

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANQUES

THEME

Etude et contrôle de la machine asynchrone double étoile

Proposé et dirigé par :

- Dr. Leila BENALIA

Présenté par :

- Boudiaf Mohammed

Année Universitaire : 2012 / 2013

N° d'ordre : 051

Remerciements

Mes remerciements vont tout premièrement, à Dieu le tout puissant qui m'a donné la foi, le courage et la patience de parvenir à finir ce modeste travail.

*J'adresse tout d'abord ma profonde reconnaissance à m'encadreuse, Dr **BENALIA Leila**, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de diriger cette mémoire, et pour ses conseils et encouragements réguliers, ses qualités scientifiques et humaines ont toujours été une source de motivation et toutes mes paroles ne peuvent pas suffisamment pour son soutien, et conseils durant la réalisation de ce travail.*

Je tiens également à remercier mes amis.

Mes essentiels remerciements à tous les enseignants qui ont contribué à ma formation du à l'université, à ceux qui ont marqués ma formation d'électrotechnique.

Table des matières

Table des matières	
Symboles & Abréviations	i
Table des figures	iii
Liste des tableaux	v
Introduction générale.....	vi

Chapitre I Etat de l'art de la machine asynchrone double étoile

I.1. Introduction.....	1
I.2. Application des machines multiphasées	2
I.3. Caractéristiques des Machines Multiphasées.....	3
1.3.1. Machines Multiphasées de type 1	3
1.3.2. Machines Multiphasées de type 2	5
I.4. Avantages et inconvénients des machines multiphasées	5
I.4.1 Avantages des machines multiphasées	5
I.4.2 Inconvénients des machines multiphasées.....	6
I.5. Conclusion	6

Chapitre II Modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE)

II.1. Introduction	7
II.2. Description de la machine asynchrone double étoile	7
II.3. Principe de fonctionnement de la MASDE	9
II.4. Modélisation de la MASDE	9
II.4.1. Hypothèse simplificatrices	9
II.4.2. Equation électrique de la MASDE	10
II.4.3. Equations magnétiques de la MASDE	11
II.4.4. Energie magnétique	13
II.4.5. Couple électromagnétique	13
II.4.6. Equation mécanique	13
II.4.7. Transformation à base de Park	14
II.4.8. Choix du référentiel	15
II.4.8.1. Référentiel lié au stator « α, β ».....	15
II.4.8.2. Référentiel lié au rotor « x, y ».....	15
II.4.8.3. Référentiel lié au champ tournant « d, q ».....	15
II.4.9. Modèle de Park de la MASDE	15
II.4.10. Equations transformées.....	16
II.4.11. Equation matricielle de la MASDE avec transformation de Park	17

II.4.11.1. Equations des tensions	17
II.4.11.2. Equations magnétiques	18
II.4.12. Equation mécanique	19
II.4.12.1. Puissance instantanée	19
II.4.12.2. Couple électromécanique	20
II.4.13. Mise sous forme d'équation d'état	21
II.4.14. Simulation de la MASDE alimentée par des tensions sinusoïdales	23
II.4.14.1. Le schéma de simulation	23
II.4.14.2. Résultats de simulation	24
II.4.14.3. Interprétation des résultats de simulation	27
II.5. Alimentation de la MASDE par onduleur de tension à commande MLI	27
II.5.1. Modélisation de l'onduleur de tension	28
II.5.2. Stratégie de commande par MLI sinusoïdale triangulaire	30
II.5.3. Association de MASDE avec onduleur de tension de commande MLI	32
II.5.4. Résultats de simulation de MASDE alimentée par deux onduleurs de tension	32
II.6. Conclusion	34

Chapitre III La commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile(MASDE)

III.1. Introduction	35
III.2. Principe de la commande vectorielle	35
III.3. Procède d'orientation du flux	36
III.4. Méthode de la commande vectorielle	37
III.4.1. Méthode directe	38
III.4.2. Méthode indirecte	38
III.5. La commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse	38
III.5.1. Synthèse d'un régulateur PI de courant	40
III.5.2. Résultats de simulation	43
III.5.3. Interprétations des résultats	44
III.6. Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse	44
III.6.1. Bloc de défluxage	44
III.6.2. Régulateur de vitesse	45
III.6.3. Résultats de simulation	46
III.6.4. Interprétations des résultats	48
III.7. Régulation de la vitesse par la méthode directe	49
III.7.1. Estimateur du flux	50
III.7.2. Régulateur du flux	50
III.7.3. Résultats de simulation	51

III.7.4. Interprétations des résultats	54
III.8. Avantage de la commande Vectorielle	54
III.9. Inconvénient de la commande Vectorielle	54
III.10. Domaines d'applications	54
III.11. Conclusion.....	55

Chapitre IV La commande DTC de la machine asynchrone double étoile(MASDE)

IV.1. Introduction.....	56
IV.2. Principe de la commande DTC	56
IV.3. Fonctionnement et séquences d'un onduleur	57
IV.4. Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique.....	58
IV.4.1. Principe de contrôle de flux statorique	58
IV.4.2. Principe de contrôle du couple électromagnétique	59
IV.4.3. Cas particulier : Application d'un vecteur tension nul	61
IV.4.4. Estimation du flux statorique	62
IV.4.5. Estimation du couple électromagnétique	63
IV.5. Elaboration des contrôleurs de flux et du couple	63
IV.5.1. Elaboration du contrôleur de flux	63
IV.5.2. Elaboration du contrôleur de couple	64
IV.6. Elaboration de la table de commutation.....	64
IV.6.1. Table de commande du flux.....	65
IV.6.2. Table de commande du couple.....	65
IV.6.3. Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple.....	65
IV.7. Application de la DTC sur la MASDE	66
IV.8. Commande directe du couple avec réglage de la vitesse	67
IV.8.1. Test de robustesse	68
IV.9. Avantages de la commande directe de couple	70
IV.10. Inconvénients de la commande directe de couple.....	70
IV.11. Comparaison entre la DTC et la commande vectorielle	71
IV.12. Conclusion	72
Conclusion générale	
Annexe	
Bibliographiques	

Symboles & Abréviations

α : Angle de déphasage entre les deux stators

s_1, s_2, r : Indices correspondants au stator 1, stator 2 et au rotor

sa_1, sb_1, sc_1 : Indices correspondant au trois phases de l'étoile 1

sa_2, sb_2, sc_2 : Indices correspondant au trois phases de l'étoile 2

ra, rb, rc : Indices correspondant aux trois phases de rotor

d, q : Axes directs et quadratiques du repère Park

α, β : Référentiel lié au stator

x, y : Référentiel lié au rotor

R_{S1}, R_{S2}, R_r : Résistances statoriques et rotoriques (Ω)

L_{S1}, L_{S2} : L'inductance propre d'une phase statorique (H)

L_r : L'inductance propre d'une phase rotorique (H)

L_{ms} : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques (H)

L_{mr} : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (H)

L_{sr} : L'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique (H)

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

C_r : Le couple résistant (N.m)

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

f_r : Coefficient de frottement

Ω_s : Vitesse de rotation de champs (vitesse synchronisme) (tr/min)

Ω : Vitesse mécanique de rotation de rotor (tr/min)

P : Nombre de paires des pôles de la machine

ω_{coord} : La vitesse angulaire de rotation de système d'axe biphasé par rapport au système d'axe triphasé (rad/s)

ω_s : Pulsation électrique de stator (rd/s)

ω_r : Pulsation électrique de rotor (rd/s)

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

I_f : Le courant d'excitation de la MCC

I_a : Le courant d'induit de la MCC

τ_r : Constante de temps rotorique

r : L'indice de réglage en tension

m : L'indice de modulation

f_p : La fréquence de la porteuse

$\Phi_{s1}, \Phi_{s2}, \Phi_r$: Flux statorique et rotorique (Wb)

Φ_{ds}, Φ_{qs} : Le flux statorique dans le repère de Park (Wb)

$\Phi_{d,quest}$: Le flux estime dans le repère de Park (Wb)

$V_{abc,s1,2}$: Tension triphasé statorique (V)

$V_{abc,r}$: Tension triphasé rotorique (V)

$V_{dq,s1,2}$: La tension statorique dans le repère de Park

$V_{dq,r}$: La tension rotorique dans le repère de Park (V)

$I_{abc,s1,2}$: Le courant statorique (A)

$I_{abc,r}$: Le courant rotorique (A)

P_{em} : La puissance électromécanique

Φ_m : Flux magnétisant

K_p : Gain proportionnel

K_i : Gain intégral

K_{iv}, K_{pv} : Gain proportionnel et intégrale du régulateur de vitesse

$K_{i\Phi}, K_{p\Phi}$: Gain proportionnel et intégrale du régulateur de flux

$K_{i1,2}, K_{p1,2}$: Gain proportionnel et intégrale du régulateur de courantes statoriques

U_{dc} : Tension contenu (V)

Abréviations

MASDE : Machine asynchrone double étoile

FOC : Field Oriented Control (commande à flux orienté)

DFOC : Direct Field Oriented Control (la commande vectorielle directe)

PI : Proportionnel Intégral

MLI : Modulation par Largeur d'Impulsion

MCC : Machine à Courant Continu

DTC : Direct torque contrôle (la commande directe de couple)

ABB : Société produire des équipements industriels

Tables des figures

Fig. I.1 (a) moteur synchrone double étoile (2 MW, 1200V)	2
Fig. I.1 (b) générateur synchrone Triple-étoile	2
Fig. I.2 : la machine asynchrone double étoile.....	3
Fig. II.1 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double étoile.....	8
Fig. II.2 : Modes de fonctionnement suivant le glissement	9
Fig. II.3 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE	16
Fig. II.4: Schéma de simulation de MASDE alimente par la tension sinusoïdale	23
Fig. II.5: Performances de la conduite de la MASDE lors d'un fonctionnement à vide	25
Fig. II.6: Performances de la conduite de la MASDE, ($C_r = 15 \text{ N.m}$) à l'instant $t=3\text{s}$	26
Fig. II.7: Schéma d'onduleur de tension	28
Fig. II.8: Principe de la technique sinusoïdale triangulaire.....	31
Fig. II.9: Schéma d'association de MASDE avec deux onduleurs de tension commande par sinusoïdale triangle.....	32
Fig. II.10: Les résultats de simulation de MASDE avec deux onduleurs de commande MLI, avec l'application d'une charge : $C_r=15 \text{ N.m}$ à $t=3\text{s}$	33
Fig. III.1 : Principe de la commande vectorielle	36
Fig. III.2 : Orientation du flux rotorique sur l'axe d	37
Fig. III.3 : Schéma bloc de commande à flux orienté	38
Fig. III.4 : Schéma de régulation des courants statorique	41
Fig. III.5 : Schéma du bloc de découplage de la MASDE	42
Fig. III.6 : Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE sans réglage de vitesse	42
Fig. III.7 : La réponse de MASDE avec la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse	43
Fig. III.8 : Boucle de régulation de la vitesse par la méthode indirecte.....	44
Fig. III.9 : Bloc de défluxage	45
Fig. III.10 : Schéma d'un régulateur de vitesse.....	45
Fig. III.11 : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge $C_r=15\text{N.m}$ entre $[1, 3] \text{ s}$	47
Fig. III.12 : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec une inversion de vitesse à l'instant $t=2\text{s}$	48
Fig. III.13 : Schéma bloc de découplage de la DFOC.....	49
Fig. III.14 : Représentation schématique de la commande DFOC sur la MASDE.....	50
Fig. III.15 : Boucle de régulation de flux	50
Fig. III.16: Réglage de la vitesse par la méthode directe avec application d'une charge $C_r = 14\text{N.m}$ à $t=2\text{s}$	51
Fig. III.17 : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec inversion de vitesse à l'instant $t=2\text{s}$	52

Fig. III.18 : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec variation de résistance rotorique ($R_r = 2R_n$) à $t = 1s$	53
Fig. IV.1 : Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux	57
Fig. IV.2.a : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique	58
Fig. IV.2.b : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique	58
Fig. IV. 3 : Trajectoire du flux statorique	59
Fig. IV. 4 : Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension	61
Fig. IV.5 : Application d'un vecteur nul, le terme résistif est négligeable	61
Fig. IV.6 : Contrôle à hystérésis à deux niveaux	63
Fig. IV.7 : Correcteur du couple à trois niveaux	64
Fig. IV.8 : Structure générale de la commande directe du couple 'DTC' d'une MASDE	66
Fig. IV.9 : Commande DTC de la MASDE avec réglage de la vitesse, suivie de l'application d'une charge $C_r = 15N.m$ à $t = 3 s$	68
Fig. IV.10 : Comportement de la MASDE vis-à-vis à variation de vitesse 314 rad/s à 260 rad/s à l'instant $t=2.5s$	68
Fig. IV.11 : Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge $C_r = 15$ et $20 N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 3.5]$ et $[3.5, 5] s$	69
Fig. IV.12 : Comportement de la MASDE vis-à-vis l'augmentation de la résistance statorique de 50 % à partir de $t=1.5 s$	70

Liste des tableaux

Tab. I.1 : Machines multiphasées de Type 1.....	4
Tab. I.2 : Machines multiphasées de Type 2.....	5
Tab. IV.1 : Table de commande du flux	65
Tab. IV.2 : Table de commande du couple	65
Tab. IV.3 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tension nuls	65
Tab. IV.4 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tension non nuls.....	66
Tab. IV.5 : Etude comparative de la commande vectorielle et de la DTC.....	71
Tab. IV.6 : Les niveaux de performances types d'un entraînement régulé en vitesse et en couple avec la technologie DTC et vectorielle.....	71

Introduction générale

Introduction Générale :

Les machines asynchrones triphasées sont aujourd'hui un standard pour entraînements électriques dans les industriels, coût, fiabilité, robustesse et une simplicité de construction, et pour ces raisons ont remplacé les machines à courant continu.

Des évolutions importantes ont eu lieu ces dernières années grâce aux progrès réalisés dans les domaines des matériaux (magnétiques, mécaniques, thermiques..), de l'électronique de puissance (grandes puissances, grandes fréquences, nouvelles topologies...), de la commande (technologies numériques, méthodes de contrôle) et de signaux des systèmes de traitement à éliminé l'un des plus grands inconvénients de tels systèmes à courant alternatif, qui est le problème du contrôle, des capteurs mais aussi des structures de moteurs.

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation.

Pour des applications de grande puissance, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multi-niveaux. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines polyphasées.

En effet, pour les applications d'entraînement de la machine, le moteur à induction polyphasé peut répondre à la demande des systèmes d'entraînement électriques de forte puissance qui sont à la fois robuste, telles que la réduction de l'amplitude et la minimisation des oscillations du couple électromagnétique exercé sur l'arbre de la machine (l'amplitude de la pulsation de couple peut être réduit en augmentant le nombre de phases du stator), ce qui réduit les courants harmoniques du rotor, réduisant ainsi le courant par phase, plus fiabilité et une puissance accrue.[7]

L'une des machines multiphasées que nous allons l'étudier dans ce travail, est la Machine Asynchrone Double Etoile 'MASDE'. Ce type de machine possède deux enroulements statoriques triphasés identiques où se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, qui peut être soit à cage d'écureuil, soit à rotor bobiné.

Objectif de mémoire :

L'objectif principal de ce travail, est l'étude par simulation numérique des performances d'une MASDE contrôlée par deux types de commandes : la 1^{ère} est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et la 2^{ème} est la commande par le contrôle direct du couple 'DTC'.

Ce mémoire est reparti en quatre chapitres comme suit :

- ✓ **Le premier chapitre**, un état de l'art sur la MASDE (caractéristiques, avantages et inconvénients de ces machines).
- ✓ **Le deuxième chapitre**, sera consacré à la modélisation à l'aide de la transformation de Park de la machine asynchrone double étoile alimentée par des tensions sinusoïdales. La modélisation d'un onduleur à deux niveaux sera présentée ainsi que l'alimentation de la MASDE par cet onduleur.
- ✓ **Le troisième chapitre**, présentera l'application du principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (FOC: Field Oriented Control) à la MASDE, cette technique de commande permet la linéarisation du modèle de la MASDE, avec un classiques PI seront présentés.
- ✓ **Le quatrième chapitre**, est l'objet de la commande par le contrôle directe du couple (DTC) de la MASDE.

Finalement, une conclusion générale qui fait une synthèse de notre mémoire, et ouvrira une perspectives afin de guider les initiatives futures d'évolution et de recherche.

Chapitre I

Etat de l'art de la MASDE

Chapitre I : Etat de l'Art de La Machine Asynchrone

Double Etoile' MASDE'

I.1.Introduction

Les machines électriques triphasées sont de loin les mieux connues (fabrication, technique de bobinages, alimentation, commande,...) et restent les plus utilisées. Leur alimentation, maintenant classiquement réalisée par des onduleurs de tension dont les interrupteurs sont commandés en modulation de largeur d'impulsions (MLI), permettent d'obtenir des bonnes performances surtout dans le domaine de la vitesse variable.

Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle.

Les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevés, provoquant ainsi un vieillissement accéléré des isolants.[2]

L'emploi de structure multiniveaux permet alors la réduction des tensions commutées; d'où l'apparition des machines ayant un nombre de phases supérieur à trois.

Ces machines sont souvent appelées «machines à grand nombre de phases» ou (machines multiphasées) offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages.[2] Ce type de machine machine à deux enroulements triphasés au stator est apparue à la fin des années 1920 dont le but d'augmenter la puissance des alternateurs synchrones de très fortes puissances.[2].

Afin d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale par exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multiniveaux ou à la mise en parallèle de convertisseurs. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines multiphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois), alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases. L'idée de multiplier le nombre de phases trouve là une de ses principales raisons d'être. En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus élevé de bras, chacun d'eux est alors dimensionné pour une puissance réduite ce qui permet d'obtenir des fréquences de commutation plus élevées et donc des ondulations réduites au niveau des courants et du couple électromécanique. [1]

Un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE). Dans la configuration classique, la machine asynchrone doublée étoile, possède deux enroulements triphasés identiques. Les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° .

La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé.

Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et Les pertes rotoriques [1].

Dans ce chapitre, nous exposons un bref aperçu sur les machines polyphasées, leurs caractéristiques, leurs types, ainsi que leurs avantages et inconvénients.

I.2.Application des machines multiphasées

Moteurs à induction polyphasés ont trouvé de nombreuses applications telles que les pompes, ventilateurs, compresseurs, laminoirs, broyeurs à ciment, les treuils de mine, les véhicules électriques / hybrides, les applications aérospatiales, la propulsion du navire, la traction de la locomotive etc. [10] [7]

Les figures (I.1) et (I.2) représentent des photos des machines multiphasées.

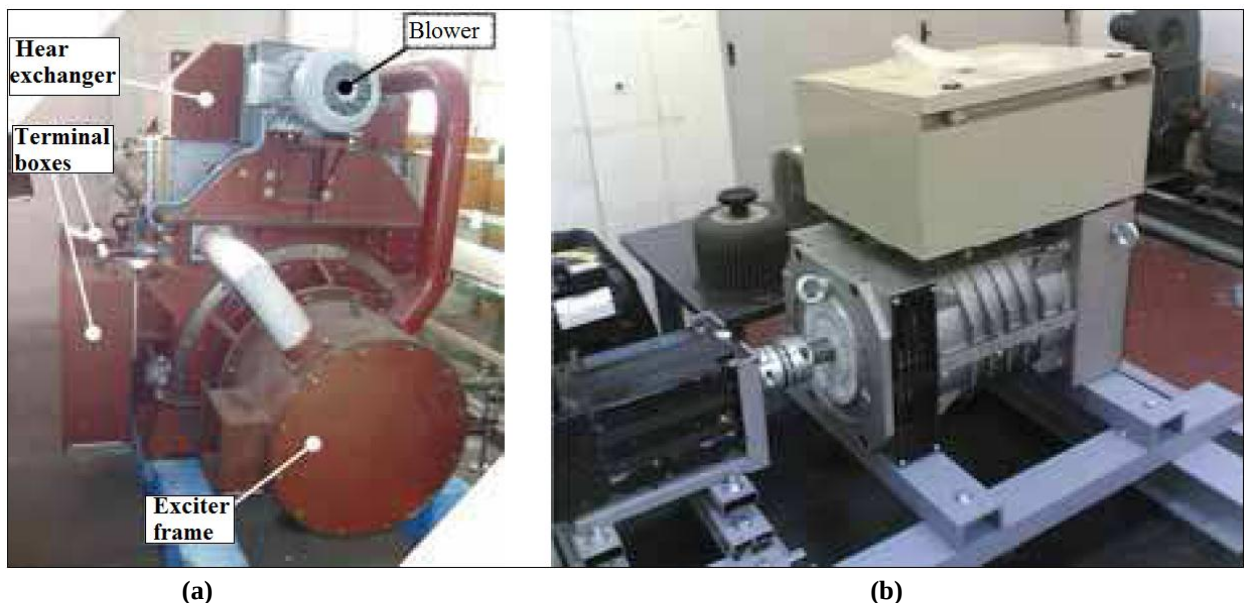


Fig. I.1 (a) moteur synchrone double étoile (2 MW, 1200V) [12]
(b) générateur synchrone Triple-étoile [12]



Fig. I.2 : la machine asynchrone double étoile (au-dessus) et MASDE avec illustration de plaque à borne (au-dessous droite et gauche) [7]

I.3.Caractéristiques des Machines Multiphasées

On distingue habituellement deux types de machine multiphasée, suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera « machines multiphasées de type 1 » et « machines multiphasées de type 2 ». De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre non multiple de trois, sauf si celui-ci est un multiple de trois. [1]

I.3.1Machines Multiphasées de type 1

Les machines multiphasées de "Type 1" sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles triphasées :

$$q = 3\eta \quad (\eta = 1, 2, 3, 4\ldots) \quad (I-1)$$

Ces machines sont aussi appelées "machines multi-étoile".

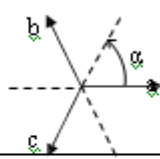
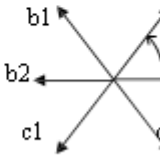
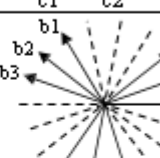
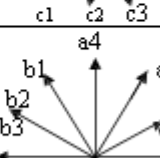
Pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes (qui correspond d'ailleurs au décalage entre étoiles).

En effet, une machine double étoile dont le nombre de phases statorique $q = 6$ et les étoiles sont décalées de $\alpha = \frac{\pi}{6}$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \frac{\pi}{3}$ [1]

Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un "nombre équivalent de Phases", noté q_α , dont la définition est la suivante :

$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (\text{I-2})$$

Le tableau I.1 donne le détail de quelques exemples de machines multi-étoile.

Nombre de Phases (q)	Nombre équivalent de phase (q _α)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobine
3	3	60°	
6	3	60°	
6	6	30°	
9	9	20°	
12	6	30°	

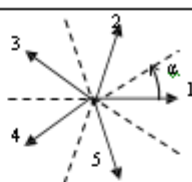
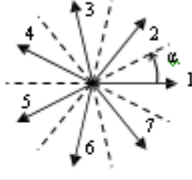
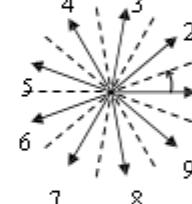
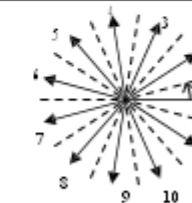
Tab. I.1 : Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 1) [10]

I.3.2. Machines Multiphasées de type 2

Les machines multiphasées de "Type 2" sont des machines dont le nombre de phases statoriques "q" non multiple de trois. Si α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les "q" phases sont alors régulièrement décalées de $\frac{\pi}{q_\alpha} = \alpha$.

on a donc toujours : $q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$

Le tableau I.2 donne le détail de quelques exemples de machines multiphasées de Type 2.

Nombre de Phases (n_{ph})	Nombre de phase ($n_{ph, \alpha}$)	Décalage angulaire (α)	Représentation des axes des bobine
5	5	36°	
7	7	25.7°	
9	9	20°	
11	11	16.3°	
13	13	13.8°	

Tab. I.2 : Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques non multiple de trois (machines multiphasées de Type 2) [16]

I.4. Avantages et inconvénients des machines multiphasées

I.4.1 Avantages des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles parmi ces avantages on peut citer :

1. La segmentation de puissance, comme la machine multiphasée contient plusieurs phases, donc pour une puissance donnée, les courants par phases sont diminués et cette puissance est donc répartie sur le nombre des phases. [1]
2. Perte de fer réduit conduisant à une amélioration de la performance globale. [10]
3. Basse courant par phase sans réduire de la tension par phase. [10]
4. Employant les machines à induction à plusieurs phases permettrait de réduire le couple Pulsatoire et augmenterait l'efficacité de la machine. [11]
5. les machines à induction polyphasés moins de bruit par rapport à ceux triphasés. [11]
6. les nombres des phases élevées fournit une meilleure performance du moteur en cas de perte d'une ou plusieurs phases, en outre utilisant des machines à induction polyphasés d'obtenir la possibilité de démarrer et fonctionner même avec quelques phases en circuit ouvert ou en court-circuit. (fonctionnement en régimes dégradés) [11][10]

I.4.2. Inconvénients des machines multiphasées

1. Le coût : le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine. [9]
2. l'apparition des courants harmonique de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension. [4]
3. Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté pour les machines multiphasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à Multiphasées de type 2. [10]

I .5.Conclusion

La technologie de la machine à induction à plusieurs phases, une fois développée à l'état de l'application pratique, a présenté de nombreux avantages par rapport aux systèmes conventionnels, et un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE).

Dans ce chapitre, un état de l'art sur cette machine a été présenté où nous avons cité ses deux types connus sous le nom machines multiphasées de type 1 et machines multiphasées de type 2, nous avons également cité leurs avantages et leurs inconvénients. Certains avantages de cette machine sont ; la segmentation de puissance et l'amélioration de la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régime dégradé (c'est à dire si une ou plusieurs phases sont ouverts ou court-circuit) sans oublier son inconvénient de coût qui augmente avec l'augmentation du nombre de phases statorique de la machine d'où l'augmentation des convertisseurs statiques.

