Electrique de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 15 Juin 2009.
- [45] A. Maria, "*Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones à aimants permanents*". Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Novembre 2004.

- [46] R. Alvarez Salas, "*Développement De Lois De Commandes Avec Observateurs Pour Machine Asynchrone*". Thèse de Doctorat en Automatique-Productique. L'Institut National Polytechnique de Grenoble. Janvier 2002.
- [47] F. Mehazzem, "*Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique*". Thèse de Doctorat en Electronique, optronique et systèmes, Université Paris-EST, ESIEE, decembre 2010.
- [48] R. Trabelsi, "*Commande Non Linéaire D'un Moteur A Induction*". Thèse de Doctorat en Génie Electrique. L'école Nationale d'Ingénieurs de Monastir. Avril 2011.
- [49] M. Zelechowski, "*Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive*". Thèse de Doctorat, Faculté des ingénieurs electriques, Université technologique de Warsaw, Poland, 2005.
- [50] R. Abdelli, D. Rekioua, T. Rekioua, "*Performances improvements and torque ripple minimization for VSI fed induction machine with direct control torque*". ISA Transactions 2011. Elsevier publisher.
- [51] H. BEN ZEMAMOUCHE, "*Application de la MLI vectorielle aux onduleurs multiniveaux à base de GTO et d'IGBT*", Mémoire de Magister de l'université d'Annaba, Algérie, 2010.
- [52] Bernard de Fornel "*Techniques de l'ingénieur*".D3, 623.
- [53] CANUDAS DE WIT, "*Commande des moteurs asynchrones 1- Modélisation, contrôle vectoriel et DTC*", France : Hermès Science Publication, 2000.
- [54] S. Belkacem, F. Naceri, R. Abdessemed and B. Kiyyour "*Performance Analysis of a Speed Sensorless Induction Motor Drive Based on DTC Scheme*", International Journal of Electrical and Power Engineering, Vol.1, pp 158 – 164,2007
- [55] Ammar Benzaïoua. "*Contribution à la commande directe du couple d'une machine asynchrone triphasé*" de l'université du Québec 2014.
- [56] M.G. JAYNE "*New Direct torque Control scheme*". EPE, 2005
- [57] C. Carlos, "*Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1*", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [58] M. F. Rahman, L. Zhong, and M E. Haque, "*Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor*", Journal of Electrical and Electronics Engineering, Special Issue on Power Engineering, Vol. 20, No. 1, pp. 1-7, Australia, 2000.
- [59] SADOUNI Radhwane "*Commande directe du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à Deux Onduleurs Multiniveaux en Cascade avec un Redresseur à MLI Piloté par DPC*", Année Universitaire : 2016/2017

ملخص:

تستخدم الآلات متعددة الأطوار بشكل متزايد في تطبيقات الطاقة العالية لأسباب تتعلق بالموثوقية وتجزئة الطاقة. كانت الآلة غير المتزامنة ذات النجمة المزدوجة (MADE) جزءًا من هذا النوع من الآلات. هذه الآلة لها لفتان ثابتان متماثلان من ثلاث مراحل يتشاركان في نفس الجزء الثابت. الفكرة الرئيسية وراء هذا العمل البحثي هي التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) لـ MASKED المدعوم بثلاثة محولات متعددة المستويات. في الواقع ، النهجان اللذان تم النظر فيهما في المقام الأول هما DTC الكلاسيكي ، و هذه الأخيرة ، المطبقة على MASDE ، تعطي نتائج مرضية إلى حد ما.

الكلمات الرئيسية: آلة الحث المزدوجة ، التحكم المباشر في عزم الدوران ، الذكاء الاصطناعي

Résumé :

Les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées dans les applications de forte puissance pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. La machine asynchrone double étoile (MADE) faisait partie de ce type de machine. Il s'agit d'une machine qui a deux enroulements de stator triphasés identiques partageant le même stator. L'idée principale derrière ce travail de recherche est le contrôle direct du couple (DTC) du MASKED alimenté par trois onduleurs multi-niveaux. En effet, les deux approches envisagées en premier lieu sont les DTC classiques, ces dernières, appliquées sur la MASDE, donnent des résultats assez satisfaisants.

Mots clés : machine à induction à double démarrage, contrôle direct du couple, intelligences artificielles

Abstract :

Multiphase machines are increasingly used in high power applications for reasons of reliability and power segmentation. The double-star asynchronous machine (MADE) was part of this type of machine. This is a machine that has two identical three-phase stator windings sharing the same stator. The main idea behind this research work is the direct torque control (DTC) of the MASKED powered by three multi-level inverters. Indeed, the two approaches considered in the first place are the classic DTC, the latter, applied on the MASED, give fairly satisfactory results. However, in order to boost their.

Keywords: double starts induction machine, direct control of torque, artificial intelligences

Commande directe du couple (DTC) pour une machine asynchrone à double étoile

Résumé

Les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées dans les applications de forte puissance pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. La machine asynchrone double étoile (MASDE) faisait partie de ce type de machine. Il s'agit d'une machine qui a deux enroulements de stator triphasés identiques partageant le même stator. L'idée principale derrière ce travail de recherche est le contrôle direct du couple (DTC) du MASDE alimenté par deux onduleurs de tension. En effet, les deux approches envisagées en premier lieu sont les DTC classiques, ces dernières, appliquées sur la MASDE, donnent des résultats satisfaisants.

Mots clés

Machine asynchrone à double étoile, commande vectorielle, commande directe du couple.

Abstract

Multiphase machines are increasingly used in high power applications for reasons of reliability and power segmentation. The double-star induction machine was part of this type of machine. This is a machine that has two identical three-phase stator windings sharing the same stator. The main idea behind this research work is the direct torque control (DTC) of the DSIM powered by three multi-level inverters. Indeed, the two approaches considered in the first place are the classic DTC, the latter, applied on the MASED, give fairly satisfactory results. However, in order to boost their.

Keywords

Double-star induction machine, field oriented control, direct torque control.

الملخص:

تستخدم الآلات متعددة الأطوار بشكل متزايد في تطبيقات الطاقة العالية لأسباب تتعلق بالموثوقية وتجزئة الطاقة. كانت الآلة غير جزءاً من هذا النوع من الآلات. هذه الآلة لها لفتان ثابتان متماثلان من ثلاث مراحل المتزامنة ذات النجمة المزدوجة يتشاركان في نفس الجزء الثابت. الفكرة الرئيسية وراء هذا العمل البحثي هي التحكم المباشر في عزم الدوران المدعوم بثلاثة محولات متعددة المستويات. في الواقع، النهجان اللذان تم النظر فيهما في المقام الأول هما التحكم المباشر في عزم الدوران الكلاسيكي، وهذه الأخيرة، تعطي نتائج مرضية إلى حد ما.

الكلمات المفتاحية:

آلة اللامتزامنة ثنائية النجم، التحكم الشعاعي، التحكم المباشر في عزم الدوران.