Le chapitre suivant, il présente la modélisation de la machine asynchrone double étoile(MASDE).

Chapitre II

Modélisation de la MASDE

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE)

II .1.Introduction

La modélisation c'est une transformation de système à des équations mathématique. Comme tout système, l'étude des machines électriques s'appuie sur un modèle de représentation. Cette modélisation est très importante pour l'étude, l'analyse et la simulation de la commande des machines.

La modélisation de la machine électrique se fait par une fonction de transfert c.-à-d. un rapport Sortie/entrée ou par des équations dont ce dernier est très complexes et leur développement nécessite des calculs importants, à cause de la répartition de l'enroulement et la géométrie de MASDE. Mais dans la plupart des cas la représentation par les équations rendent compte correctement le comportement des machines tournantes.[3]

Après la description et la modélisation de la machine il faut faire une transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes Perpendiculaires, pour le but de simplification l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner la difficulté de Modèle et de le simplifie.

L'objectif de ce chapitre est de présenter le modèle mathématique de la MASDE, où nous sommes intéressés au mode de fonctionnement « Moteur », et le simuler avec une alimentation sinusoïdale triphasée, puis par l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs commandés par une MLI. Ces classes de modèles dépendent directement des hypothèses simplificatrices prends-en considération, de la nature de la source d'alimentation et du choix des composantes du vecteur d'état. [3]

II.2. Description de la machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone à double étoile est une machine asynchrone six-phases qui comprend deux bobinages statoriques fixes déphasés entre eux d'un angle α et un bobinage rotorique mobile, comme l'illustre la (Fig. II.1).

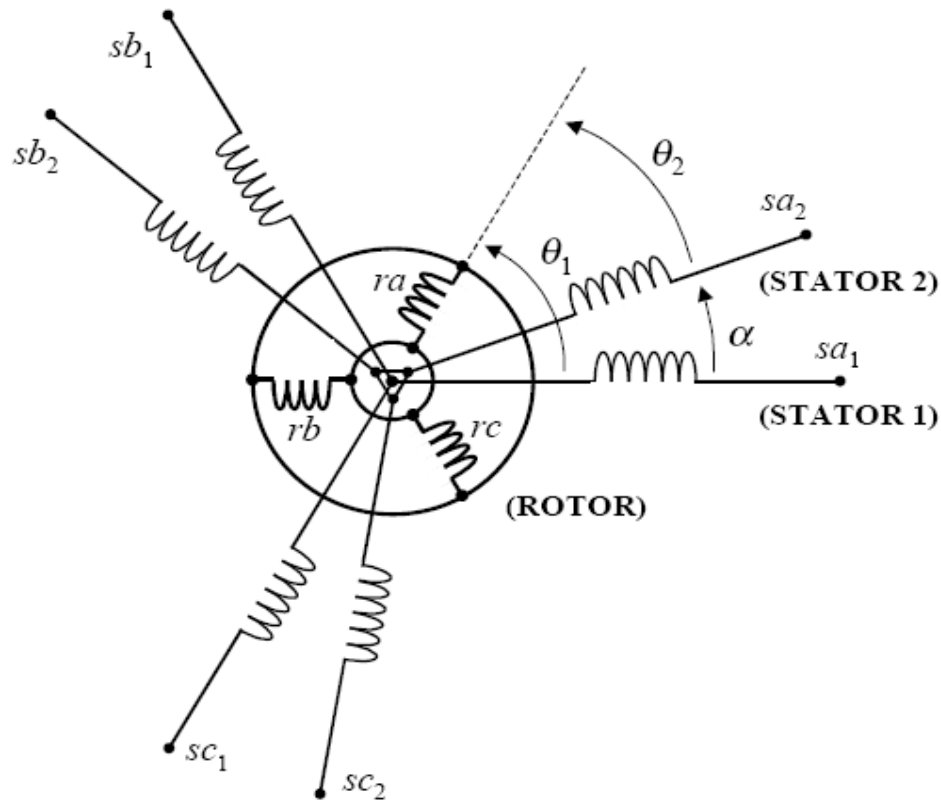


Fig. II.1 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double étoile [1]

Parmi les angles les plus utilisés on trouve le plus souvent $\alpha = 30^\circ$.

Chaque étoile de la machine asynchrone à double étoile est composée de trois enroulements identiques, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal à 120° dans l'espace et sont logés dans des encoches du circuit magnétique. [4]

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré de courant, d'où la création d'un champ tournant le long de l'entrefer. [4]

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

La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuses, robustes, facile d'emploi et nécessitent un entretien limité. [4]

II.3. Principe de fonctionnement de la MASDE

Les courants triphasés de fréquence « f_s » alimentant l'enroulement 1 du stator de la machine, donnent naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme « N_s » [5] Tel que:

$$N_s = \frac{f_s}{p} \text{ [rad/s]} \text{ Où } p : \text{ est le nombre de paires de pôles.}$$

Les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle (α) alimentant l'enroulement 2 de même stator donnent eux aussi naissance à un autre champ tournant à la même vitesse de synchronisme « N_s ».

Ces deux Champs tournants produisent par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse « N_r » inférieure à celle du synchronisme ($N_r < N_s$), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force, électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

On définit alors, une vitesse « N' » dite vitesse relative des deux champs tournants par rapport au rotor:

$$N' = N_s - N_r \quad (\text{II-1})$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport:

$$g = \frac{N'}{N_s} = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{II-2})$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement. (Figure II.2)



Fig. II.2 : Modes de fonctionnement suivant le glissement

II.4. Modélisation de la MASDE

II.4.1. Hypothèse simplificatrices

On adopte les hypothèses simplificatrices qui tout en permettant de simplifier l'étude de cette machine, ces hypothèses sont les suivantes: [5]

- le circuit magnétique est non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaire des courants.
- les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées.

- les forces magnétomotrices créées par chacun des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale. [5]
- l'entrefer est constant.
- L'effet de la variation de la température sur les résistances statorique et rotorique est négligeable.
- effet de peau négligé.
- Les enroulements des stators sont identiques.

II.4.2. Equation électrique de la MASDE

Les équations des tensions de la machine asynchrone à double étoile représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux.

$$\text{Pour l'étoile 1 : } \begin{cases} V_{sa1} = R_{S1} \cdot I_{sa1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{S1} \cdot I_{sb1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{S1} \cdot I_{sc1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc1} \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } \begin{cases} V_{sa2} = R_{S2} \cdot I_{sa2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{S2} \cdot I_{sb2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{S2} \cdot I_{sc2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc2} \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

$$\text{Pour rotor : } \begin{cases} 0 = R_{ra} \cdot I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ 0 = R_{rb} \cdot I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ 0 = R_{rc} \cdot I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

Sous forme matricielle on a :

$$[V_{S1}] = [R_{S1}] [I_{S1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \quad (\text{II-6})$$

$$[V_{S2}] = [R_{S2}] [I_{S2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \quad (\text{II-7})$$

$$[0] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{II-8})$$

On pose:

$$R_{Sa1} = R_{Sb1} = R_{Sc1} = R_{S1}$$

$$R_{Sa2} = R_{Sb2} = R_{Sc2} = R_{S2}$$

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

Les résistances des phases statoriques de l'étoile 1,2 :

$$[R_{S1}] = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S1} \end{bmatrix}; [R_{S2}] = \begin{bmatrix} R_{S2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S2} \end{bmatrix}$$

Les résistances d'une phase rotorique :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

- Les vecteurs de tensions, courants et flux totaux statoriques :

Pour l'étoile 1 :

$$[V_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix}, [I_{s1}] = \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix}, [\Phi_{s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{bmatrix},$$

Pour l'étoile 2 :

$$[V_{s2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}, [I_{s2}] = \begin{bmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix}, [\Phi_{s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{bmatrix},$$

- Les vecteurs de courants et de flux rotoriques :

$$[I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}, [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

II.4.3. Equations magnétiques de la MASDE

Les flux statorique et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et mutuelles sont exprimés par les équations suivantes. [4]

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & L_{s1,s2} & L_{s1,r} \\ L_{s2,s1} & L_{s2,s2} & L_{s2,r} \\ L_{r,s1} & L_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

$[L_{s1,s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2,s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_{r,r}]$: Matrice inductance de rotor.

$[L_{s1,s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et étoile 2.

$[L_{s1,r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et rotor.

$[L_{s2,s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et étoile1.

$[L_{s2,r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

$[L_{r,s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

$[L_{r,s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

L'équation magnétique développée de la machine s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \\ \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c} \\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c} \\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c} \\ M_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca1} & M_{cb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \\ I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

M_{ij} : Inductance mutuelle relative aux deux étoiles ou l'étoile et le rotor.

L_{ij} : Inductance propre relative à une étoile ou au rotor.

Avec: $i = a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c$

$j = a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire : [6]

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

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

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

$$[L_{s1,s2}] = L_m \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II-14})$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II-15)$$

$$[L_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (II-16)$$

$$[L_{s1,s2}] = [L_{s2,s1}]^t ; [L_{s1,r}] = [L_{r,s1}]^t ; [L_{s2,r}] = [L_{r,s2}]^t$$

$L_{as1} = L_{bs1} = L_{cs1} = L_{s1}$: Inductance propre du premier stator.

$L_{as2} = L_{bs2} = L_{cs2} = L_{s2}$: Inductance propre du deuxième stator.

$L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_r$: Inductance propre du rotor.

L_{ms} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

L_{mr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

L_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

II.4.4. Energie magnétique

Elle peut être calculée à partir de l'expression : [6]

$$\omega_{mag} = \frac{1}{2}([I_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [I_r]^t [\Phi_r]) \quad (II-17)$$

II.4.5. Couple électromagnétique

Il est donné par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{em} = \frac{d}{d\theta_m} \omega_{mag} = p \frac{d}{d\theta_e} \omega_{mag} \quad (II-18)$$

Donc : p : nombre de pair de pole.

θ_m : Angle mécanique.

θ_e : Angle électrique.

$$C_{em} = \frac{p}{2}([I_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}][I_r]^t + [I_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}][I_r]^t) \quad (II-19)$$

II.4.6. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donne par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (\text{II-20})$$

Avec:

f_r : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant.

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

C_{em} : Couple électromagnétique.

II.4.7. Transformation à base de Park [2]

La transformation de Park rend assez aisée de tous les régimes transitoires de la machine Électrique polyphasée.

Le principe consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles a,b,c

Par des grandeurs d'indices d, q, o (direct, en quadrature et homopolaire) à l'aide de la matrice de Park. $[P(\theta)]$.

On transforme le système triphasé en un système biphasé tournant.

La matrice de Park est définie comme suit :

$$\text{Pour l'étoile 1: } [P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-21})$$

$[P(\theta)]$ Est une matrice orthogonale, c'est-à-dire $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$

$$\text{Pour l'étoile 2: } [P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-22})$$

$$\text{Pour le rotor: } [P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-23})$$

$[P(\theta_{s1})]$: Matrice de transformation du premier enroulement statorique (étoile 1).

$[P(\theta_{s2})]$: Matrice de transformation du deuxième enroulement statorique (étoile 2).

$[P(\theta_r)]$: Matrice de transformation d'enroulement rotorique.

II.4.8. Choix du référentiel

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique, le choix du référentiel fait selon le problème à étudier. [8]

II.4.8.1. Référentiel lié au stator « α, β » [9]

Dans ce référentiel, les axes (α, β) sont immobiles par rapport au stator ($w_{coord} = 0$). dans ce cas, la phase A_{s1} et α 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 Machine à courant alternatif.

II.4.8.2. Référentiel lié au rotor « x, y » [9]

Dans ce référentiel, les axes (x, y) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse w_r donc ($w_{coord} = w_r$).

L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires les machines alternatives synchrone et asynchrone.

II.4.8.3. Référentiel lié au champ tournant « d, q » [9]

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

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but pouvoir appliquer une commande

Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel pour la modélisation de la MASDS.

II.4.9. Modèle de Park de la MASDE [1]

La figure (II.3) représente le modèle de Park de la MASDE.

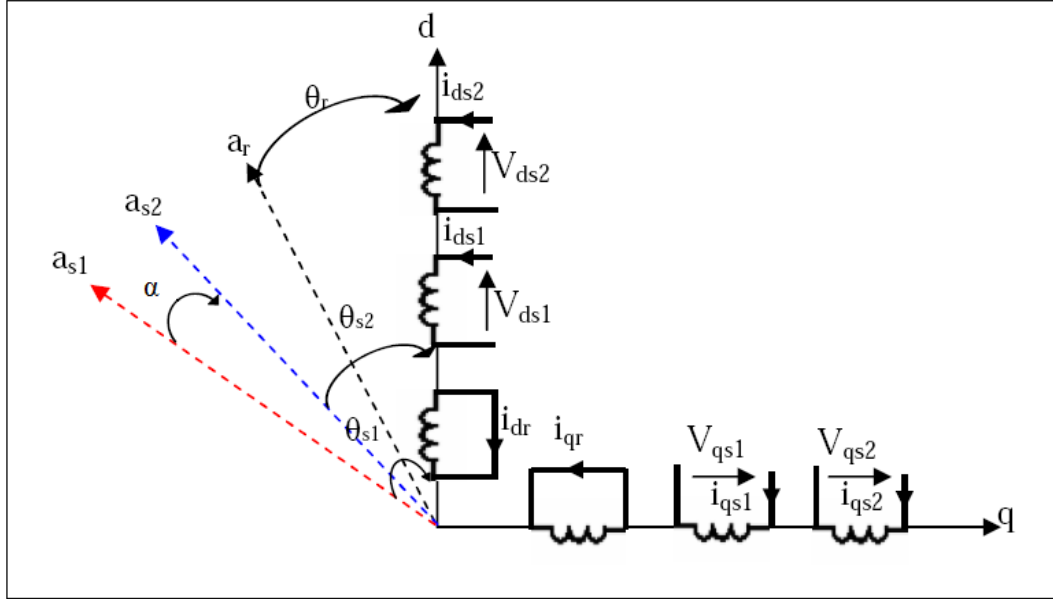


Fig. II.3 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

II.4.10. Equations transformées

Les courants, les tensions et les flux se transforment de la manière suivante :

Transformation de tension :

$$[V_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s1})] [V_{s1}] \quad (\text{II-24})$$

$$[V_{dqo,s2}] = [P(\theta_{s2})] [V_{s2}] \quad (\text{II-25})$$

Transformation de courant :

$$[I_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s1})] [I_{s1}] \quad (\text{II-26})$$

$$[I_{dqo,s2}] = [P(\theta_{s2})] [I_{s2}] \quad (\text{II-27})$$

$$[I_{dqo,r}] = [P(\theta_r)] [I_r] \quad (\text{II-28})$$

Transformation des flux :

$$[\Phi_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s1})] [\Phi_{s1}] \quad (\text{II-29})$$

$$[\Phi_{dqo,s2}] = [P(\theta_{s2})] [\Phi_{s2}] \quad (\text{II-30})$$

$$[\Phi_{dqo,r}] = [P(\theta_r)] [\Phi_r] \quad (\text{II-31})$$

Avec :

$$[V_{dqo,s1}] = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix}, [V_{dqo,s2}] = \begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix}, [I_{dqo,s1}] = \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix}, [I_{dqo,s2}] = \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{os2} \end{bmatrix}, [I_{dqo,r}] = \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix}$$

$$[\Phi_{dqo,s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{dq1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix}, [\Phi_{dqo,s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{dq2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix}, [\Phi_{dqo,r}] = \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix}$$

II.4.11. Equation matricielle de la MASDE avec transformation de Park:

II.4.11.1 Equations des tensions

En appliquant la transformation de Park :

$$[P(\theta_{S1})]^{-1} [V_{dqo,S1}] = [R_{S1}] [P(\theta_{S1})]^{-1} [I_{dqo,S1}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta_{S1})]^{-1} [\Phi_{dqo,S1}]) \quad (II-32)$$

$$[P(\theta_{S2})]^{-1} [V_{dqo,S2}] = [R_{S2}] [P(\theta_{S2})]^{-1} [I_{dqo,S2}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta_{S2})]^{-1} [\Phi_{dqo,S2}]) \quad (II-33)$$

$$0 = [R_r] [P(\theta_r)]^{-1} [I_{dqo,r}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta_r)]^{-1} [\Phi_{dqo,r}]) \quad (II-34)$$

La multiplication de l'équation (II-32) par $[P(\theta_{S1})]$ on obtient :

$$[V_{dqo,S1}] = [R_{S1}] [I_{dqo,S1}] + \frac{d}{dt} ([\Phi_{dqo,S1}]) + [P(\theta_{S1})] \frac{d}{dt} ([P(\theta_{S1})]^{-1}) [\Phi_{dqo,S1}] \quad (II-35)$$

On pose : $\frac{d\theta_{S1}}{dt} = \frac{d\theta_{S2}}{dt} = \frac{d(\theta_{S1}-\alpha)}{dt} = \omega_s$

Après développement on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} -\Phi_{qs1} \\ \Phi_{ds1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II-36)$$

Ou encore en développant les matrices, avec la composante homopolaire nulle, nous obtenons

Le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{S1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{S1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} + \omega_s \Phi_{ds1} \end{cases} \quad (II-37)$$

De la même manière, l'étoile 2 aura les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds2} = R_{S2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{S2} I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} + \omega_s \Phi_{ds2} \end{cases} \quad (II-38)$$

De la même façon pour le rotor, on obtient les équations suivantes:

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (II-39)$$

Avec: $\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{S1}-\theta)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{gl}$

ω_{gl} : vitesse de glissement.

Finalement les équations de tension de la MASDE sont :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{S1}I_{ds1} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds1} - \omega_s\Phi_{qs1} \\ V_{ds2} = R_{S2}I_{ds2} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds2} - \omega_s\Phi_{qs2} \\ V_{qs1} = R_{S1}I_{qs1} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs1} + \omega_s\Phi_{ds1} \\ V_{qs2} = R_{S2}I_{qs2} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs2} + \omega_s\Phi_{ds2} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}\Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r)\Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}\Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r)\Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-40})$$

II.4.11.2. Equations magnétiques

La décomposition de l'équation (II-9) donne:

$$\begin{cases} [\Phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [L_{s1,s2}][I_{s2}] + [L_{s1,r}][I_r] \\ [\Phi_{s2}] = [L_{s2,s1}][I_{s1}] + [L_{s2,s2}][I_{s2}] + [L_{s2,r}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{r,s1}][I_{s1}] + [L_{r,s2}][I_{s2}] + [L_{r,r}][I_r] \end{cases} \quad (\text{II-41})$$

donc :

Pour l'étoile 1 :

$$[\Phi_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s1})][L_{s1,s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{dqo,s1}] + [P(\theta_{s1})][L_{s1,s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{dqo,s2}] + [P(\theta_{s1})][L_{s1,r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{dqo,r}] \quad (\text{II-42})$$

Pour l'étoile 2 :

$$[\Phi_{dqo,s2}] = [P(\theta_{s2})][L_{s2,s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{dqo,s1}] + [P(\theta_{s2})][L_{s2,s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{dqo,s2}] + [P(\theta_{s2})][L_{s2,r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{dqo,r}] \quad (\text{II-43})$$

Pour le rotor:

$$[\Phi_{dqo,r}] = [P(\theta_r)][L_{r,s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{dqo,s1}] + [P(\theta_r)][L_{r,s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{dqo,s2}] + [P(\theta_r)][L_{r,r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{dqo,r}] \quad (\text{II-44})$$

Donc les équations de flux sont :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds2} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{dr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}I_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{qr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}I_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}I_{dr} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}I_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{qs2} \end{cases} \quad (\text{II-45})$$

On pose : $\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m$

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, le stator 2 et le rotor.

Le système d'équation (II-45) devient :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}I_{ds1} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}I_{qs1} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}I_{qs2} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (II-46)$$

L'écriture de ces équations sous forme matricielle donne :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{ds2} \\ \Phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{ds2} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (II-47)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qs1} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs1} \\ I_{qs2} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (II-48)$$

Avec:

$(L_{s1} + L_m), (L_{s2} + L_m)$: Les inductances propres cycliques des étoiles 1 et 2 ;

$(L_r + L_m)$: L'inductance propre cyclique du rotor.

II.4.12. Equation mécanique

II.4.12.1. Puissance instantanée

La transformation de Park repose sur l'invariance de la puissance instantanée P dans les deux systèmes de transformation .Ce qui de toute évidence conduit à leur équivalence physique.[4]
La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double stator est donnée par l'expression suivante:

$$P = [V_s]^t [I_s] = V_{as1}I_{as1} + V_{bs1}I_{bs1} + V_{cs1}I_{cs1} + V_{as2}I_{as2} + V_{bs2}I_{bs2} + V_{cs2}I_{ca2} \quad (II-49)$$

Et comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire :

$$P = V_{ds1}I_{ds1} + V_{ds2}I_{ds2} + V_{qs1}I_{qs1} + V_{qs2}I_{qs2} \quad (II-50)$$

$$\begin{aligned} P = \frac{3}{2} \left\{ \left[\left(R_{s1}I_{ds1} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds1} - \omega_s\Phi_{qs1} \right) (I_{ds1}) \right] \left[\left(R_{s2}I_{ds2} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds2} - \omega_s\Phi_{qs2} \right) (I_{ds2}) \right] \right\} + \\ \frac{3}{2} \left\{ \left[\left(R_{s1}I_{qs1} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs1} + \omega_s\Phi_{ds1} \right) (I_{qs1}) \right] + \left[\left(R_{s2}I_{qs2} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs2} + \omega_s\Phi_{ds2} \right) (I_{qs2}) \right] \right\} \end{aligned} \quad (II-51)$$

$$P = \frac{3}{2} \left[R_{s1} (I_{ds1})^2 + R_{s2} (I_{ds2})^2 + R_{s1} (I_{qs1})^2 + R_{s2} (I_{qs2})^2 \right] + \frac{3}{2} \left[\frac{d}{dt} \Phi_{ds1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} I_{qs2} \right] + \frac{3}{2} \left[\omega_s (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2}) \right] \quad (\text{II-52})$$

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.

II.4.12.2. Couple électromécanique

$$P_{em} = C_{em} \Omega_s \quad (\text{II-53})$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} \left[\omega_s (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2}) \right] \quad (\text{II-54})$$

Sachant que : $C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = p \frac{P_{em}}{\omega_s}$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left[(\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2}) \right] \quad (\text{II-55})$$

Où p représente le nombre de pair de pôle.

En remplaçant les équations des flux (II-46) dans l'équation de couple (II-55) on aura :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left[\{L_{s1} I_{ds1} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr})\} I_{qs1} + \{L_{s2} I_{ds2} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr})\} I_{qs2} \right] - \frac{3}{2} p \left[\{L_{s1} I_{qs1} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr})\} I_{ds1} + \{L_{s2} I_{qs2} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr})\} I_{ds2} \right] \quad (\text{II-56})$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p L_m [I_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - I_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})] \quad (\text{II-57})$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II-58})$$

On peut écrire:

$$I_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (\text{II-59})$$

$$I_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (\text{II-60})$$

En remplaçant I_{dr} et I_{qr} dans l'équation du couple (II-57), on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2}) - \Phi_{qr}(I_{ds1} + I_{ds2})] \quad (II-61)$$

II.4.13. Mise sous forme d'équation d'état

La représentation d'état consiste à exprimer le modèle de la machine sous la forme :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (II-62)$$

avec :

A : matrice d'évolution du système.

X : vecteur d'état.

B : vecteur de commande.

U : vecteur d'entrée.

On choisissons dans tout ce qui suit, le vecteur d'état $[\Phi_{ds1} \ \Phi_{ds2} \ \Phi_{qs1} \ \Phi_{qs2} \ \Phi_{dr} \ \Phi_{qr}]^t$.

A partir des systèmes d'équations (II-46) les différents courants s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} I_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{cases} \quad (II-63)$$

Avec :

$$\Phi_{md} = L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \quad (II-64)$$

$$\Phi_{mq} = L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \quad (II-65)$$

Sachant que :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (II-66)$$

Φ_m : Flux magnétisant.

$$\begin{cases} \Phi_{md} = \left(\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) L_a \\ \Phi_{mq} = \left(\frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right) L_a \end{cases} \quad (II-67)$$

Avec :

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}} \quad (\text{II-68})$$

En remplaçant le système d'équation (II-63) dans le système d'équation (II-40) on aura :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + (\omega_s - \omega_r)\Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) - (\omega_s - \omega_r)\Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-69})$$

En remplaçant Φ_{md} et Φ_{mq} par leurs valeurs dans le système d'équations (II-69)

On aura :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2}\right) \Phi_{ds1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \Phi_{ds2} + \omega_s \Phi_{qs1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_r} \Phi_{dr} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2}\right) \Phi_{ds2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \Phi_{ds1} + \omega_s \Phi_{qs2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2} L_r} \Phi_{dr} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2}\right) \Phi_{qs1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \Phi_{qs2} - \omega_s \Phi_{ds1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2}\right) \Phi_{qs2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \Phi_{qs1} - \omega_s \Phi_{ds2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2} L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2}\right) \Phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_{s1} L_r} \Phi_{ds1} + (\omega_s - \omega_r)\Phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_{s2} L_r} \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -\left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2}\right) \Phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_{s1} L_r} \Phi_{qs1} - (\omega_s - \omega_r)\Phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_{s2} L_r} \Phi_{qs2} \end{cases} \quad (\text{II-70})$$

Nous mettons le système d'équation sous forme d'un système d'équation d'état :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU$$

avec:

$$X = \begin{pmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{pmatrix} ; \quad U = \begin{pmatrix} V_{ds1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs1} \\ V_{qs2} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{pmatrix} ; \quad B = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

● **Pour l'étoile 2 :**

$$\begin{cases} V_{sa2} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t - \frac{\pi}{6}) \\ V_{sb2} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \\ V_{sc2} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \end{cases} \quad (\text{II-72})$$

avec :

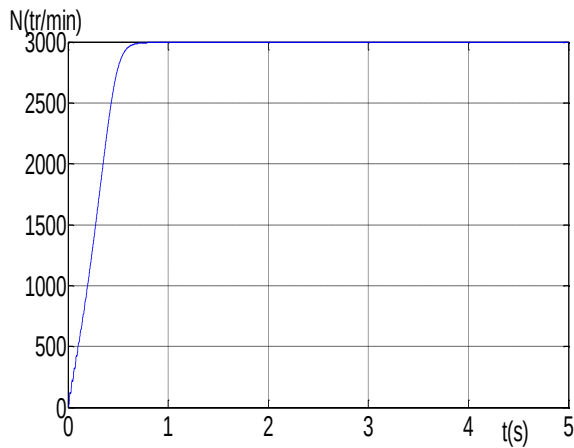
V_s : Valeur efficace de la tension ($V_s = 220\text{V}$).

ω_s : Pulsation d'alimentation ($\omega_s = 2\pi f$, $f = 50\text{Hz}$).

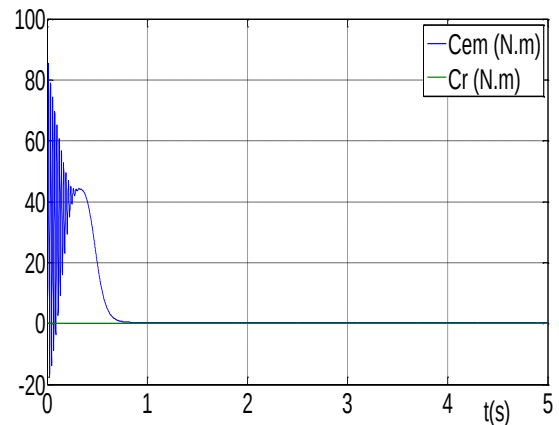
Les paramètres de la machine asynchrone à double étoile utilisée dans ce travail sont donnés en annexe (A).

II.4.14.2. Résultats de simulation

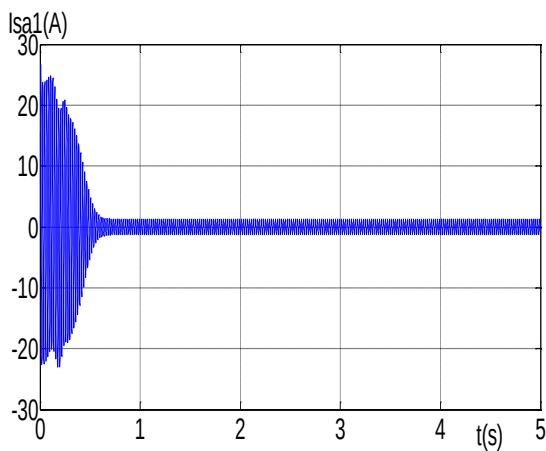
La figure (II.5) représente les performances de la conduite de la MASDE lors d'un fonctionnement à vide ($Cr=0$).



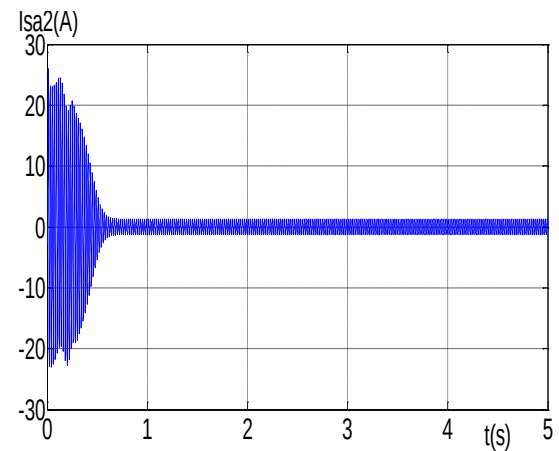
(a)



(b)



(c)



(d)

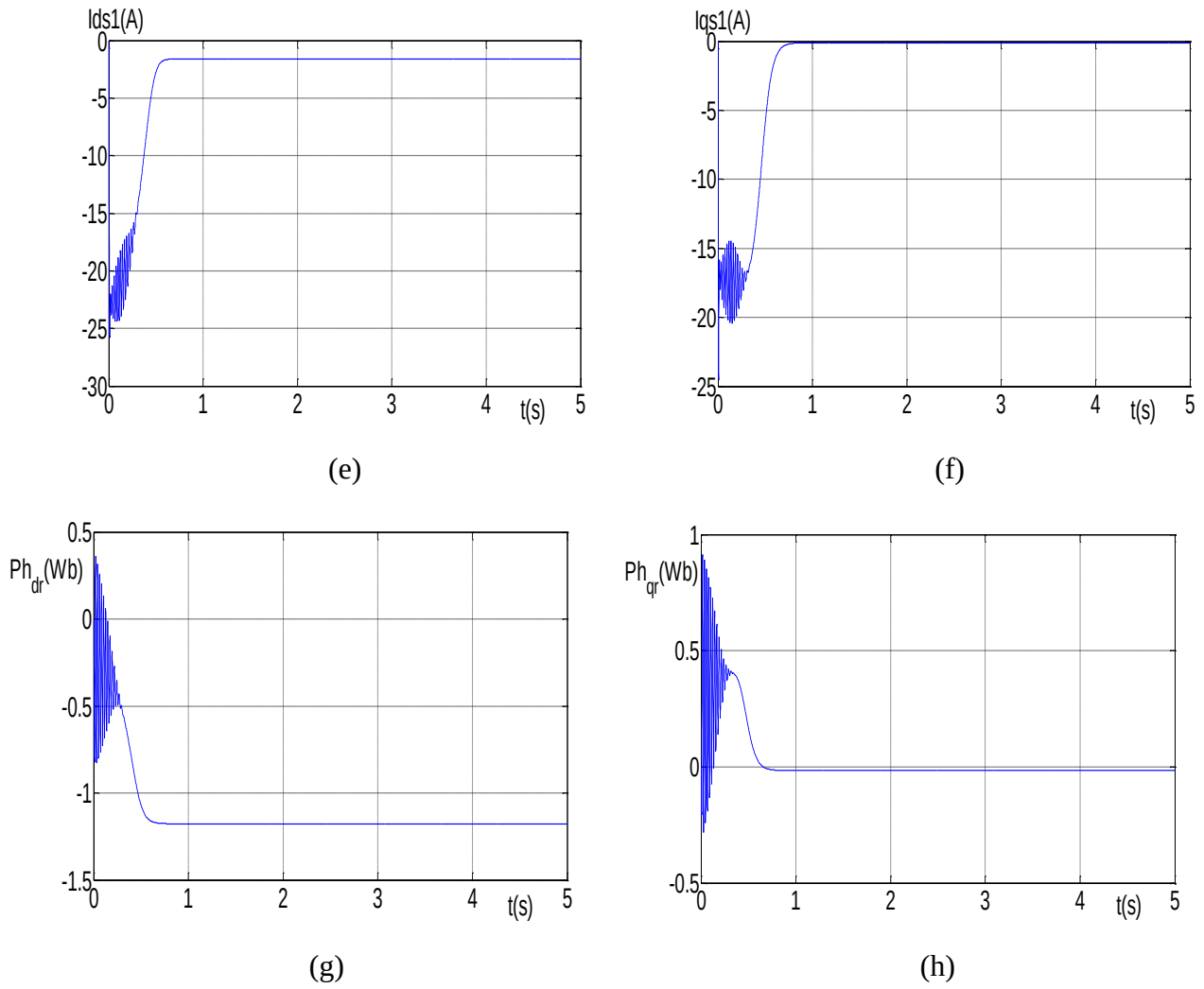
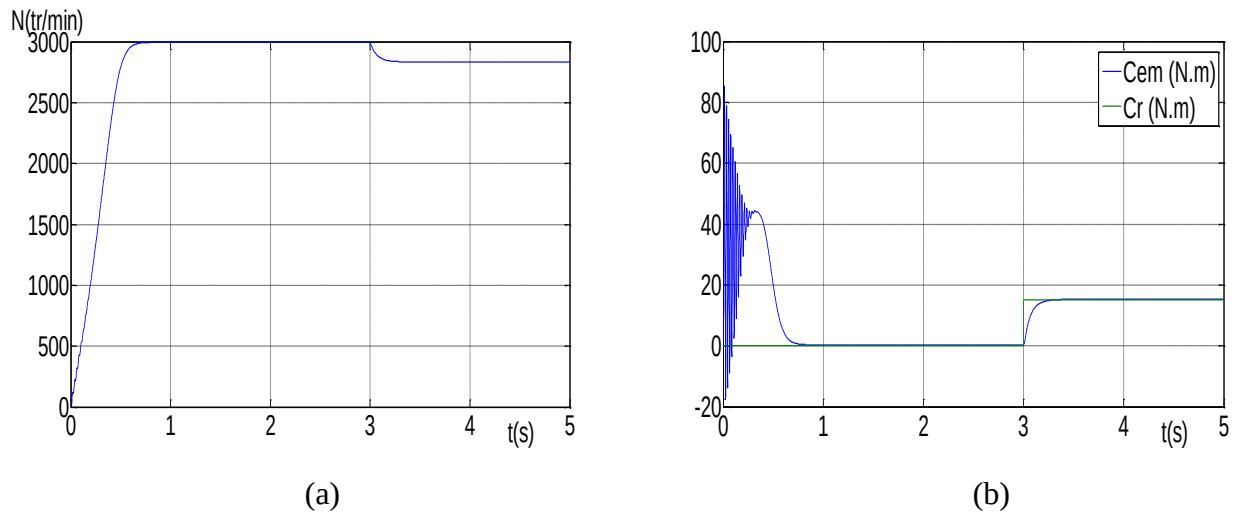
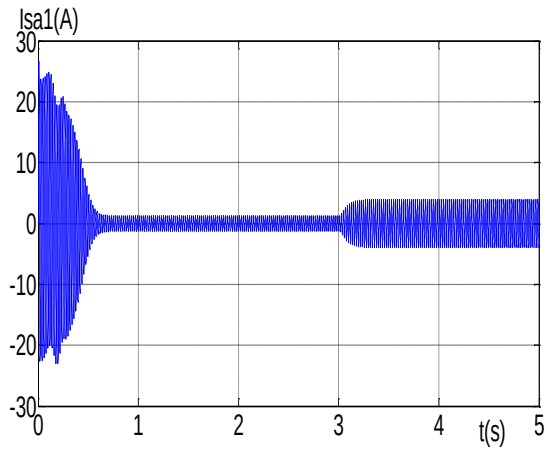


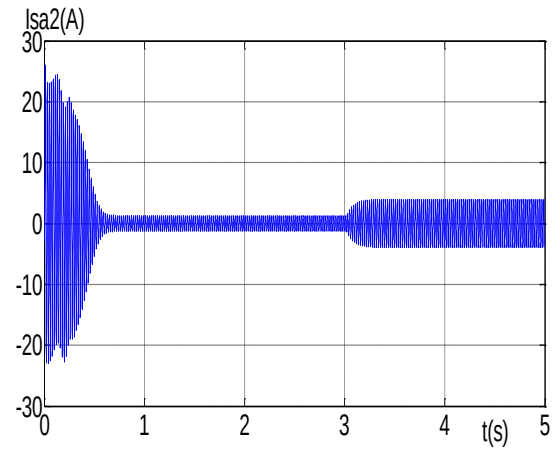
Fig. II.5 : Performances de la conduite de la MASDE lors d'un fonctionnement à vide

La figure (II.6) représente les performances de la conduite de la MASDE lors d'un fonctionnement en charge, lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = 15 \text{ N.m}$) à l'instant $t=3s$.

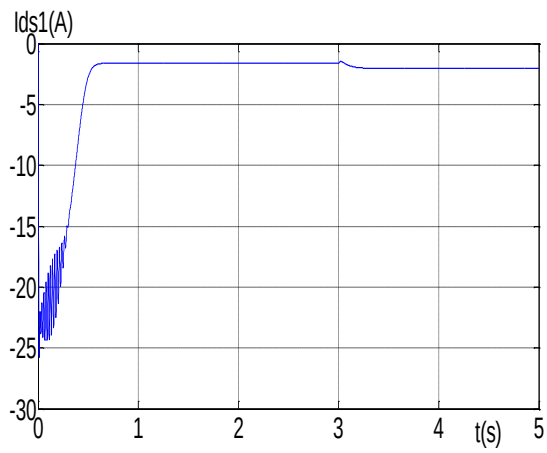




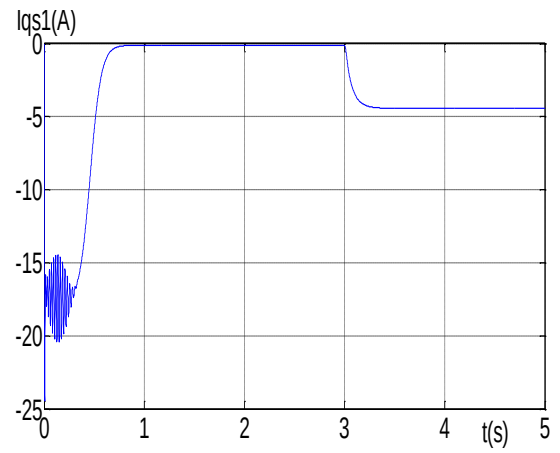
(c)



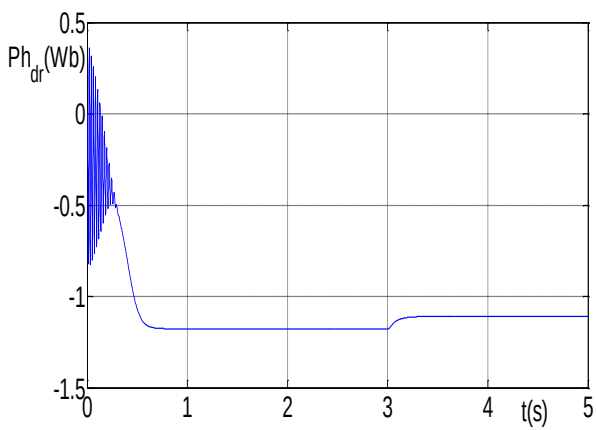
(d)



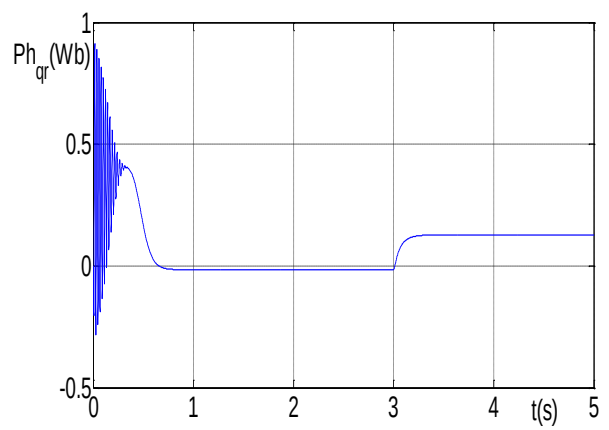
(e)



(f)



(g)



(h)

Fig. II.6 : Performances de la conduite de la MASDE
lorsqu'on applique un couple résistante ($C_r = 15 \text{ N.m}$) à l'instant $t=3\text{s}$

II. 4.14.3. Interprétation des résultats de simulation

Les figures ci-dessus montrent Les performances de la conduite de MASDE alimentée directement par les tensions sinusoïdales (220 / 380V, 50Hz), à vide et en charge.

A vide :

La vitesse rotorique passe un régime transitoire d'une durée de 0.7s (durée très court) qui représente le temps de réponse de la machine, puis stabilise à vitesse 2995tr/min ce ci voisinage de la vitesse synchronisme (3000 tr/min).

Le couple électromagnétique est très important au démarrage il atteint la valeur de 85 N.m et présente des oscillations qui stabilise à une faible valeur qui correspond à la compensation des pertes par frottement et par ventilations.

Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) dans le régime transitoire, la machine consomme des courants très importants (4 fois le courant nominal) pour permettre au couple électromagnétique de vaincre de la machine.

Puis ils diminuent et prennent une forme sinusoïdale de même amplitude ($I_{sa1} = I_{sa2}$) au régime permanent pour atteindre la valeur de 0.9A (les deux étoiles de stator ont les mêmes paramètres).

Les courants statoriques suivant les axes directs et en quadrature, évoluent d'une façon à peu près analogue à L'évolution de la vitesse ; néanmoins, on remarque des faibles oscillations au niveau de ces Derniers durant approximativement 0.4s.

L'évolution des flux rotoriques est presque identique à celle du couple électromagnétique.

A charge :

En appliquant une charge de 15(N.m) à l'instant $t = 3$ s, nous observons que le couple électromagnétique se stabilise à sa valeur de 15.3(N.m) qui compense l'effet de charge et de frottement et la vitesse à 2833(tr/mn) en chute dessous de la vitesse de synchronisme. Le courant de l'étoile 1 et 2 atteint au démarrage la même valeur qu'en fonctionnement à vide ; celle-ci est augmentée selon la charge appliquée.

II.5. Alimentation de la MASDE par onduleur de tension à commande MLI

L'onduleur en tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternative. cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie et aujourd'hui, la réalisation d'onduleur à base de composants en Carbure de Silicium (SiC) est un nouvel axe de recherche de laboratoire [2].

L'onduleur utilisé est constitué de transistors commandés par la technique de modulation de largeur d'Impulsion (MLI), dont le principe consiste à imposer aux bornes de la machine, des tensions, hachées à fréquence fixée, de manière à ce que le fondamental de la tension soit le plus proche possible des tensions de référence [21]

Plusieurs techniques de Modulation de largeur d'impulsion permettent de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur (sinusoïdale triangulaire, optimisée, calculée, avec injection d'harmoniques homopolaires, modulation vectorielle) [21]. La fonction MLI joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur

de vitesse et la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension de la partie puissance du variateur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système.[21]

II.5.1. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension MLI est l'organe principal qui a pour tâche l'obtention, à partir d'une tension continue, d'un système de tensions triphasées de fréquence et amplitudes variables. L'onduleur de tension est constitué de trois bras dont chacun possède deux cellules de commutation (IGBT à titre d'exemple) montées en série et qui ne fonctionnent pas simultanément et d'une diode en antiparallèle de roue libre. Dans ce cas, chaque cellule est assimilée à un interrupteur contrôlable à l'ouverture et à la fermeture, voir (fig. II.7). [22] [21]

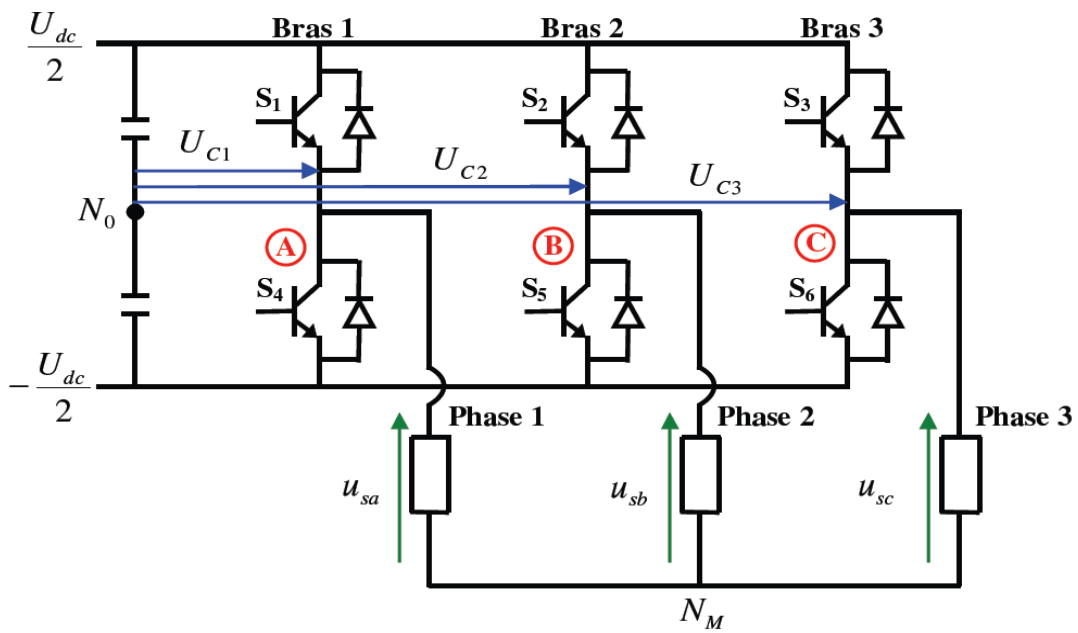


Fig. II.7 : Schéma d'onduleur de tension

Pour simplifier l'étude supposant que :[23]

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteur est négligeable (supposés idéalisés),

Les tensions composées (tensions de ligne) sont données par :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AN} - V_{BN} \\ U_{BC} = V_{BN} - V_{CN} \\ U_{CA} = V_{CN} - V_{AN} \end{cases} \quad (\text{II-73})$$

Où : V_{AN}, V_{BN}, V_{CN} sont des tensions simples.

$$U_{CA} - U_{AB} = V_{CN} - 2V_{AN} + V_{BN} \quad (\text{II-74})$$

Et comme le système est triphasé équilibré, on a :

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0 \quad (\text{II-75})$$

Ce qui implique:

$$V_{AN} = -(V_{BN} + V_{CN}) \quad (\text{II-76})$$

On remplace (II-76) dans (II-74) on aura :

$$U_{CA} - U_{AB} = -3V_{AN} \quad (\text{II-77})$$

donc :

$$V_{AN} = \frac{1}{3}(U_{AB} - U_{CA}) \quad (\text{II-78})$$

La tension aux bornes des transistors s'écrit comme suit :

$$V_{S1} = \begin{cases} 0 & \text{si } S_1 = 1 \text{ (fermé)} \\ U_{dc} & \text{si } S_1 = 0 \text{ (ouvert)} \end{cases} \quad (\text{II-79})$$

$$V_{S2} = \begin{cases} 0 & \text{si } S_2 = 1 \text{ (fermé)} \\ U_{dc} & \text{si } S_2 = 0 \text{ (ouvert)} \end{cases} \quad (\text{II-80})$$

$$V_{S3} = \begin{cases} 0 & \text{si } S_3 = 1 \text{ (fermé)} \\ U_{dc} & \text{si } S_3 = 0 \text{ (ouvert)} \end{cases} \quad (\text{II-81})$$

On peut écrire donc:

$$V_{S1} = U_{dc}(1 - S_1) \quad (\text{II-82})$$

$$V_{S2} = U_{dc}(1 - S_2) \quad (\text{II-83})$$

$$V_{S3} = U_{dc}(1 - S_3) \quad (\text{II-84})$$

On a:

$$U_{AB} = V_{S2} - V_{S1} \quad (\text{II-85})$$

$$U_{CA} = V_{S1} - V_{S3} \quad (\text{II-86})$$

On remplace V_{S1} et V_{S2} par leurs valeurs, on aura :

$$U_{AB} = U_{dc}(S_1 - S_2) \quad (\text{II-87})$$

$$U_{AB} = U_{dc}(S_1 - S_2) \quad (\text{II-88})$$

On remplace (II-87) et (II-88) dans l'équation (II-78), on obtient :

$$U_{AN} = \frac{U_{dc}}{3}[2S_1 - S_2 - S_3] \quad (\text{II-89})$$

De même :

$$U_{BN} = \frac{U_{dc}}{3}[-S_1 + 2S_2 - S_3] \quad (\text{II-90})$$

$$U_{CN} = \frac{U_{dc}}{3}[-S_1 - S_2 + 2S_3] \quad (\text{II-91})$$

La forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II-92})$$

II.5.2. Stratégie de commande par MLI sinusoïdale triangulaire

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale appelée modulante et un signal triangulaire de haute fréquence, appelée la porteuse pour déterminer les instantes de commutations.

- **Objectif de la technique MLI** [25]

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants:

- Obtenir dans la charge électrique des courants dans la variation est proche la sinusoïdale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie
- Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées.
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamentale des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sorties variable.

- **Les tensions de références :**

$$\text{Pour l'étoile 1 : } \begin{cases} V_{réf_{sa1}} = V_m \cdot \sin(2\pi f t) \\ V_{réf_{sb1}} = V_m \cdot \sin(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{réf_{sc1}} = V_m \cdot \sin(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II-93})$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } \begin{cases} V_{réf_{sa2}} = V_m \cdot \sin(2\pi f t - \alpha) \\ V_{réf_{sb2}} = V_m \cdot \sin(2\pi f t - \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ V_{réf_{sc2}} = V_m \cdot \sin(2\pi f t + \frac{2\pi}{3} - \alpha) \end{cases} \quad (\text{II-94})$$

f : la fréquence de référence.

V_m : l'amplitude de la tension de référence.

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{mp} \left(\frac{4}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{mp} \left(-\frac{4}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II-95})$$

$f_p = \frac{1}{T_p}$: La fréquence de modulation.

V_{mp} : La valeur crête de l'onde de modulation.

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation "m" égal au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$).
- Le coefficient de réglage en tension "r" égal au rapport de l'amplitude de la tension de

référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{V_m}{V_{pm}}$).

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

$$\text{Pour l'onduleur N°1:} \begin{cases} \text{si } V_{réf_{sa1}} > V_p \text{ alors } S_1 = 1 \text{ sinon } S_1 = 0 \\ \text{si } V_{réf_{sb1}} > V_p \text{ alors } S_2 = 1 \text{ sinon } S_2 = 0 \\ \text{si } V_{réf_{sc1}} > V_p \text{ alors } S_3 = 1 \text{ sinon } S_3 = 0 \end{cases} \quad (\text{II-96})$$

$$\text{Pour l'onduleur N°2:} \begin{cases} \text{si } V_{réf_{sa2}} > V_p \text{ alors } S_1 = 1 \text{ sinon } S_1 = 0 \\ \text{si } V_{réf_{sb2}} > V_p \text{ alors } S_2 = 1 \text{ sinon } S_2 = 0 \\ \text{si } V_{réf_{sc2}} > V_p \text{ alors } S_3 = 1 \text{ sinon } S_3 = 0 \end{cases} \quad (\text{II-97})$$

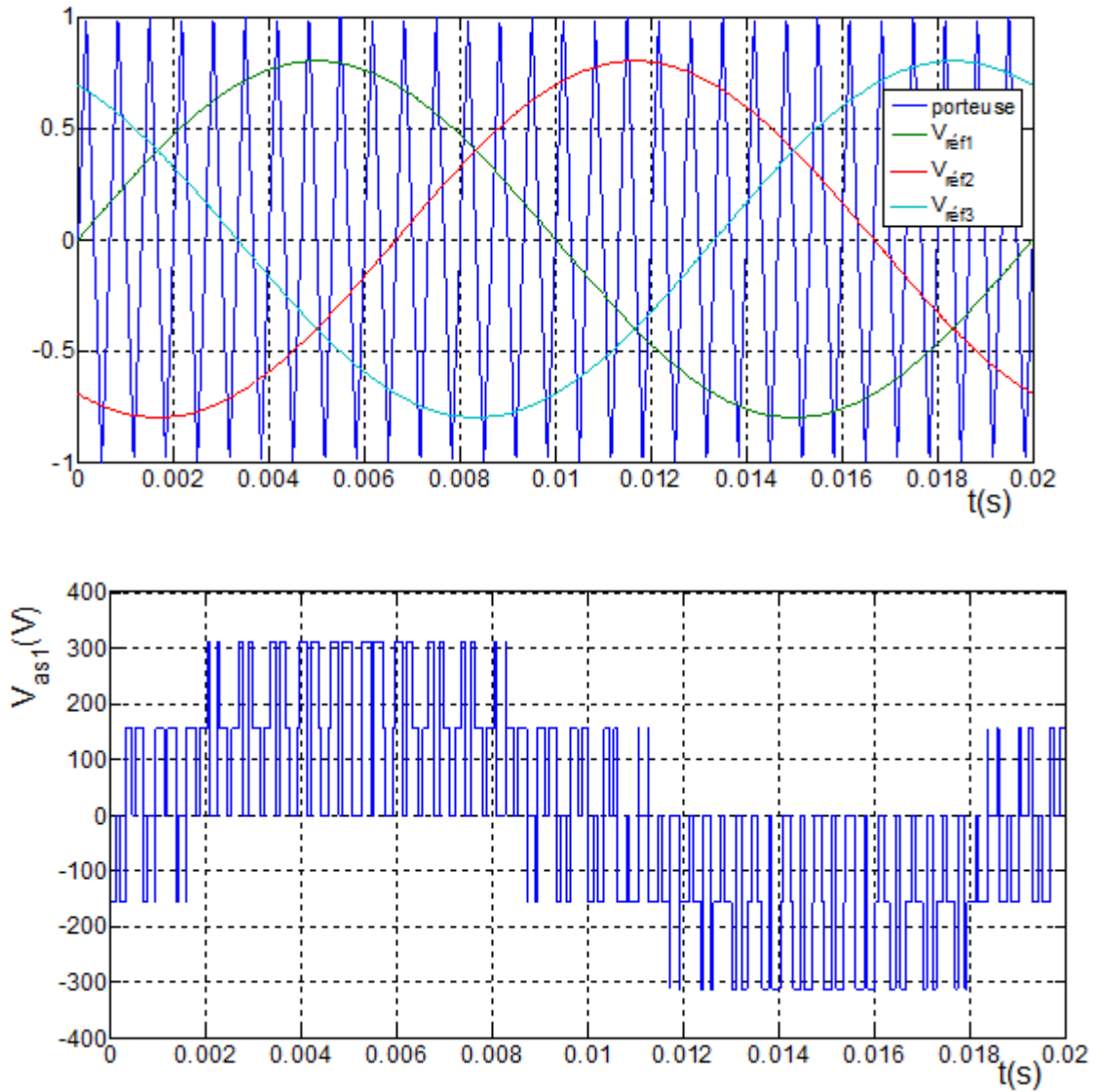


Fig.II.8 : Principe de la technique sinusoidale triangulaire

II.5.3. Association de MASDE avec onduleur de tension de commande MLI

Le schéma d'association de MASDE avec deux onduleurs de tension commandée par MLI sinusoïdale triangle, est donné par la figure suivante:

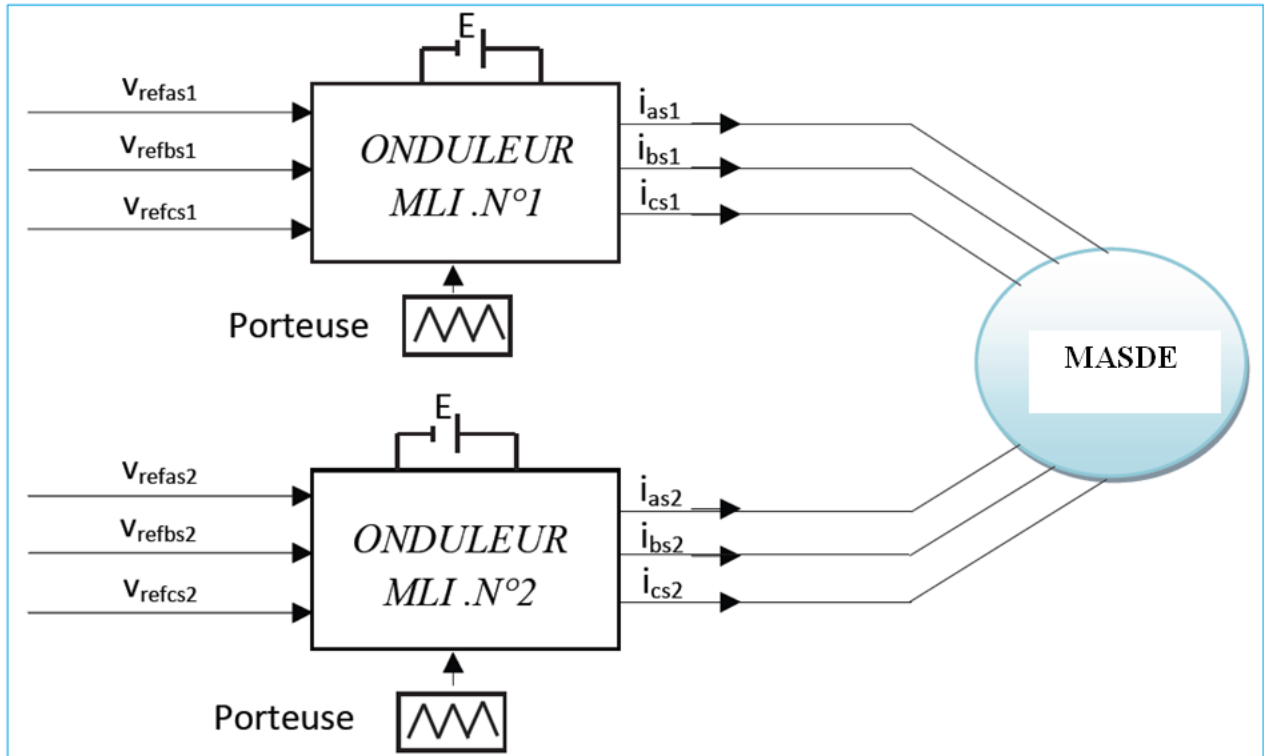
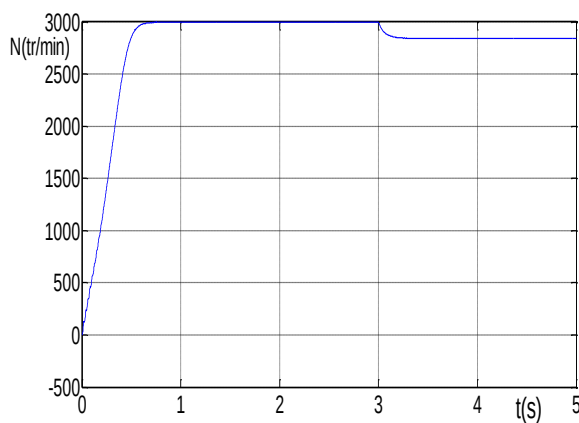
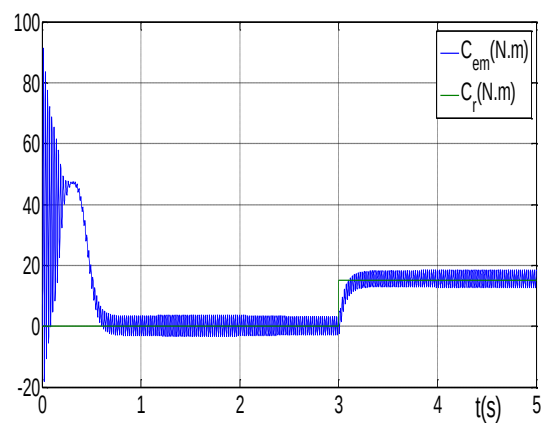


Fig. II.9 : Schéma d'association de MASDE avec deux onduleurs de tension commande par sinusoïdale triangle

II.5.4. Résultats de simulation de MASDE alimentée par deux onduleurs de tension



(a)



(b)

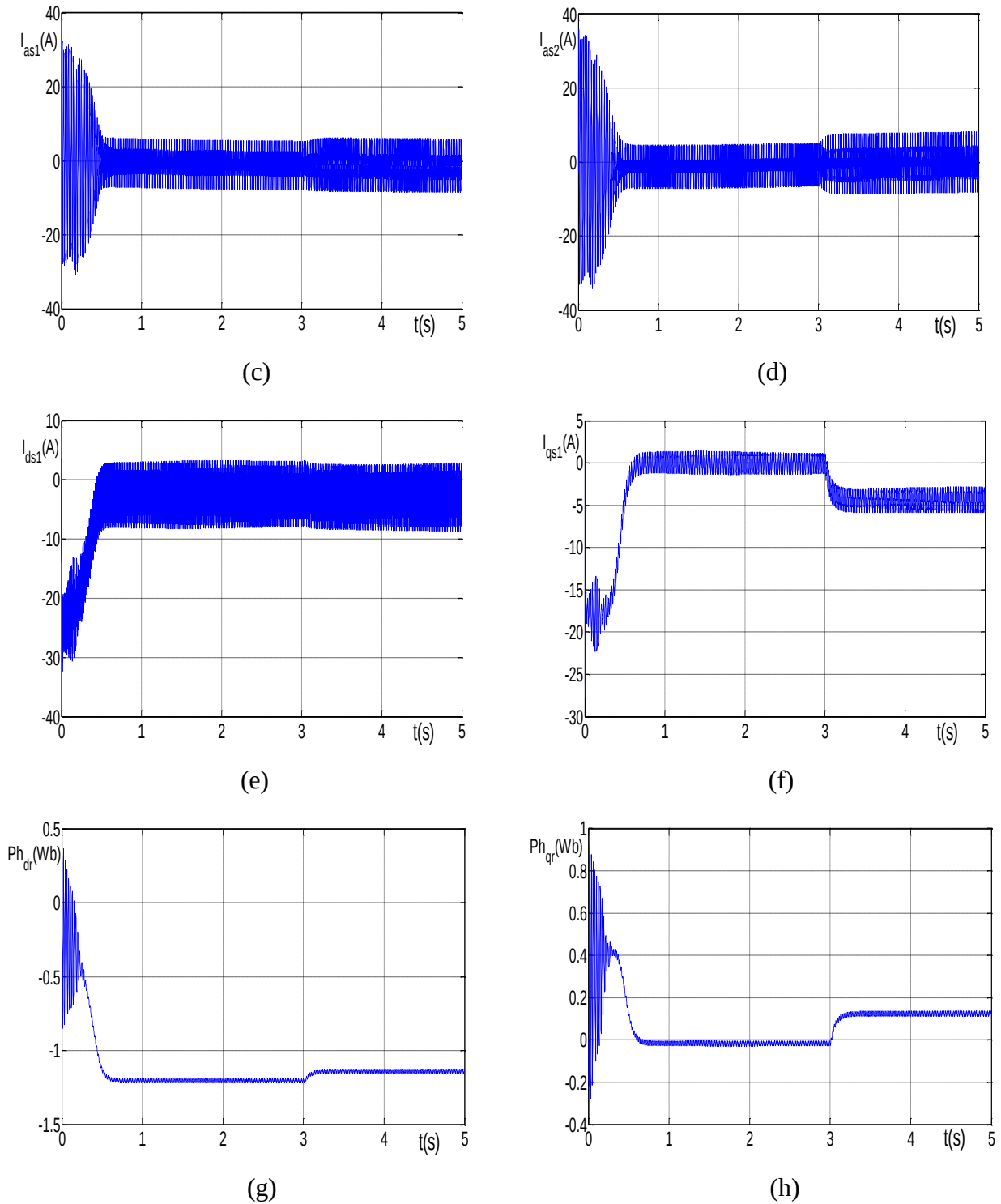


Fig. II.10 : Les résultats de simulation de MASDE avec deux onduleurs de commande MLI, avec l'application d'une charge : $C_r=15$ N.m à $t=3$ s

La figure (II.10) représente les résultats de simulation de MASDE alimentées par les deux onduleurs de tension à commande MLI sinusoïdale triangle dont $r=0.8$ et $m=2$, suivi l'application d'une charge de 15N.m à $t=3$ s. On remarque que ces résultats sont les même que elles obtenus dans le cas de la machine alimente par la tension sinusoïdale (figure II.6) mais avec l'apparition

des ondulations au niveau du couple électromagnétique, et au niveau des courants statoriques et de ceux suivant les deux axes direct et en quadrature (étoiles 1 et 2) et au niveau des flux rotoriques d'axes d et q . Ce qui montre que cette technique engendre une augmentation des ondulations qui sont dues principalement aux harmoniques délivrées par l'onduleur.

II.6.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone à double étoile dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de Park.

Le processus du fonctionnement du moteur, à vide et l'application d'une charge a été simulé par le logiciel MATLAB/SIMULINK.

L'étude des caractéristiques de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales à vide et en charge, puis par des onduleurs de tensions à commande MLI sinusoïdale triangle en charge.

Les résultats de simulation numérique montrent la nécessité de régler la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée. L'objectif de chapitre suivant est la régulation de vitesse par la commande vectorielle cette dernière qui permette d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux.

Chapitre III

LA Commande vectorielle de la MASDE

Chapitre III : La commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile(MASDE)

III.1. Introduction

La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est la plus répandue dans l'industrie, son principal avantage par rapport aux autres types de la machine électrique tournante. [13]

La principale difficulté qu'on rencontre dans la commande de cette machine réside dans l'absence totale du découplage entre le flux et le couple.

La commande vectorielle, nommée aussi commande par orientation du flux (FOC), est certainement la stratégie de commande actuellement la plus élaborée pour les machines asynchrones. Développée par Filix Blaschke, dès 1972, il aura toutefois fallu attendre 1980 pour voir la première réalisation pratique. Historiquement il s'agit de la première méthode de contrôle vectoriel développée pour les machines alternatives et notamment synchrones. Puis les principes de la commande ont été adaptés à la machine asynchrone. Cette méthode basée sur le contrôle de l'état magnétique et du couple électromagnétique du point de vue variation de vitesse avec les performances équivalentes à celles d'une machine à courant continu à excitation séparée (un découplage entre le flux et le couple), est aujourd'hui la méthode utilisée dans l'industrie, que ce soit dans les domaines de la traction ferroviaire, de la machine outil ou de la robotique. [13][14]

C'est en effet à partir des progrès de la Micro-électronique, et notamment des microprocesseurs puis des DSP, que la commande vectorielle a pu prendre son essor. Notons par ailleurs que la commande vectorielle impose généralement le pilotage d'un convertisseur de puissance à travers un modulateur de puissance. On parle alors de techniques de Modulation de Largeur d' Impulsion (MLI). [14]

Après un survol des principales stratégies de mise en œuvre de la FOC, une stratégie particulière est développée. L'intérêt de celle-ci est de permettre une réponse rapide de couple et une grande plage de contrôle de vitesse et aujourd'hui grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des variateurs à machine asynchrone.

L'objectif de ce chapitre s'inscrit dans le fait de pouvoir appliquer cette technique de commande vectorielle à la machine asynchrone double étoile afin de régler sa vitesse.

III.2. Principe de la commande vectorielle

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

Cette dernière assurant le découplage du flux et du couple.

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.

La relation du couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = K\Phi I_a = K'I_a I_f \quad (\text{III -1})$$

Avec :

Φ : Flux imposé par le courant d'excitation I_f .

I_a : Courant d'induit.

K, K' : Constantes.

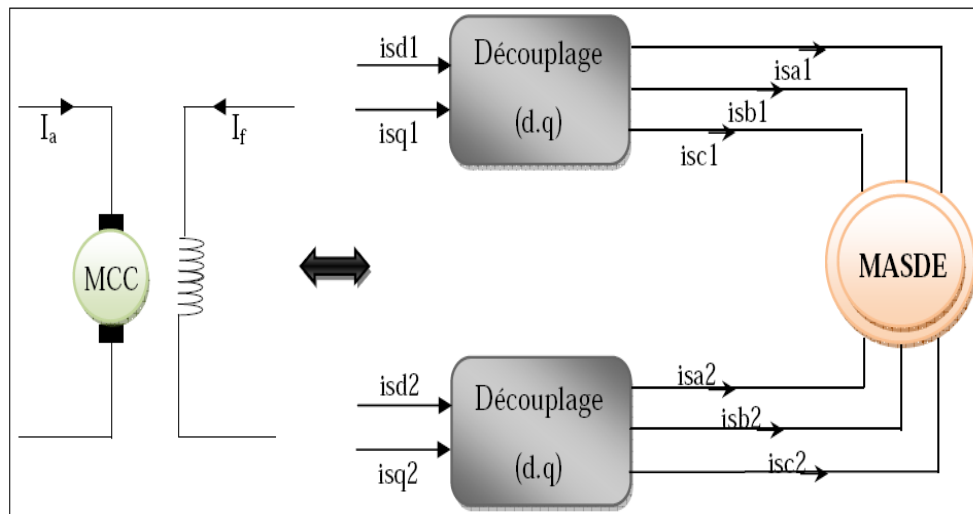


Fig. III.1 : Principe de la commande vectorielle

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.

III.3.Procède d'orientation du flux

Il existe trois types d'orientation du flux :

- _ Orientation du flux rotorique avec les conditions : $\Phi_{dr} = \Phi_r$, $\Phi_{qr} = 0$.
- _ Orientation du flux statorique avec les conditions : $\Phi_{ds} = \Phi_s$, $\Phi_{qs} = 0$.
- _ Orientation du flux d'entrefer avec les conditions : $\Phi_{dm} = \Phi_m$, $\Phi_{qm} = 0$.

Dans notre étude, nous sélectionnons le choix de l'orientation du flux rotorique, car elle élimine l'influence des réactances de fuites rotorique et statorique et donnant de meilleurs résultats et cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques.

L'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone à double étoile est donnée

par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2}) - \Phi_{qr}(I_{ds1} + I_{ds2})] \quad (III -2)$$

Dans l'expression du couple électromagnétique de la MASDE, (III -2), si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c.-à-d. : $\Phi_{dr} = \Phi_r$; $\Phi_{qr} = 0$

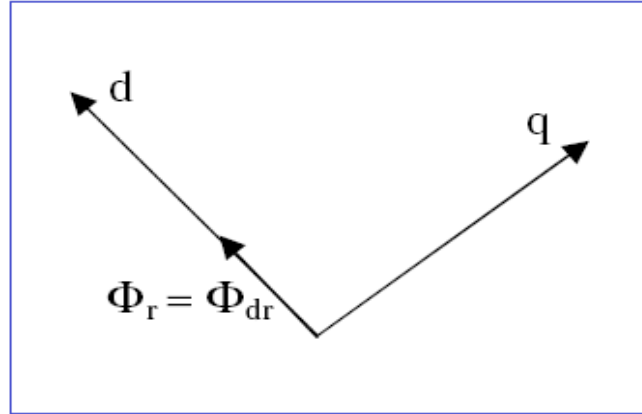


Fig. III.2 : Orientation du flux rotorique sur l'axe d

L'équation (III -2) devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_r(I_{qs1} + I_{qs2})] = K\Phi I_{qs} \quad (III -3)$$

Avec : $K = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r + L_m}$; $I_{qs} = I_{qs1} + I_{qs2}$.

D'après l'équation (III -3) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée (équation (III -1)).

On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone à double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

III.4. Méthode de la commande vectorielle

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double étoile, il existe deux méthodes : directe et indirecte.

Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et le module du flux.

III.4.1. Méthode directe

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quel que soit le régime de fonctionnement.

pour cela deux procédés sont utilisés : [15][16][24]

1. la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans les conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.
2. l'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

III.4.2. Méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Le descriptif "méthode indirecte" signifie qu'on peut éliminer un estimateur ou d'un capteur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine. [9][24]

III.5. La commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique. La figure (III.3) représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.

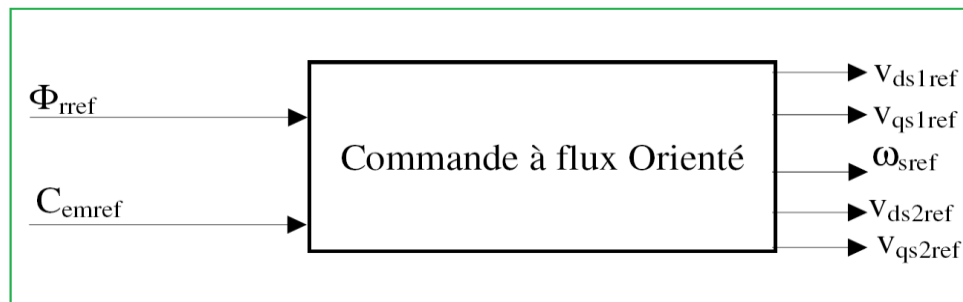


Fig. III.3 : Schéma bloc de commande à flux orienté

Considérons comme références de commande le flux rotorique Φ_{rref} et le couple C_{emref} . En tenant compte de la condition, $\Phi_{dr} = \Phi_{rref}$ et $\Phi_{qr} = 0$, le système d'équation :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (III - 4)$$

Devient comme suit :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - L_m(I_{ds1} + I_{ds2})}{L_r + L_m} \\ I_{qr} = \frac{-L_m(I_{qs1} + I_{qs2})}{L_r + L_m} \end{cases} \quad (\text{III -5})$$

En remplaçant (III-5) dans (II-46) on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = \lambda_1 I_{ds1} + L_r \eta I_{ds2} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{qs1} = \lambda_1 I_{qs1} + L_r \eta I_{qs2} \\ \Phi_{ds2} = \lambda_2 I_{ds2} + L_r \eta I_{ds1} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{qs2} = \lambda_2 I_{qs2} + L_r \eta I_{qs1} \end{cases} \quad (\text{III -6})$$

Avec :

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

et on a : [26]

$$\Phi_{rref} = L_m(I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (\text{III -7})$$

$$I_{qr} = \frac{-L_m(I_{qs1} + I_{qs2})}{L_r + L_m} \quad (\text{III -8})$$

$$I_{qr} = \frac{-\omega_{glref} \Phi_{rref}}{R_r} \quad (\text{III -9})$$

En remplaçant (III-6), (III -7) et (III-8) dans le système d'équation (II- 40) on trouve : [26][27]

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = R_{S1} I_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{ds1} - \omega_{sref} (L_{s1} I_{qs1} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs1ref} = R_{S1} I_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{qs1} + \omega_{sref} (L_{s1} I_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ V_{ds2ref} = R_{S2} I_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{ds2} - \omega_{sref} (L_{s2} I_{qs2} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs2ref} = R_{S2} I_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{qs2} + \omega_{sref} (L_{s2} I_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{cases} \quad (\text{III -10})$$

$$\text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \omega_{glref} = \omega_{sref} - \omega_r$$

En introduisant l'équation (III -8) dans (III -9), on tire : [6]

$$\omega_{glref} = \frac{R_r L_m}{(L_r + L_m) \Phi_{rref}} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (\text{III -11})$$

A partir de la relation (III -3), on trouve :

$$I_{qs1} + I_{qs2} = \frac{(L_r + L_m)}{p L_m \Phi_{rref}} C_{emref} \quad (\text{III -12})$$

Donc

$$C_{emref} = P \frac{L_m}{L_r + L_m} \Phi_{rref} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (III -13)$$

L'expression du couple montre que le flux de référence et les courants statoriques en quadrature ne sont pas parfaitement indépendants. Pour cela, il est nécessaire de découpler la commande du couple et celle du flux de cette machine en introduisant de nouvelles variables :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{ds1} \\ V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{qs1} \\ V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{ds2} \\ V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{qs2} \end{cases} \quad (III -14)$$

Le système (III -14) montre que les tensions statoriques ($V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}, V_{qs2}$) sont directement reliées aux courants statoriques ($I_{ds1}, I_{qs1}, I_{ds2}, I_{qs2}$). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références ($V_{ds1ref}, V_{qs1ref}, V_{ds2ref}, V_{qs2ref}$) à flux constant sont donnés par :[27]

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = V_{ds1} - V_{ds1c} \\ V_{qs1ref} = V_{qs1} - V_{qs1c} \\ V_{ds2ref} = V_{ds2} - V_{ds2c} \\ V_{qs2ref} = V_{qs2} - V_{qs2c} \end{cases} \quad (III -15)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds1c} = \omega_{sref} (L_{s1} I_{qs1} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs1c} = \omega_{sref} (L_{s1} I_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ V_{ds2c} = \omega_{sref} (L_{s2} I_{qs2} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs2c} = \omega_{sref} (L_{s2} I_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{cases} \quad (III -16)$$

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

III.5.1. Synthèse d'un régulateur PI de courant

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Les régulateurs utilisés dans notre étude sont des correcteurs à action proportionnelle-intégrale (PI). La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation des courants valable selon les deux axes « d » et « q ». [5]

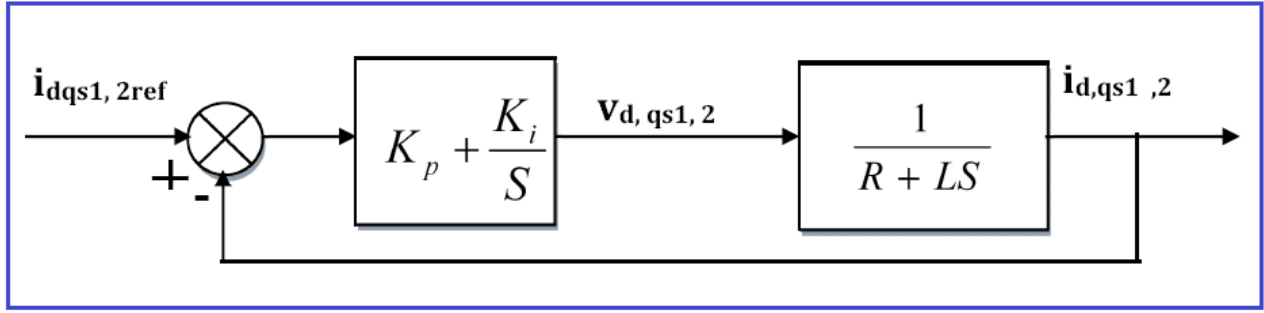


Fig.III.4: Schéma de régulation des courants statorique

Avec :

L : est égale à L_{s1} ou L_{s2} .

R : est égale à R_{s1} ou R_{s2} .

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par : [3]

$$\frac{I_{dqs1,2}}{I_{dqs1,2ref}} = \frac{K_i + K_p S}{LS^2 + (R + K_p)S + K_i} = \frac{N(S)}{D(S)} \quad (III - 17)$$

$$\begin{cases} K_{p1,2} = \frac{L_{s1,2}}{\tau_r} \\ K_{i1,2} = \frac{R_{s1,2}}{\tau_r} \end{cases} \quad (III - 18)$$

Le schéma bloc de découplage en tension (Field Oriented Control : FOC) est présenté sur la figure (Fig. III.5). On admet que: $i_{ds1ref} = i_{ds2ref}$ et $i_{qs1ref} = i_{qs2ref}$

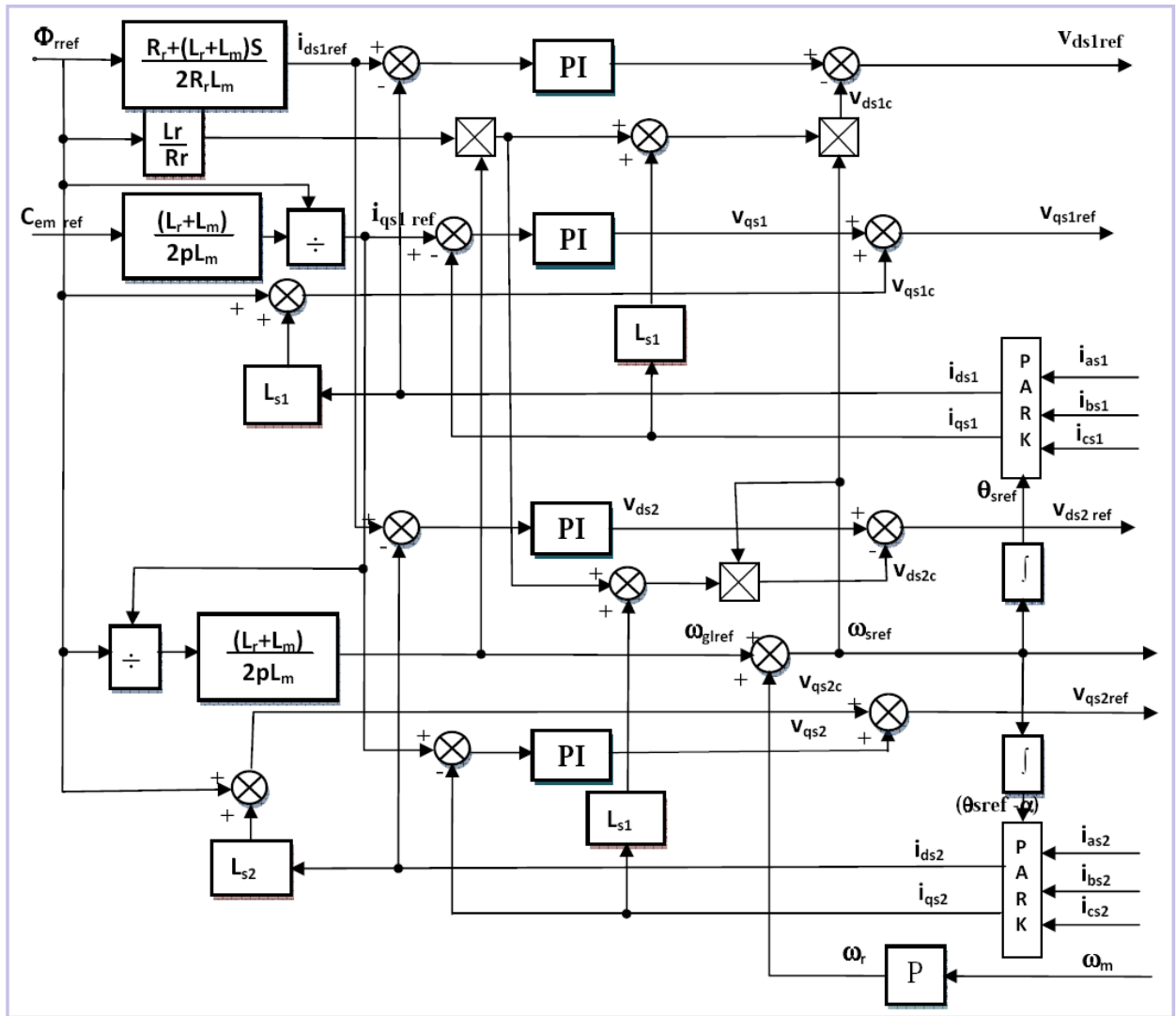


Fig. III.5 : Schéma du bloc de découplage de la MASDE

L'application de cette commande sur la machine conduit au schéma suivant (Fig.III.6)

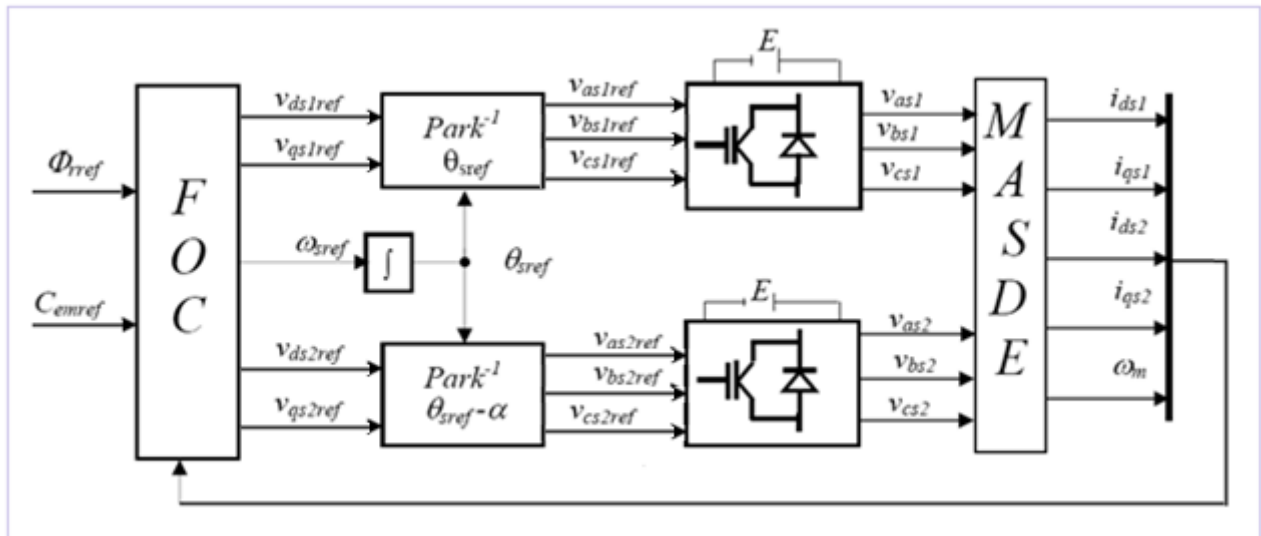


Fig. III.6 : Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE sans réglage de vitesse

III.5.2. Résultats de simulation

La figure (III.7) représente la réponse de la MASDE lors d'une commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique sans régulateur de vitesse, le flux nominale de la machine ($\Phi_{dr} = -0.94\text{Wb}$, $\Phi_{qr} = 0.3\text{Wb}$) donc le flux de référence égale $\Phi_{rref} = \sqrt{\Phi_{dr}^2 + \Phi_{qr}^2} \approx 1\text{Wb}$ et le couple de référence sous forme de créneaux $[+15, -15, +10]$ N.m dans les intervalles de temps respectifs $[0\ 2]$, $[2\ 3]$, $[3\ 5]$ secondes.

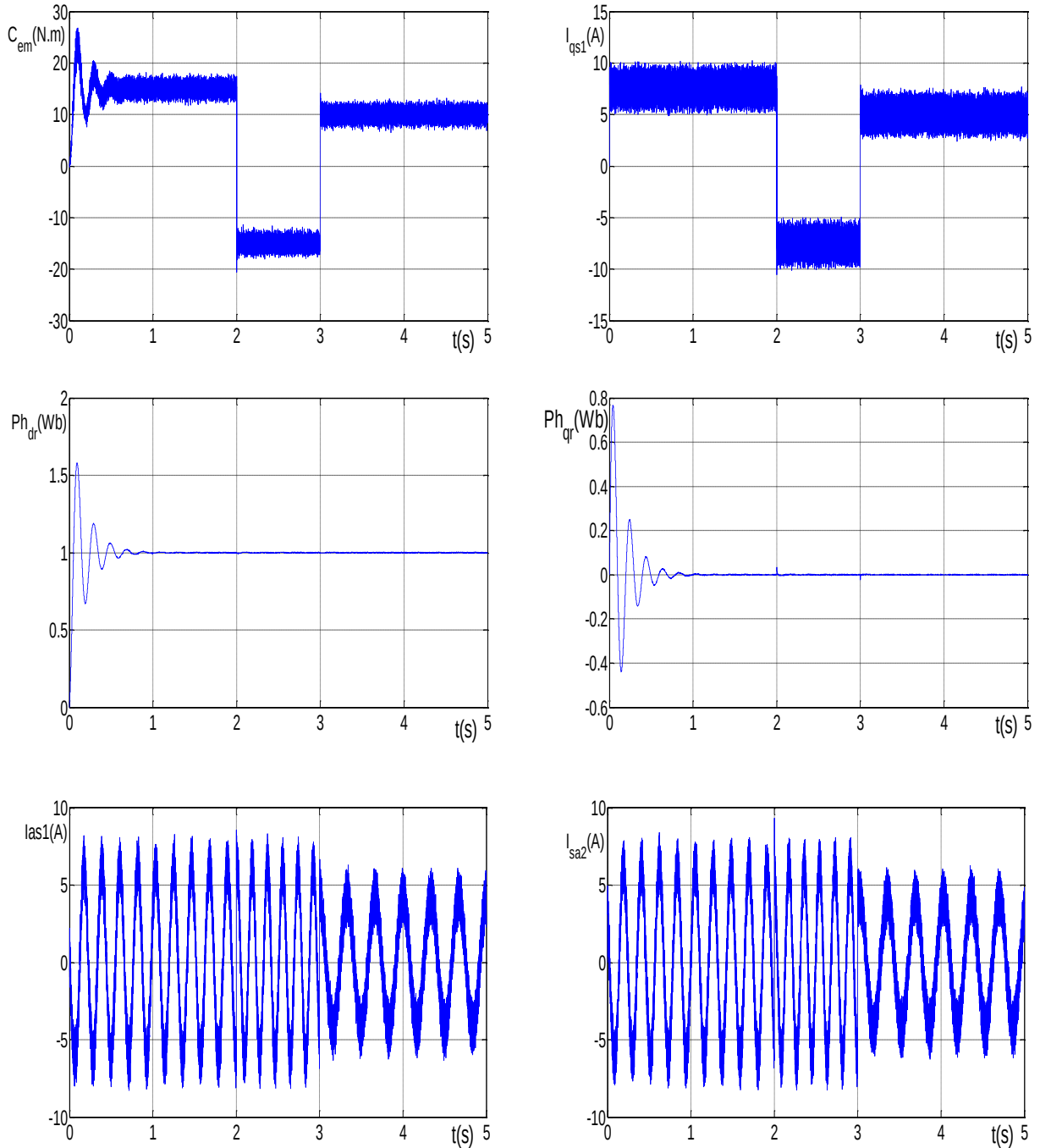


Fig. III.7 : La réponse de MASDE avec la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

III.5.3. Interprétations des résultats

En régime permanent le couple électromagnétique suit sa référence imposée, et le courant en quadrature (i_{qs1}) varie d'une manière identique à celle du couple électromagnétique durant le régime établi. De ce fait, le couple électromagnétique est régulé par les composantes des courants statoriques en quadratures.

La composante directe du flux rotorique Φ_{dr} est égale à la valeur imposée (1Wb) et la composante en quadrature du flux rotorique Φ_{qr} s'annule en régime permanent.

Nous remarquons que la variation brusque du couple électromagnétique n'influe pas sur le flux rotorique représenté par ces composantes Φ_{dr} et Φ_{qr} ce qui montre le découplage entre le flux et le couple électromagnétique.

III.6. Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais simplement sa position calculée en fonction des grandeurs de référence. Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse rotorique [6]. Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la figure suivante :

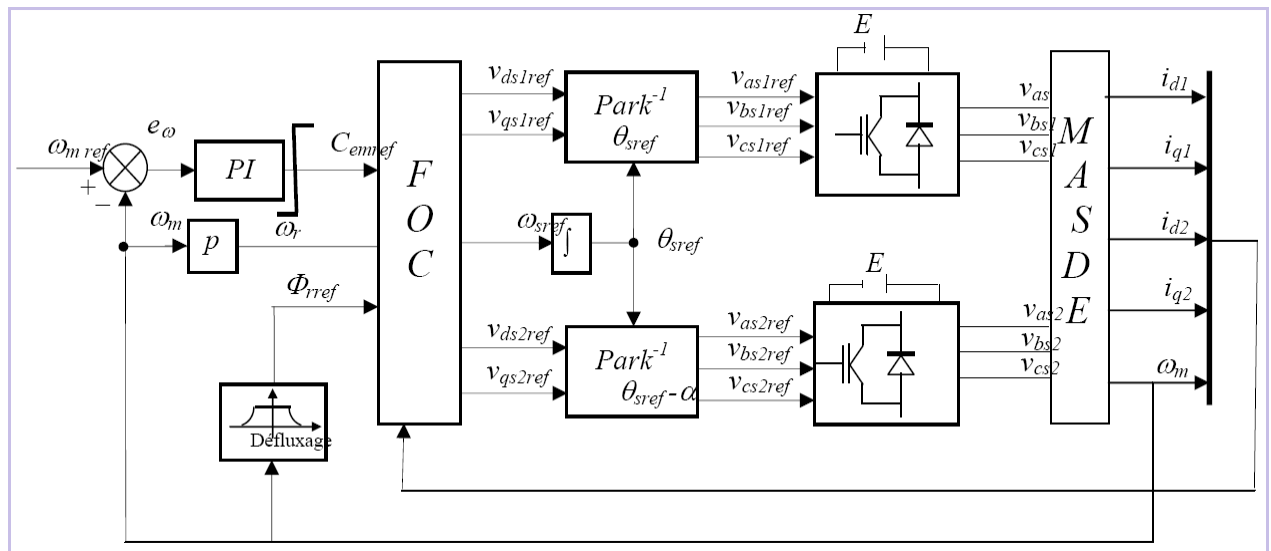


Fig. III.8 : Boucle de régulation de la vitesse par la méthode indirecte

III.6.1. Bloc de défluxage

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale : Φ_{nr} pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine Ω_n .

Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine. Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :[2]

$$\begin{cases} \Phi_{rref} = \Phi_n & si |\Omega| \leq \Omega_n \\ \Phi_{rref} = \Phi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & si |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (III -19)$$

Donc le bloc de défluxage est défini par la fonction non linéaire (III -19), et schématisé par la figure (Fig. III.9).

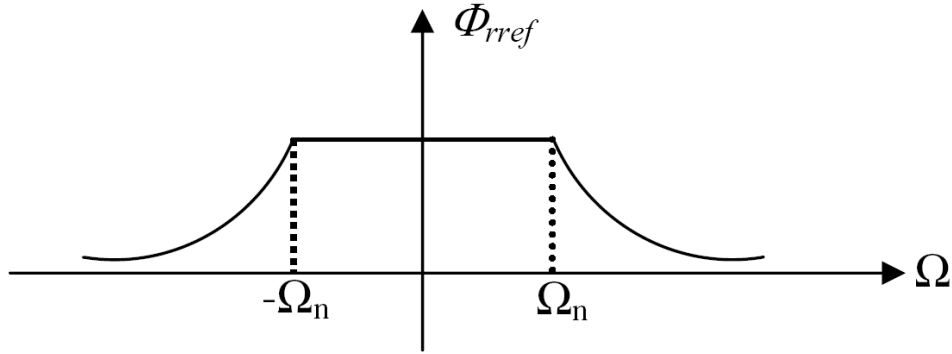


Fig. III.9 : Bloc de défluxage

III.6.2. Régulateur de vitesse

Le schéma de régulation de la vitesse est présenté sur la figure suivante :

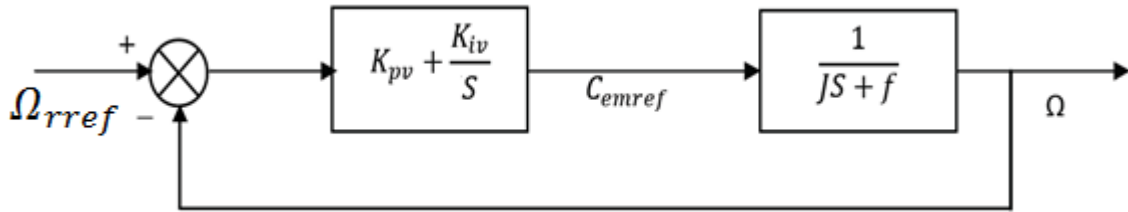


Fig. III.10 : Schéma d'un régulateur de vitesse

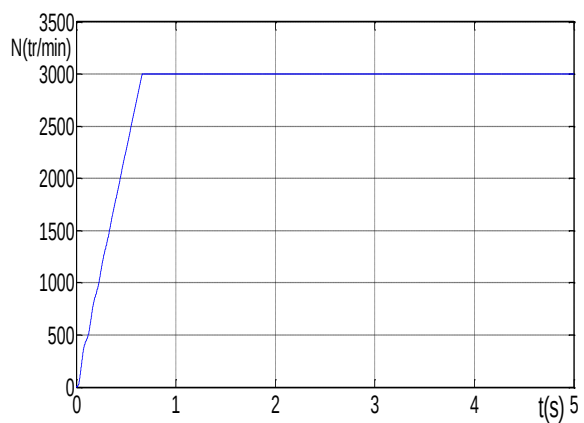
La fonction de transfert en boucle fermée est : [3][6]

$$\frac{\Omega}{\Omega_{rref}} = \frac{k_{pv}S + k_{iv}}{jS^2 + (f + k_{pv})S + k_{iv}} \quad (III -20)$$

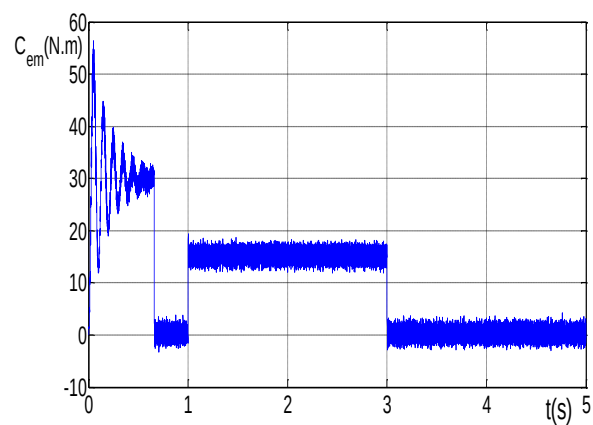
$$\begin{cases} k_{pv} = J/\tau \\ k_{iv} = f/\tau \end{cases} \quad (III -21)$$

Avec : $\tau = \tau_r$

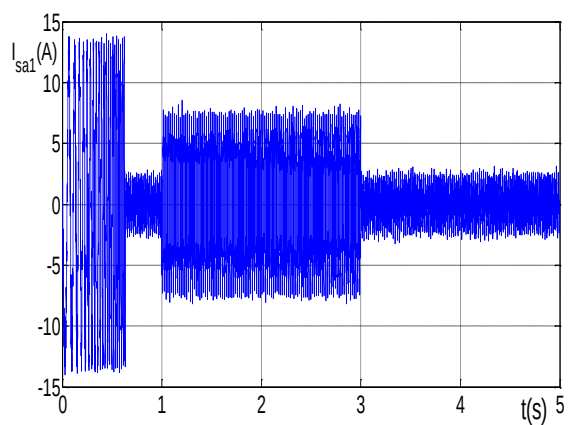
III.6.3. Résultats de simulation



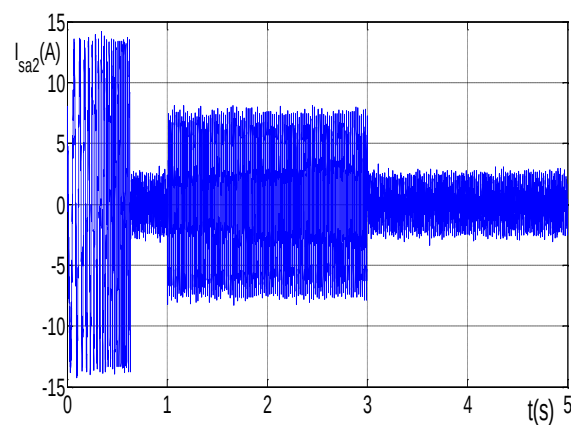
(a)



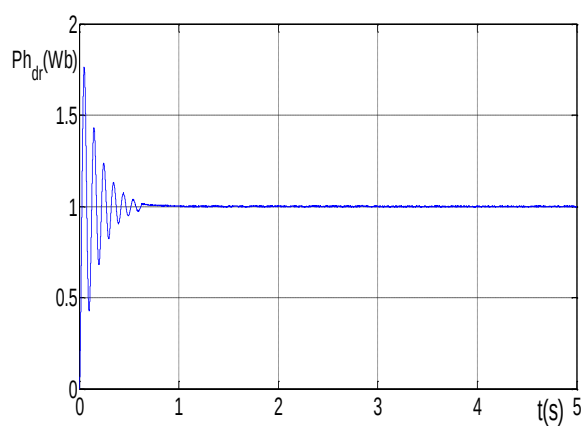
(b)



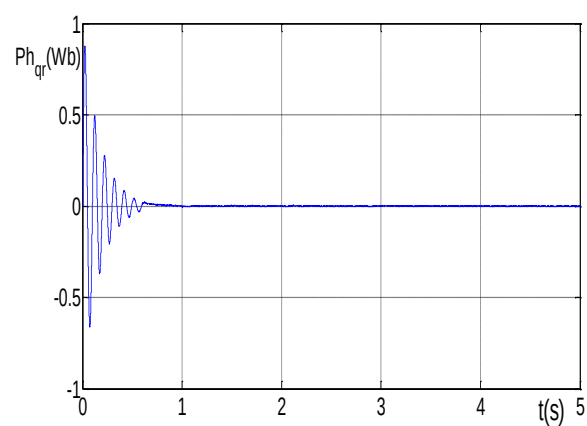
(c)



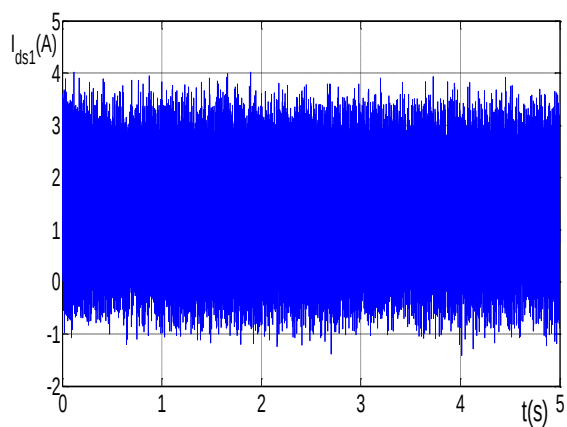
(d)



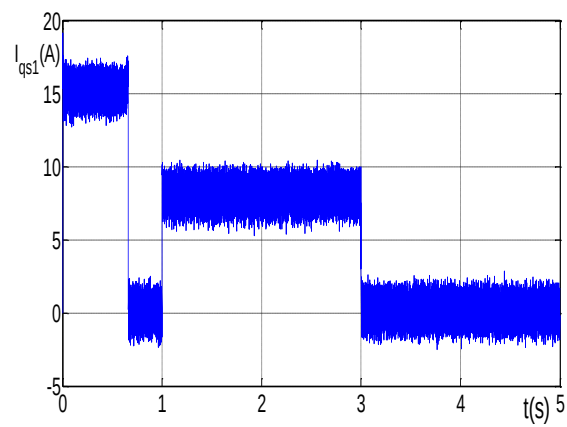
(e)



(f)

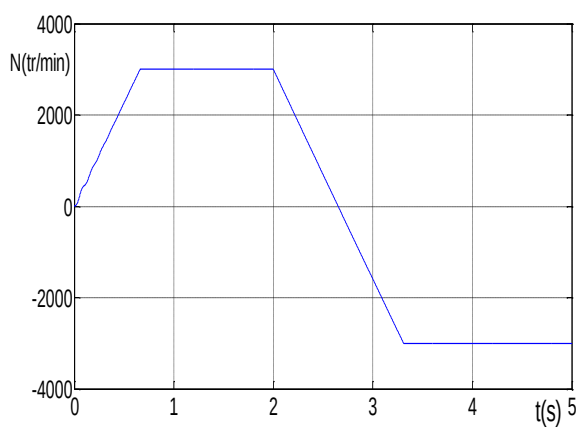


(g)

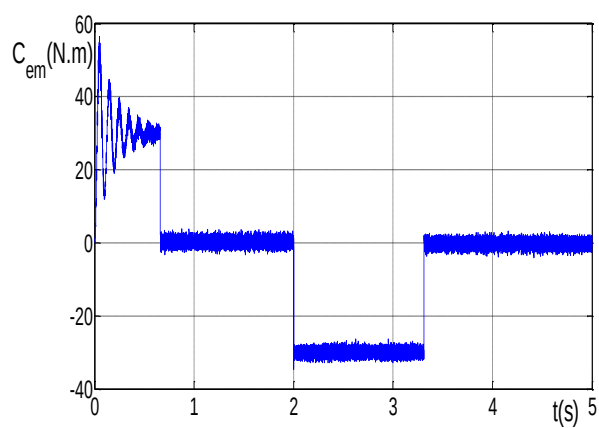


(h)

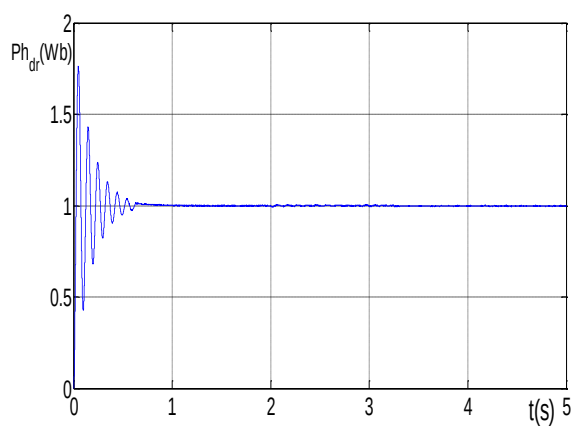
Fig. III.11 : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge $C_r = 15 \text{ N.m}$ entre [1, 3] s



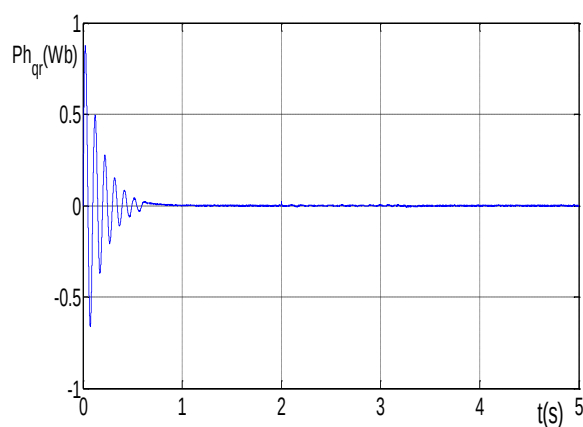
(a)



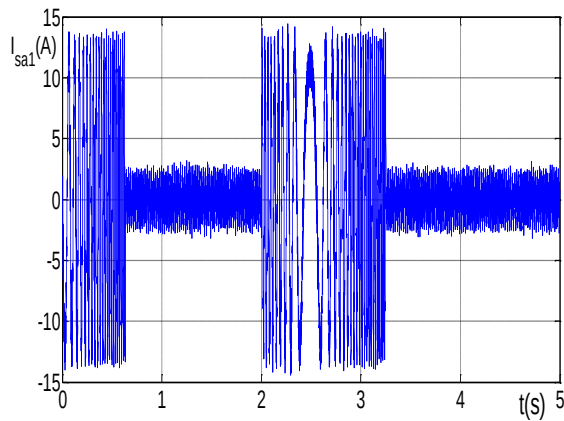
(b)



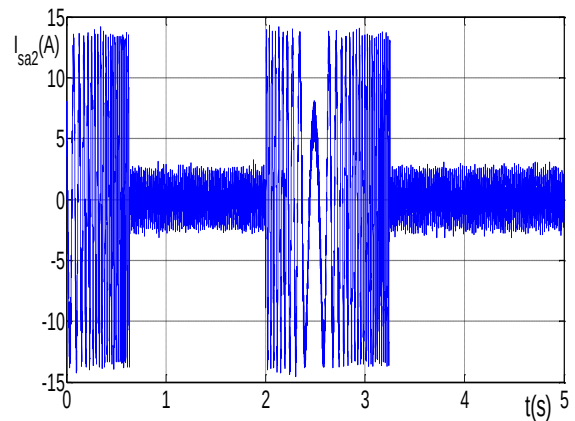
(c)



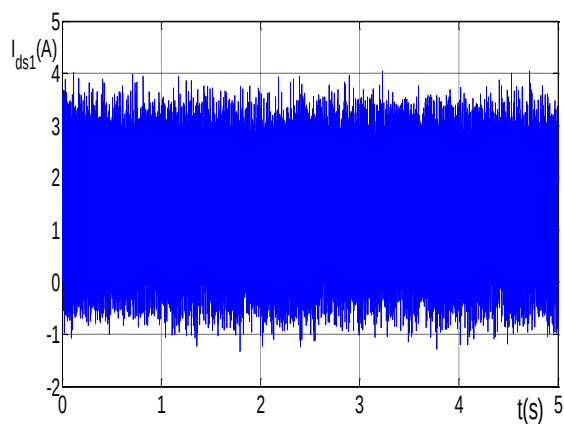
(d)



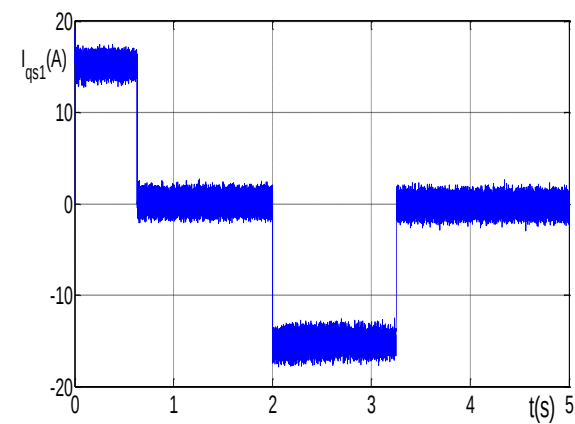
(e)



(f)



(g)



(h)

Fig. III.12: Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec une inversion de vitesse à l'instant $t=2s$

III.6.4. Interprétations des résultats

La figure (III.11) représente la réponse de la vitesse, des courants statoriques, des flux et du couple électromagnétique, sous une charge (15 N.m) après un démarrage à vide. On constate que lors du démarrage à vide, la vitesse atteint rapidement sa valeur de référence sans dépassement, et à l'instant de l'application de la charge, la réponse de vitesse représente une très légère variation. La réponse du couple et du flux présentent de bonnes performances. Le découplage est parfaitement réalisé.

La figure (III.12) représente les résultats de simulation avec l'inversion du sens de rotation de la vitesse de (3000 tr/min à -3000 tr/min) on constate que la vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de (2 s). Le couple électromagnétique atteint -30N.m pendant l'inversion de vitesse et stabilise à la valeur de référence. Les flux rotoriques suivent leurs consignes et le courant statorique i_{sa1} à une forme sinusoïdale.

III.7. Régulation de la vitesse par la méthode directe

La commande vectorielle directe nécessite la connaissance du module et de la position du flux rotorique. A cet effet, un estimateur du flux rotorique Φ_r est implanté à partir des mesures de courants statoriques et les transformés en i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} et i_{qs2} et de la pulsation du rotor.[9]
Pour cette méthode, le schéma du bloc de découplage DFOC (Direct Field Oriented Control) est présenté par la figure (Fig.III.13).

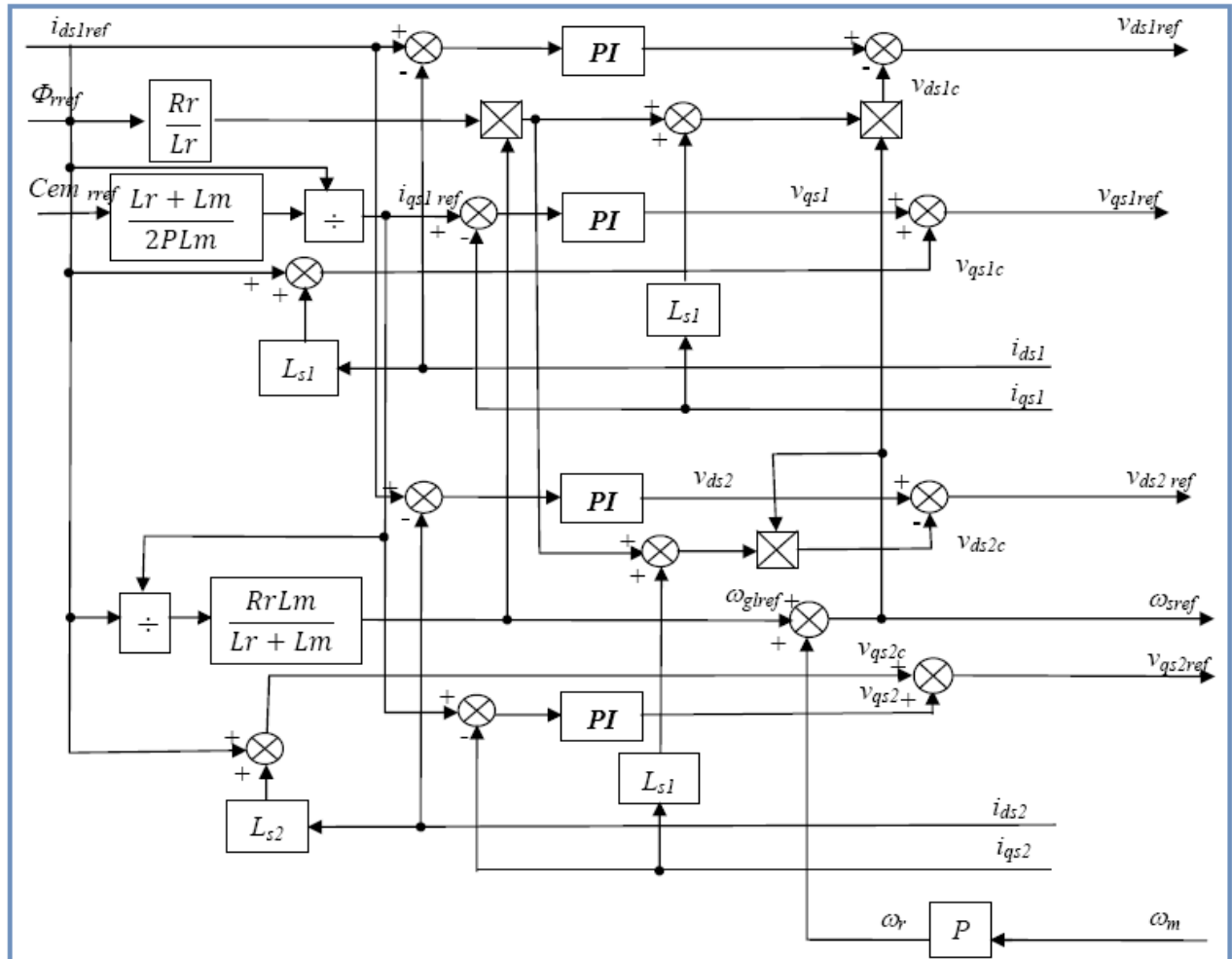


Fig.III.13: Schéma bloc de découplage de la DFOC

L'application de la commande DFOC sur la machine nécessite le schéma suivant :

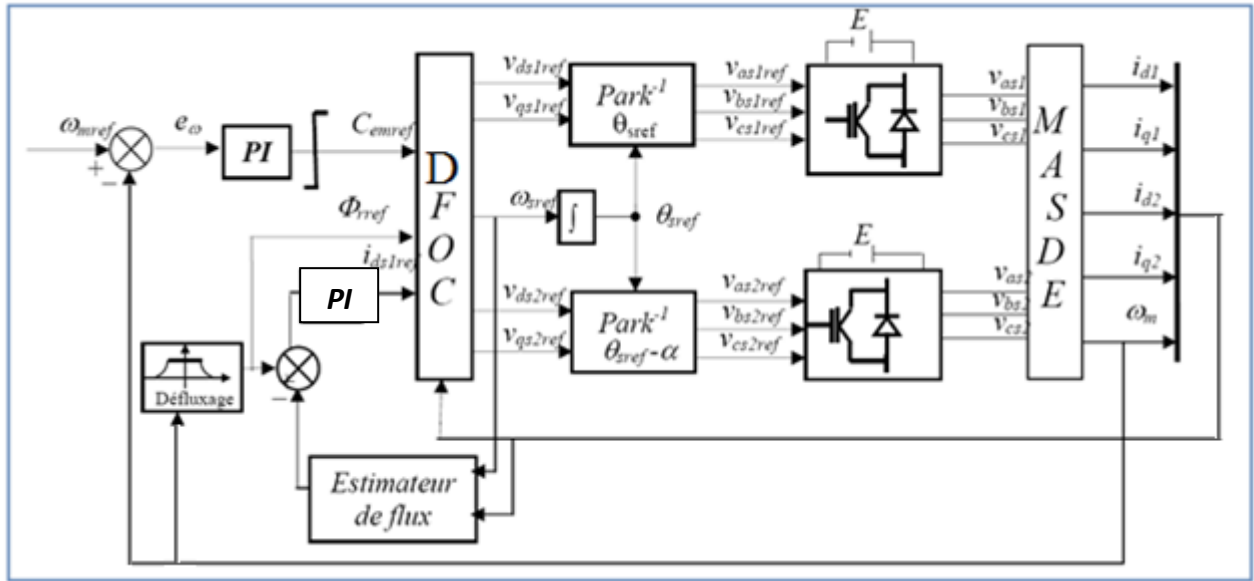


Fig.III.14 : Représentation schématique de la commande DFOC sur la MASDE

III.7.1. Estimateur du flux

Le flux rotorique est estimé par les deux équations suivantes : [9]

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{drest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) + \omega_{glref} \Phi_{qrest} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_{drest} \\ \frac{d\Phi_{qrest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \omega_{glref} \Phi_{drest} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_{qrest} \end{cases} \quad (III - 22)$$

Le module du flux rotorique est calculé par :

$$\Phi_{rest} = \sqrt{\Phi_{drest}^2 + \Phi_{qrest}^2} \quad (III - 23)$$

III.7.2. Régulateur du flux

Le schéma de régulation du flux est réalisé en admettant que : $i_{ds1ref} = i_{ds2ref}$

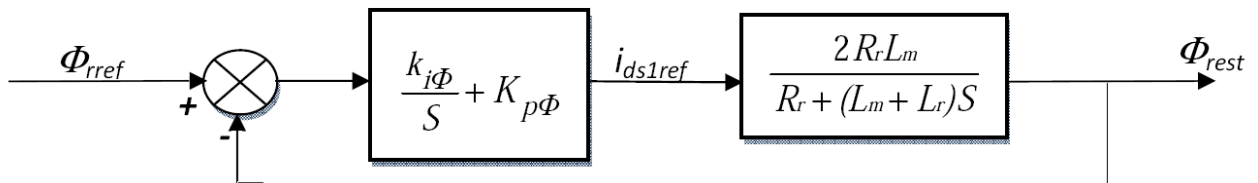


Fig.III.15 : Boucle de régulation de flux

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Phi_{rest}}{\Phi_{rref}} = \frac{(K_{i\Phi} + K_{p\Phi}S)2R_r L_m}{(L_r + L_m)S^2 + (R_r + 2K_{p\Phi}R_r L_m)S + 2K_{i\Phi}R_r L_m} \quad (III - 24)$$

par principe d'imposition des pôles, on obtient : [6]

$$\begin{cases} K_{p\phi} = \frac{(L_r + L_m)}{2R_r L_m \tau} \\ K_{i\phi} = \frac{1}{2 L_m \tau} \end{cases} \quad (\text{III -25})$$

On prend : $\tau = \tau_r$

III.7.3. Résultats de simulation

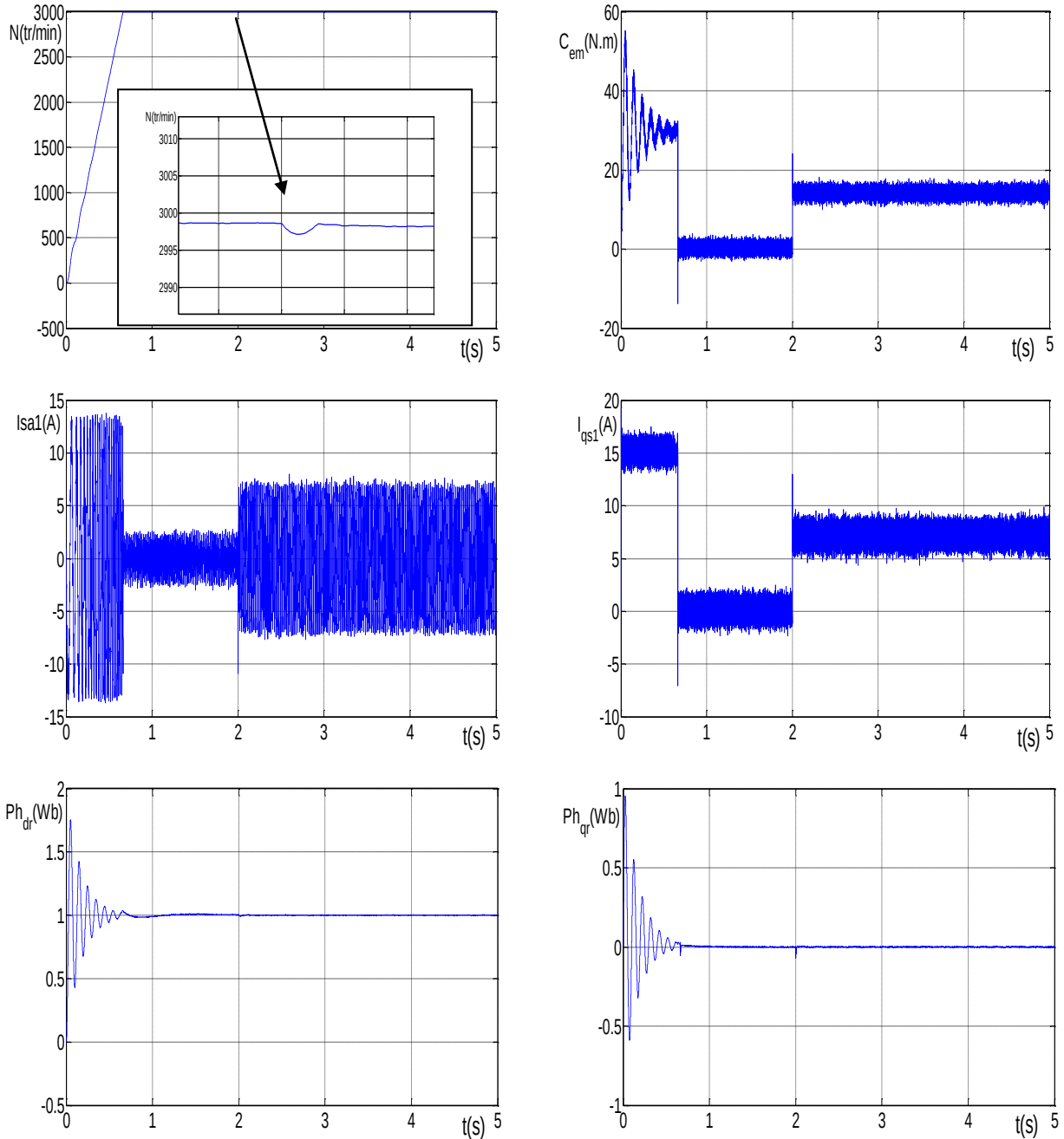


Fig.III.16 : Réglage de la vitesse par la méthode directe
avec application d'une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ à $t=2\text{s}$

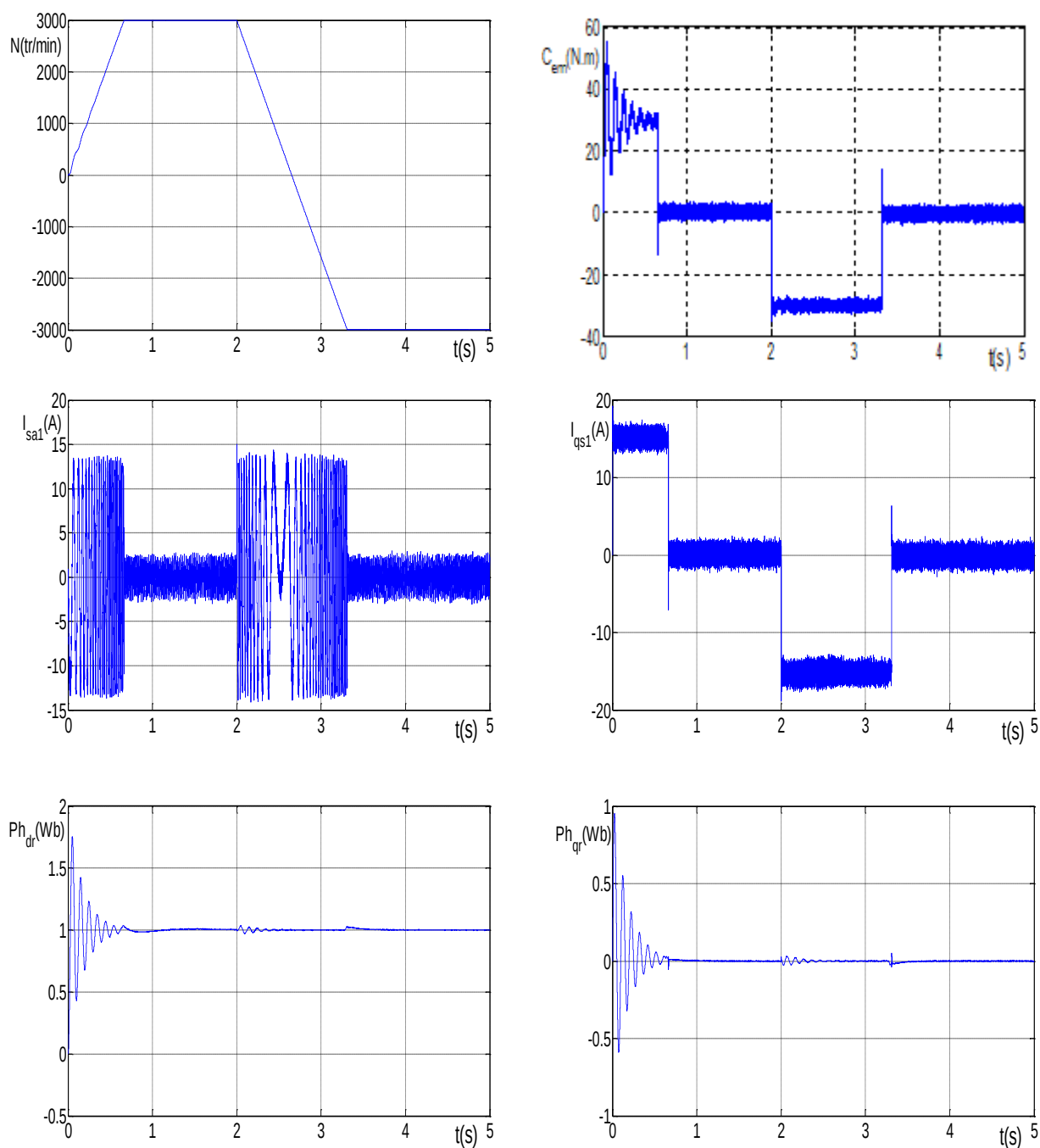


Fig.III.17 : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec inversion de vitesse à l'instant $t=2$ s

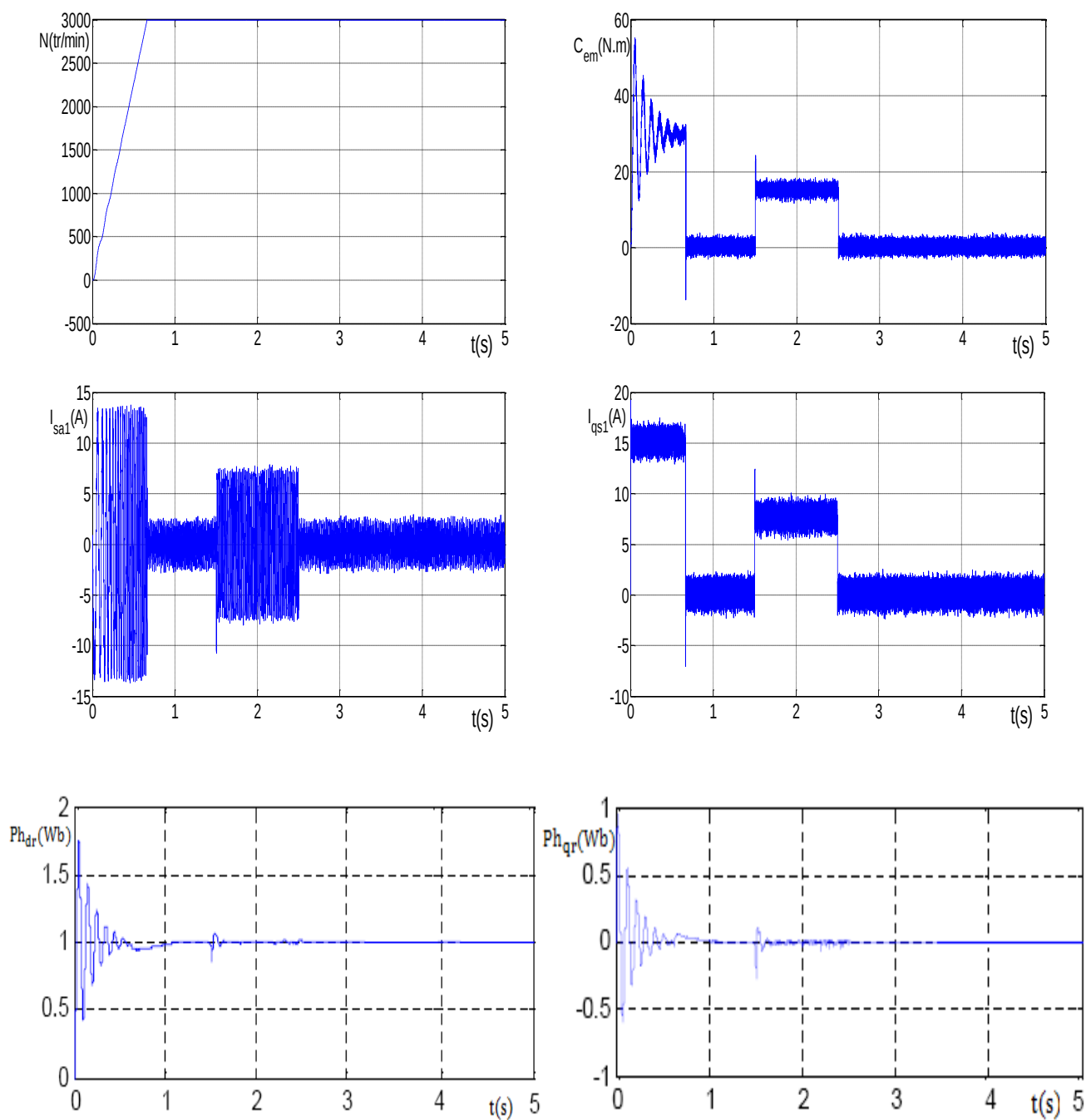


**Fig. III.18 : Réglage de la vitesse par la méthode directe
avec variation de résistance rotorique ($R_r = 2R_n$) à $t = 1\text{ s}$**

III.7.4. Interprétations des résultats

Les résultats de simulation (Figure III.16) représentent la réponse de la vitesse, courants statoriques, flux rotorique, et couple électromagnétique, sous une charge appliquée à $t=2s$.

On constate que la vitesse atteint rapidement sa valeur de référence sans aucun dépassements, La réponse du couple présente une bonne performance, on remarque qu'au démarrage il atteint un pic de 55N.m même chose dans la méthode indirecte il arrive jusqu'à 55N.m.

La figure (III.17) on constate que la vitesse suit sa référence et l'inversion de la vitesse conduit à un couple négatif égale à (-30N.m) durant l'intervalle de l'inversion de vitesse, puis il oscille autour de zéro. 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 -314 rad/s.

La figure (III.18) présente les réponses de MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode directe avec une augmentation de la résistance rotorique $R_r = 2R_n$ à $t=1s$. Les résultats de simulation montrent que la vitesse et le couple électromagnétique suivent leurs références.

A l'instante de la variation de résistance les flux sont affecté donc le découplage n'est pas toujours garantie et qui monte encore la sensibilité de régulateur PI à la variation de résistance.

III.8. Avantage de la commande Vectorielle [28]

- Précision et stabilité en vitesse (avec capteur de vitesse)
- Contrôle dynamique du couple
- Performances équivalentes aux entraînements à courant continu

III.9. Inconvénient de la commande Vectorielle [14] [28]

- Réglages et mise en service compliqués
- Nécessite la mise en place d'un capteur mécanique sur l'arbre de la MAS
- Reste sensible vis-à-vis les variations paramétriques notamment la résistance rotorique, induisant une perte de découplage.
- Nécessite une modélisation de la machine (fonction de chaque caractéristique moteur)

III.10. Domaines d'applications de la commande vectorielle

Applications de manutention (convoyeurs, palettiseurs, enrouleurs), de pompage (pompes, centrifugeuses, extrudeuses, ventilateurs), de levage (grues, ponts roulants, ascenseurs) et d'emballage (encaisseuses, étiqueteuses, remplisseuses, banderoleuses). [29]

III.11. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la commande par orientation du flux rotorique de la MASDE, l'objectif était la régulation de la vitesse. Pour cela, on a appliqué deux méthodes de la commande vectorielle : indirecte et directe, la première nécessite seulement la connaissance de la position de flux, par contre la connaissance de module et de position de flux.

La régulation par la méthode directe même des performances que celle présentées par la méthode indirecte en termes de temps de réponse et de rejet de perturbation.

L'inconvénient de la régulation par ces dernières méthodes est la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Dans le but d'améliorer ces performances, on appliquera la commande par la DTC, qui sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre IV

Commande Directe du Couple (DTC) de la MASDE

Chapitre IV : La commande DTC de la machine asynchrone double étoile(MASDE)

IV.1.Introduction

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié, ces dernières années, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») obtenue pour une réponse rapide du couple, cette commande a été développée plus d'une dizaine d'années par des chercheurs japonais et allemand (Takahashi et Noguchi, 1984, 1985; Depenbrock 1985), et la première application industrielle de la commande DTC par ABB en 1995 [19]. Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des comparateurs à hystérésis [14]. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation [14]. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible. [14]. La technologie moderne des systèmes d'entraînements exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse et du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible. Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple pour une MASDE.

IV.2.Principe de la commande DTC

La commande de couple directe nom est dérivée par le fait que, sur la base des erreurs entre les valeurs de références et celles estimées du couple et du flux, il est possible de commander directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs dans les limites de la bande de régulateurs à hystérésis prédéterminée [18]

L'objectif d'une commande « DTC » est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur tension approprié est appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Pour choisir le vecteur de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux statorique. [17] La suppression de l'étage MLI est la principale caractéristique dans une commande DTC. Ainsi la génération des commandes de l'onduleur se fait de façon directe sans l'intermédiaire de cet étage. Deux contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux assurent la régulation séparée de ces deux grandeurs. [6]

Dans une commande « DTC », il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :[6][5]

- ✓ La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- ✓ La commande indirecte des intensités et tensions statorique de la machine.
- ✓ L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- ✓ La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- ✓ L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.
- ✓ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

IV.3. Fonctionnement et séquences d'un onduleur

En appliquant la transformation de Park, aux tensions phase-neutre données par (II-92), on obtient dans le repère fixe diphasé le vecteur tension en fonction de chaque niveau de phase

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} [S_1 + S_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_3 e^{-j\frac{2\pi}{3}}] \quad (IV-1)$$

On désigne par séquence de niveau de phase chaque combinaison des variables S_1, S_2, S_3 donnant un élément de l'ensemble (S_1, S_2, S_3) ces variables sont de nature binaire ; il y a au total huit séquence de niveau de phase différent.

L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à 2-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentés dans la figure (IV.1)

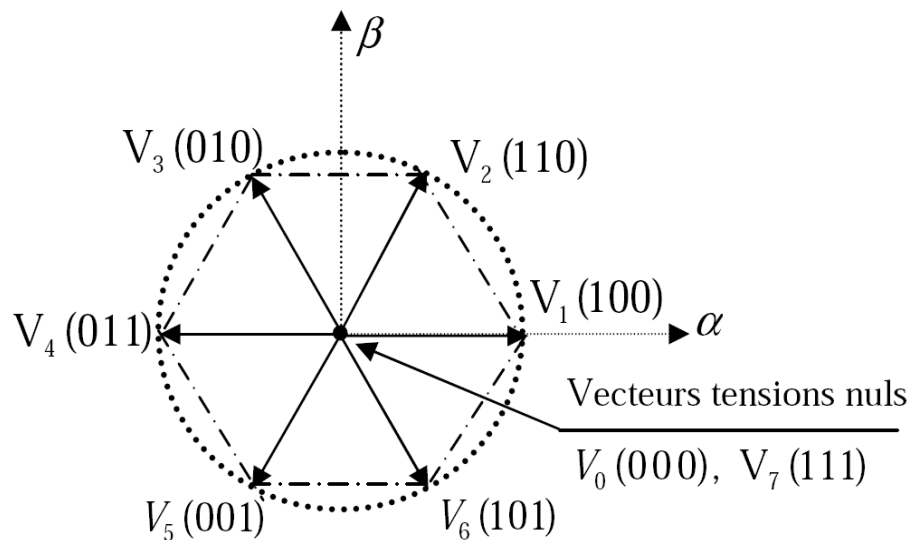


Fig. IV.1 : Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux

IV.4. Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique

IV.4.1. Principe de contrôle de flux statorique

On se place dans le repère fixe (α, β) lié au stator. Le flux statorique de la machine asynchrone est obtenu à partir de l'équation suivante:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \quad (IV-2)$$

Le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante:

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (IV-3)$$

Sur l'intervalle $[0, T_e]$, si pour simplifier on considère le terme $R_s I_s$ comme négligeable (pour les grandes vitesses), on aura l'équation : [17]

$$\bar{\Phi}_s(T_e) \approx \bar{\Phi}_s(0) + \bar{V}_s T_e \rightarrow \bar{V}_s T_e \approx \Delta \bar{\Phi}_s \quad (IV-4)$$

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposé par l'onduleur de tension à la machine (Fig. IV.2.a, Fig. IV.2.b). [6]

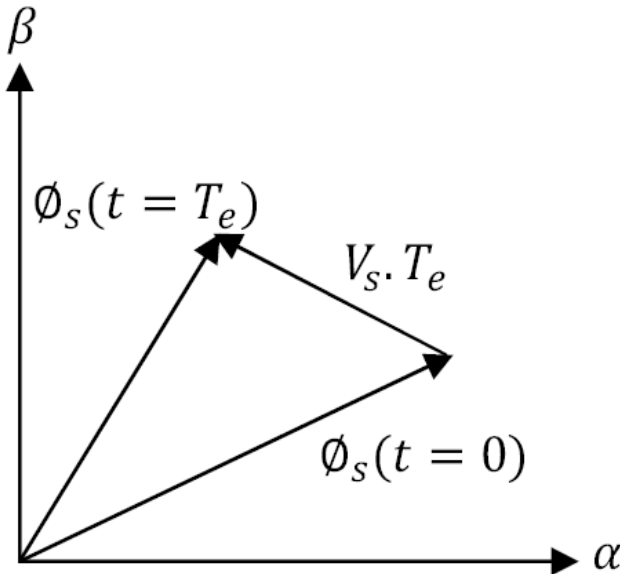


Fig. IV.2.a : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique

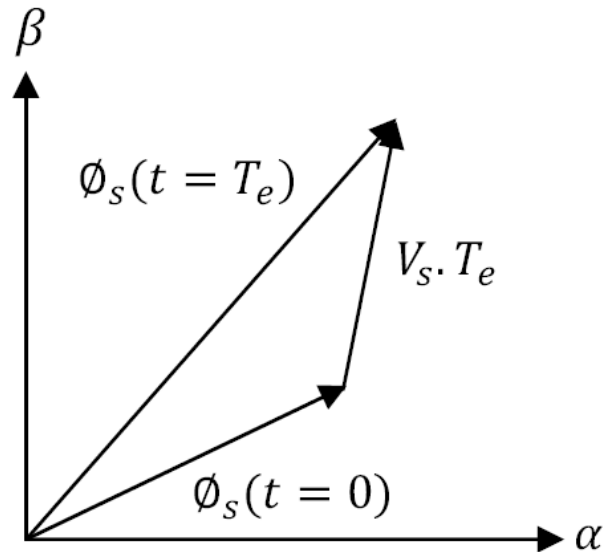


Fig. IV.2.b : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (figure (IV.2.a) et (IV.2.b)). Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage T_e , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante.

Cette conclusion est illustrée par la figure (IV.3) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence.

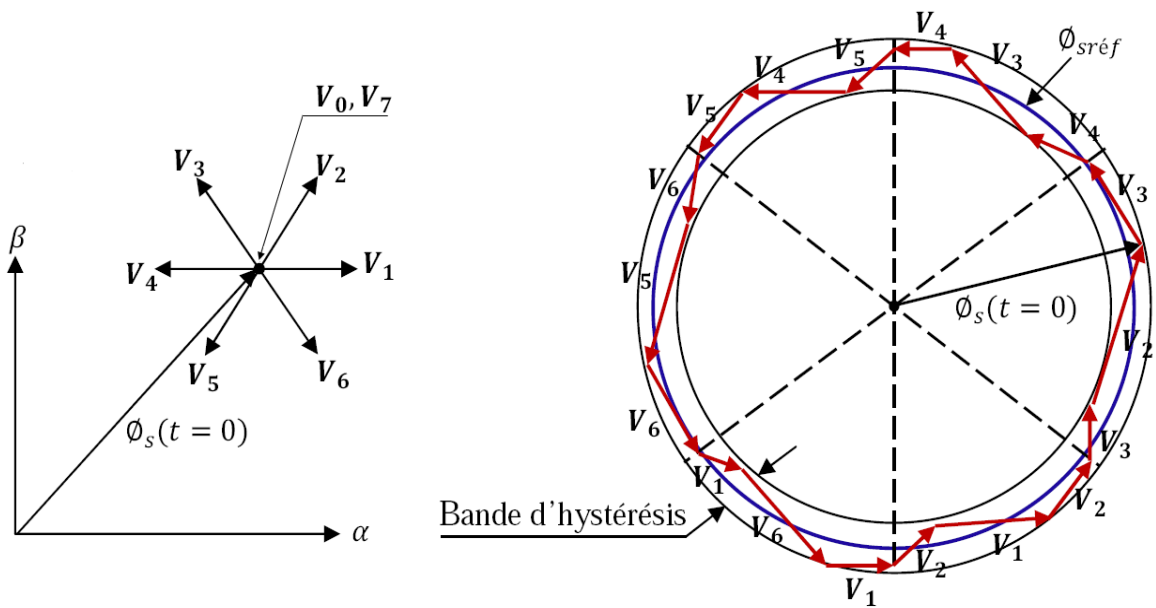


Fig. IV. 3 : Trajectoire du flux statorique

IV.4.2. Principe de contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivant : [17][20]

$$C_{em} = K (\Phi_s * \Phi_r) \quad (IV-5)$$

$$C_{em} = K |\Phi_s| * |\Phi_r| \sin(\gamma) \quad (IV-6)$$

K : est une constante dépendant des paramètres de la machine :

$$K = \frac{3 p M_{sr}}{2 \sigma L_s . L_r} \quad (IV-7)$$

M_{sr} : L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

σ : Coefficient de dispersion de Blondel.

Φ_s : le flux de stator.

Φ_r : le flux de rotor.

γ : l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

En utilisant la notation complexe du flux statorique et du flux rotorique on obtient:

$$\begin{cases} \Phi_s = [\varphi_s, \theta_s] = \varphi_s \cdot e^{j\theta_s} \\ \Phi_r = [\varphi_r, \theta_r] = \varphi_r \cdot e^{j\theta_r} \end{cases} \quad (IV-8)$$

Où φ_s et φ_r : sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant t_0 .

On remplace le flux statorique et le flux rotorique par leurs expressions dans celle du couple électromagnétique (V-6). Compte tenu que la loi de contrôle veut maintenir le flux statorique proche de sa valeur de référence $\Phi_{sréf}$, on obtient : [17]

$$C_{em} = K \Phi_{sréf} * \Phi_{r0} \sin(\gamma_0) \quad (IV-9)$$

Sachant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis, on peut supposer qu'il suit sa référence, l'expression (IV-10) devient : [6]

$$C_{em} = K \Phi_{sréf} * \Phi_r \sin(\gamma) \quad (IV-10)$$

Lorsque le flux est établi dans la machine on peut considérer, en négligeant les ondulations dues au découpage du convertisseur par rapport aux termes fondamentaux, que les modules des vecteurs flux statorique et rotorique sont approximativement constants. [6]

L'équation (IV-10) permet donc de conclure que la manière la plus efficace de faire varier le couple électromagnétique à l'échelle de la période d'échantillonnage est d'agir sur l'angle γ , entre les vecteurs flux statorique et rotorique (Fig.IV.4).[6]

Afin d'augmenter rapidement l'angle γ et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif. En (Fig.IV.4), on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature retard. [6]

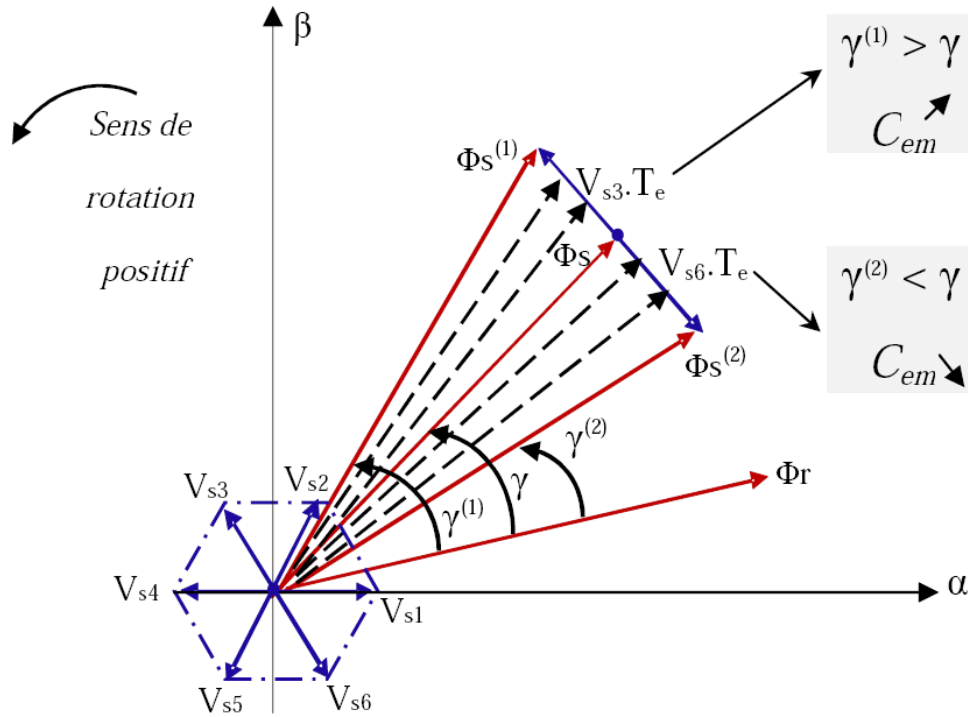


Fig. IV. 4 : Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension

IV.4.3. Cas particulier : Application d'un vecteur tension nul

Quand le terme résistif peut être négligé, c'est-à-dire pour les fonctionnements à vitesse élevée, l'application du vecteur nul a pour effet de stopper la rotation du vecteur flux statorique. Toutefois, le flux rotorique poursuit son évolution soumise à la constante de temps rotorique et tend à rattraper le flux statorique. Ainsi l'angle γ qui existe entre le flux statorique et le flux rotorique va diminuer et le couple électromagnétique diminue lentement. [17] (Fig.IV.5).

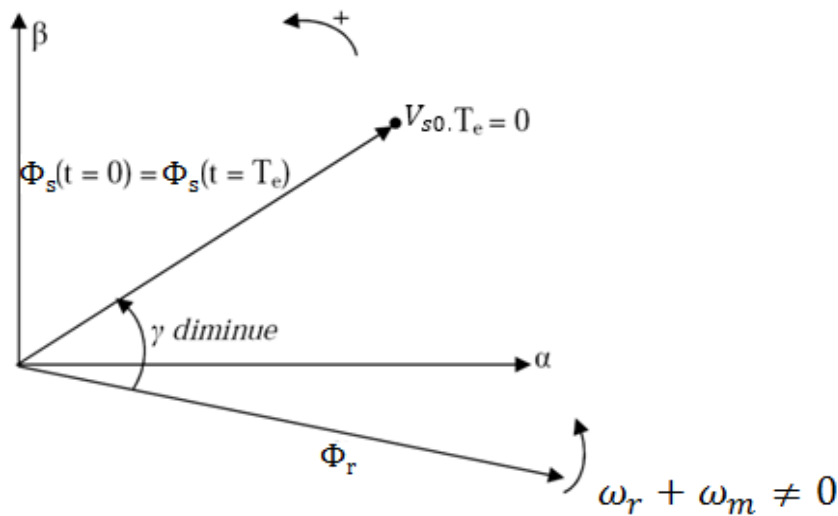


Fig. IV. 5 : Application d'un vecteur nul, le terme résistif est négligeable

IV.4.4. Estimation du flux statorique

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante.[2]

$$\overline{\Phi_s} = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \quad (IV-11)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que :

$$\overline{\Phi_s} = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (IV-12)$$

Avec :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (IV-13)$$

Les composantes α et β des vecteurs courants statoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$, sont obtenues par l'application de la transformation de *Concordia* aux courants mesurés.

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (IV-14)$$

Les équation (V-13) représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique.

On obtient les composantes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, après l'application de la transformation de CONCORDIA sur les tensions d'entrée mesurées V_{AN} , V_{BN} , V_{CN} . [2]

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_{dc} \left[S_1 - \frac{1}{2} (S_2 + S_3) \right] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} U_{dc} (S_2 + S_3) \end{cases} \quad (IV-15)$$

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$, par

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (IV-16)$$

L'angle α_s entre le référentielle statorique et le vecteur flux Φ_s est égal :

$$\alpha_s = \arctan\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) \quad (IV-17)$$

IV.4.5. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants statorique mesurés, et qui peut se mettre sous la forme suivante :[14]

$$C_{em} = p. (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (IV-18)$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

IV.5. Elaboration des contrôleurs de flux et du couple

IV.5.1. Elaboration du contrôleur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\overline{\Phi_s}$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (IV.3).

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\overline{\Phi_s}$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne $cflx$ indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($cflx = 1$) ou diminuée ($cflx = 0$) de façon à maintenir:(voir de figure (IV.6))

$$| \Phi_{sréf} - \widehat{\Phi_s} | \leq \Delta \Phi_s \quad (IV-19)$$

avec

$\Phi_{sréf}$: La consigne de flux.

$\Delta \Phi_s$: L'écart d'hystérésis du contrôleur de flux.

$\widehat{\Phi_s}$: flux estimé.

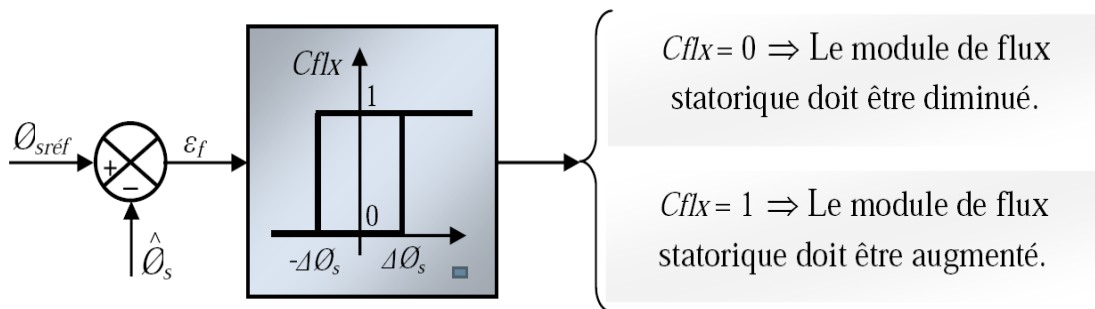


Fig. IV.6 : Contrôle à hystérésis à deux niveaux

IV.5.2. Elaboration du contrôleur de couple

Le contrôleur du couple va maintenir le couple électromagnétique dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence. La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux statorique (Fig.IV.6), il présente l'avantage de la simplicité d'implémentation, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation; donc pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant, le contrôleur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable logique booléenne $ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($ccpl = 1$ pour une consigne positive et $ccpl = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($ccpl = 0$). La figure (Fig.IV.7) montre ce type de correcteur. [6]

$$|C_{réf} - \widehat{C}_{em}| = \Delta C \quad (IV-20)$$

Avec : $C_{réf}$: le couple de référence.

ΔC : L'écart d'hystérésis du contrôleur de couple.

$\widehat{C}_{em}$: couple électromagnétique estimé.

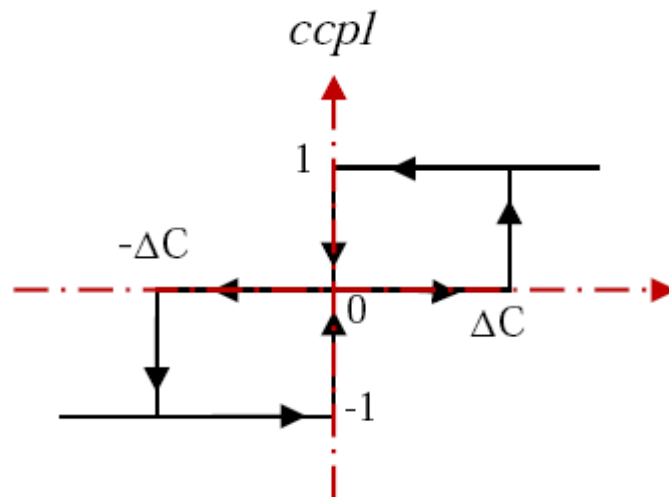


Fig.IV.7 : Correcteur du couple à trois niveaux

IV.6. Elaboration de la table de commutation

D'Après le principe de la DTC, la sélection adéquate du vecteur tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est effectuée sur la base de l'erreur instantanée du flux et du couple. [17]

IV.6.1. Table de commande du flux

Le tableau de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur [17].

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\Phi_S \nearrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\Phi_S \searrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tab. IV.1 : table de commande du flux

IV.6.2. Table de commande du couple

Le tableau de commande du couple montre les séquences des vecteurs tension actifs à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur du couple.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \nearrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_{em} \searrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tab. IV.2 : table de commande du couple

IV.6.3. Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actives et la deuxième avec vecteurs tension nuls :

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur	
Cflx=0	Ccpl= 1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux	
	Ccpl= 0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7		
	Ccpl= -1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux	
Cflx=1	Ccpl= 1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux	
	Ccpl= 0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0		
	Ccpl= -1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux	

Tab. IV.3 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tension nuls

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
Cflx=0	Ccpl= 1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux
	Ccpl= 0	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	
	Ccpl= -1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux
Cflx=1	Ccpl= 1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux
	Ccpl= 0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	
	Ccpl= -1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

Tab. IV.4 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tension non nuls

IV.7. Application de la DTC sur la MASDE

La structure générale du contrôle direct du couple pour une machine asynchrone à double étoile est représentée sur la figure (Fig.IV.8).

Dans ce système, les valeurs instantanées du flux et du couple peuvent être estimées à partir des tensions et courants statoriques.

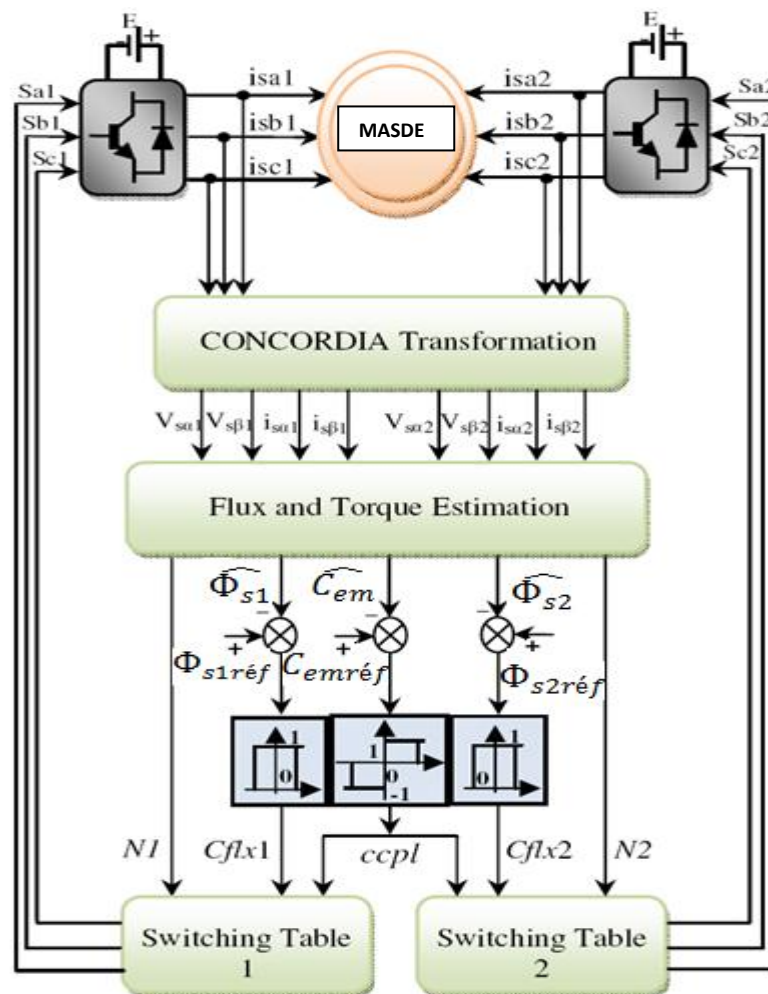


Fig.IV.8 : Structure générale de la commande directe du couple 'DTC' d'une MASDE

La commande directe du couple est appliquée à un modèle de la MASDE. Les deux enroulements statoriques sont alimentés séparément par deux onduleurs de tension à deux niveaux qui sont commandés par la technique DTC, et en présence de la boucle de réglage de la vitesse, en utilisant un comparateur du couple à hystérésis à trois niveaux, avec les vecteurs de tension nuls.

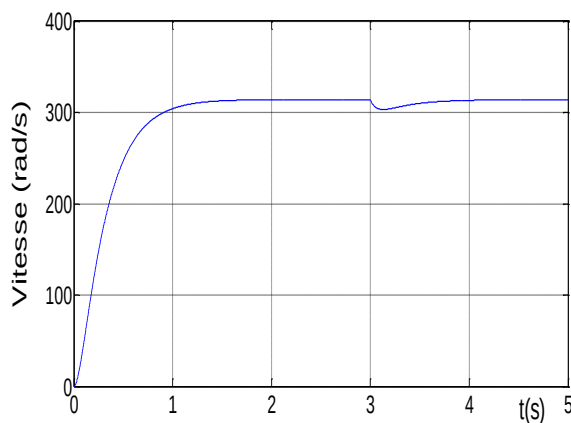
Les simulations sont effectuées pour et un flux statorique de référence égale le flux nominale :

$$\begin{cases} \Phi_{\alpha s1} = 0.7718 \text{ Wb} \\ \Phi_{\beta s1} = 0.7718 \text{ Wb} \end{cases} \longrightarrow \Phi_{s1} \approx 1.1 \text{ Wb}$$

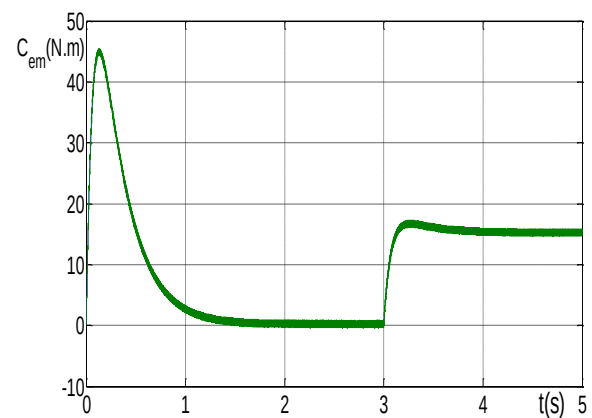
IV.8. Commande directe du couple avec réglage de la vitesse

On va introduire une boucle de régulation de la vitesse pour obtenir le couple électromagnétique de référence. Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans les figures ci-dessous.

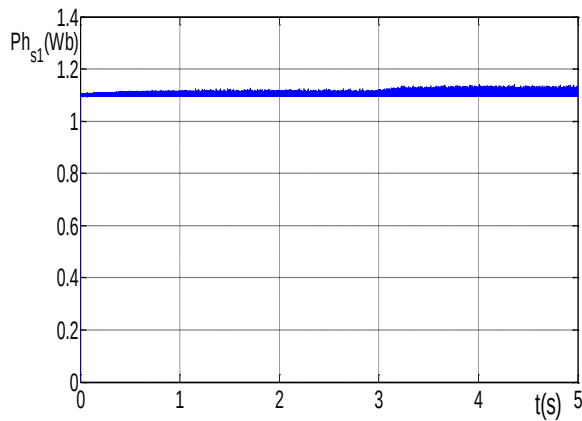
Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A ($t = 3\text{s}$) la machine est chargée par un échelon de couple résistant égal à (15N.m), le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence (314 rad/s). Le flux statorique suit sa référence (1.1 Wb), sa valeur évoluant de façon symétrique à l'intérieure de l'hystérésis.



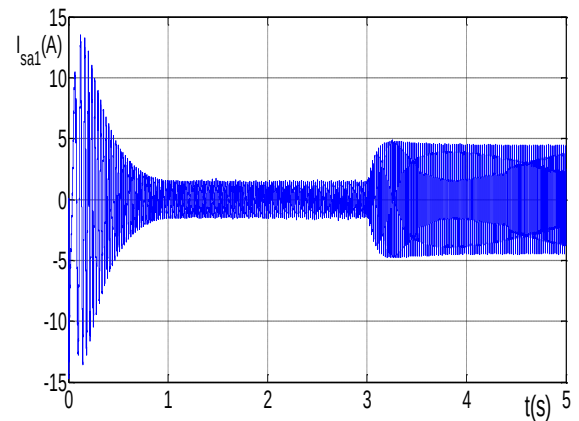
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig.IV.9 : Commande DTC de la MASDE avec réglage de la vitesse, suivie de l'application d'une charge $C_r = 15 \text{ N.m}$ à $t = 3 \text{ s}$

IV.8.1. Test de robustesse

Pour bien juger cette commande, plusieurs tests sont effectués ont effectués. (Variation de vitesse, variation de charge, variation de la résistance statorique de la machine).

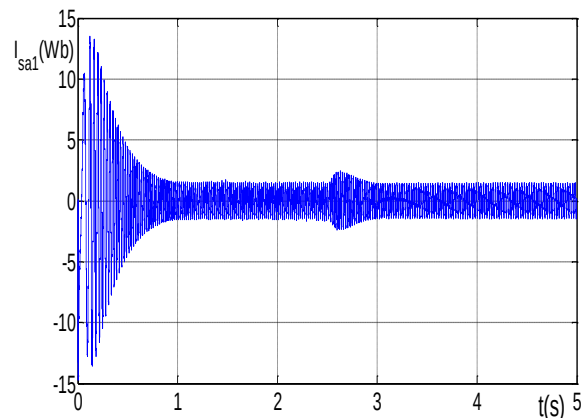
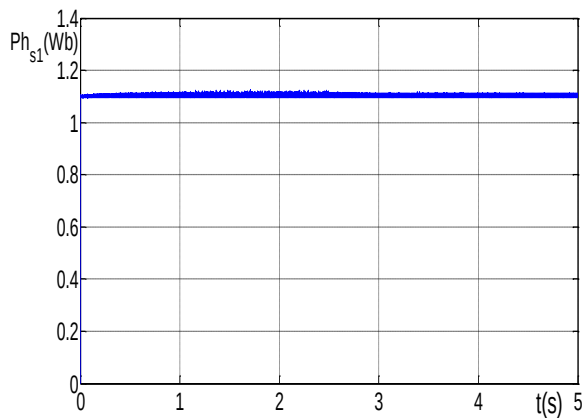
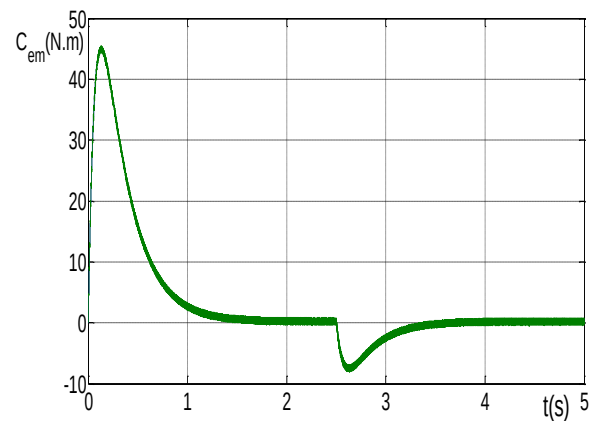
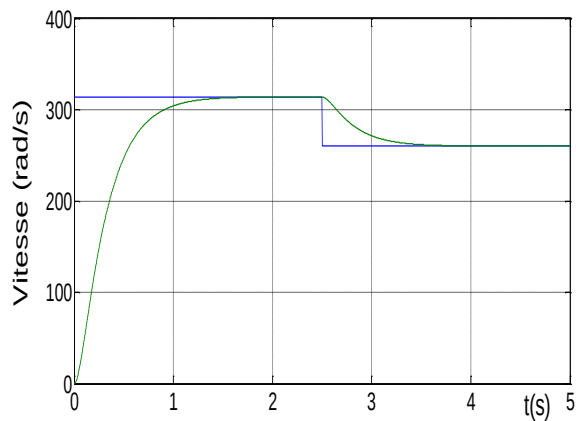


Fig.IV.10 : Comportement de la MASDE vis-à-vis à variation de vitesse 314 rad/s à 260 rad/s à l'instant $t=2.5$ s

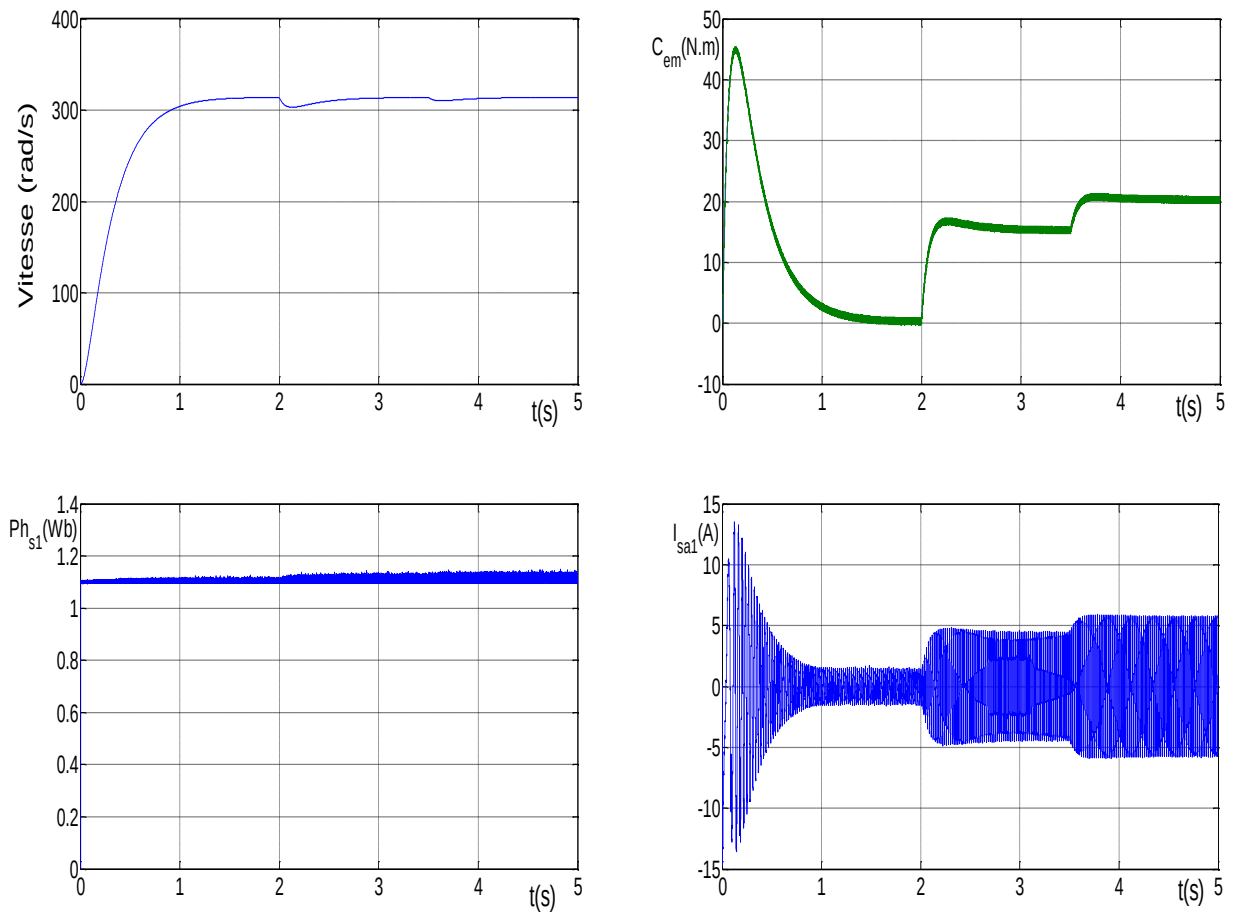
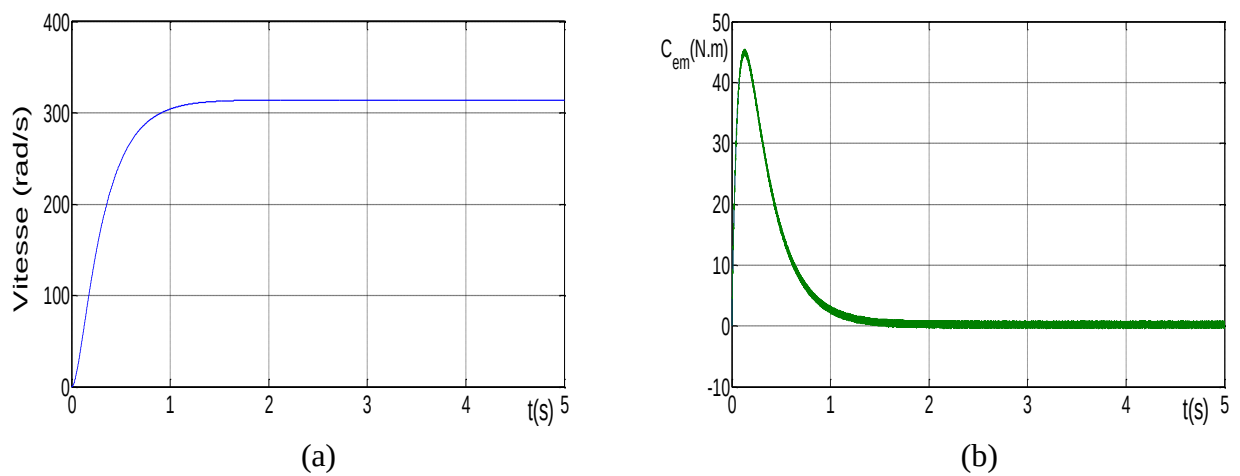


Fig.IV.11 : Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge $C_r = 15$ et 20 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 3.5]$ et $[3.5, 5]$ s



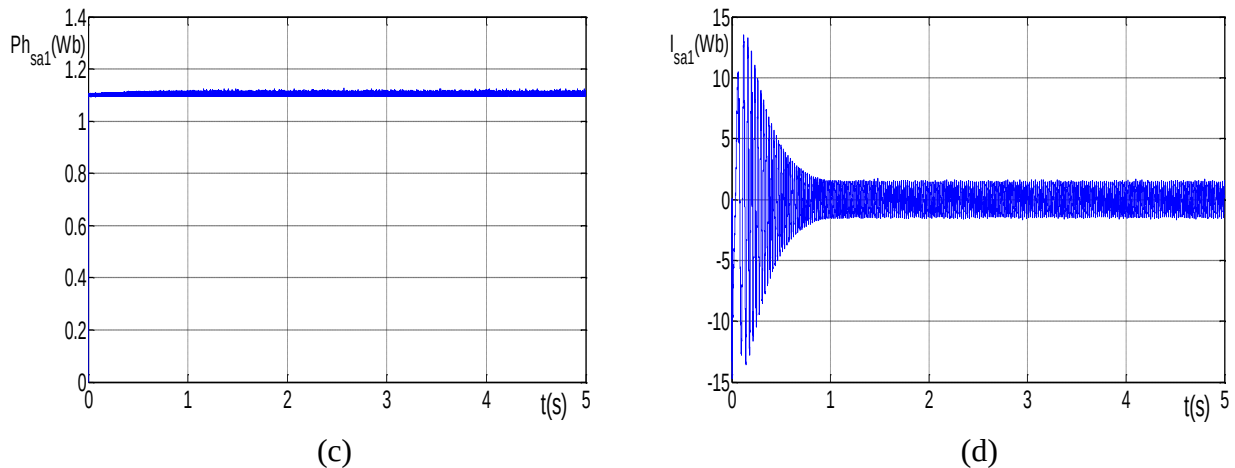


Fig.IV.12: Comportement de la MASDE vis-à-vis l'augmentation de la résistance statorique de 50 % à partir de $t=1.5$ s

L'interprétation de simulation pour test de robustesse obtenus montrent clairement que :

- La variation de vitesse à $t = 2.5$ s de 314 rad/s à 260 rad/s. elle suivre parfaitement sa consigne est sans dépassement et le flux statorique suit sa valeur de référence imposée (1.2Wb). (Fig.IV.10)
- La vitesse, le couple électromagnétique, le flux et le courant statorique présentent une meilleure précision et une insensibilité vis-à-vis la variation de la charge (Fig.IV.11).
- La commande garde ses performances malgré l'augmentation de la résistance statorique de 50% à $t=1.5$ s de sa valeur nominale due à l'échauffement, ce qui montre sa robustesse vis-à-vis les variations paramétriques (Fig.IV.12).

IV.9. Avantages de la commande directe de couple [14][28]

- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- Bon contrôle de moteur même sans capteur de vitesse.
- La réponse dynamique du couple est très rapide.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- Absence de circuits de découplage.
- Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique.
- La dynamique rapide de couple et du flux.
- Très grande réactivité en couple.
- Très grande précision en vitesse.

IV.10. Inconvénients de la commande directe de couple

[14][18]

- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple
- L'existence des oscillations de couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis)

- Difficulté à contrôler le couple et le flux à très faible vitesse.
- Niveau de bruit élevé à basse vitesse.

IV.11. Comparaison entre la DTC et la commande vectorielle

Le tableau ci-dessous résume les principales différences entre la commande directe du couple (DTC) et la commande par orientation de flux (FOC) : [6]

	Type de commande	
	FOC	DTC
Robustesse	No Robuste	Robuste
Capteur des vitesses	Nécessaire	Moins nécessaire
La commande MLI	Nécessite un MLI	Pas de MLI
Découplage	Nécessite d'orientation	Naturelle
Référence de coordonnées	Coordonnée liée au champ tournant «d, q»	Référentiel lié au stator « α , β »
Les performances dynamiques.	Elevée	Elevée

Tab.IV.5 : Etude comparative de la commande vectorielle et de la DTC

Tableau récapitulatif : [28][30]

	(vectoriel) boucle fermée	DTC boucle ouverte	DTC boucle fermée
Régulation de Couple			
Erreur de linéarité	+ /-4 %	+ /-4 %	+/-3 %
Erreur de répétabilité	+ /-1 %	+/-3 %	+ /-1 %
Temps de montée en couple	10..20 ms	1..5 ms	1..5 ms
Régulation de Vitesse			
Erreur statique de vitesse	+/- 0.01%	+/- 0.1..0.5%	+/- 0.01%
Erreur dynamique de vitesse	0.3 %s	0.4 %s	0.1 %s

Tab.IV.6: les niveaux de performances types d'un entraînement régulé en vitesse et en couple avec la technologie DTC et vectorielle

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 des valeurs instantanées du couple et du flux statorique par hystérésis à partir du choix d'un ou plusieurs vectrices tensions menant finalement à une action directe sur les configurations du convertisseur statique.

Le contrôle direct du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine, et 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, pour ces avantages la DTC utilise dans toutes les application standards avec ou sans capteur de vitesse.

Différentes tests ont été effectués, montrent bien la robustesse de cette commande, où elle offre une meilleur dynamique et une bonne précision. Finalement, une étude comparative des performances statique et dynamiques des deux types de commande : FOC et DTC a été faite.

Conclusion générale

Conclusion Générale

Le travail présenté propose la synthèse d'une commande vectorielle directe et indirecte de la machine asynchrone double étoile 'MASDE' commandée en tension, et basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique en utilisant des régulateurs classiques (PI), ainsi que l'application de la commande du contrôle direct du couple 'DTC'.

Dans la première étape de notre travail, nous avons présenté une étude théorique sur la machine asynchrone double étoile 'MASDE', ses différents types, ses avantages, inconvénients et ses domaines d'utilisation.

Afin de mieux maîtriser la machine, nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone double étoile pour montrer que ce modèle est compliqué, comprend des non linéarités et un fort taux de couplage, et afin de réduire cette complexité on a utilisé la transformation de Park, tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle a été validé en simulation comme il est montré dans le deuxième chapitre.

La commande vectorielle reste une méthode répandue dans les publications internationales qui a l'avantage de découpler le couple et le flux et permet de ramener la structure de la machine asynchrone double étoile à une structure similaire à celle d'une machine à courant continu. Ainsi le système devient linéaire.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été appliquée à la MASDE dans le troisième chapitre en utilisant d'un régulateur de vitesse classique (PI). Les résultats obtenus montrent bien les meilleures performances de cette méthode mais malheureusement le test de robustesse montre la sensibilité du contrôle de la vitesse par le régulateur PI aux variations paramétriques de la machine où le découplage est affecté, et devant l'insuffisance des performances de ce régulateur et afin d'améliorer les performances du réglage de notre système, nous avons fait appel à une autre technique récente, dite commande par le contrôle direct du couple 'DTC'. Cette commande offre une meilleure dynamique et une bonne précision ainsi qu'une robustesse contre les variations paramétriques de la machine comme nous avons vu dans le quatrième chapitre. Elle présente également de nombreux avantages par rapport à la structure classique de commande vectorielle par orientation du flux (FOC) où elle permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans le recours à un capteur mécanique et l'absence du bloc MLI.

Comme perspectives, on propose :

- de tester sur un banc expérimental, la validité des algorithmes proposés dans ce travail ;
- d'alimenter la machine par des convertisseurs matriciels ;
- d'utiliser des onduleurs multi niveaux pour augmenter le nombre des vecteurs tensions utilisés ;
- d'étudier la machine en régime dégradé ;
- d'appliquer des observateurs pour l'estimation de la résistance statorique

- d'appliquer d'autres techniques de commande robuste, telles que : la logique floue, les réseaux de neurones, les algorithmes génétique, la commande adaptative.

Annexes

Annexe

Paramètres de la machine Asynchrone à Double Etoile (MASDE)

Les paramètres de la MASDE utilisés sont :

❖	Puissance nominale	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
❖	Tension nominale	$V_n = 220 / 380 \text{ V}$
❖	Courant nominal	$I_n = 6.5 \text{ A}$
❖	Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3.72 \text{ } \Omega$
❖	Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3.72 \text{ } \Omega$
❖	Résistance rotorique	$R_r = 2.12 \text{ } \Omega$
❖	Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0.022 \text{ H}$
❖	Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
❖	Inductance rotorique	$L_r = 0.006 \text{ H}$
❖	Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
❖	Moment d'inertie	$J = 0.0625 \text{ kg.m}^2$
❖	Coefficient de frottement	$K_f = 0.001 \text{ Nms/rd}$
❖	Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
❖	Nombre de paires de pôles	$p = 1$

Bibliographie

Bibliographie :

- [1] Djafer Hadiouche, «**Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure**», thèse de doctorat, Univ Henri Poincaré, Nancy- I, France, décembre 2001.
- [2] Liela Benalia,«**Commande en tension des moteurs à induction double alimentes**» thèse doctorat, Univ de Batna ,2010.
- [3] Bouguerra Zahira, « **Commande de la machine asynchrone double étoile**» mémoire de master en automatique, Univ de M'sila, 2012.
- [4] Rachid Abdessemed, « **Modélisation et simulation des machines électriques**», Editeur : Ellipses Marketing, Date de parution : 24/05/11.
- [5] Benaissa.Z & Benneni.S, «**Commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile**».mémoire de ingénieur d'état ,Univ de M'sila, 2008
- [6] Sadouni Radhwane, « **Commande par mode glissant flou d'une machine synchrone à double étoile**», mémoire de magister, Univ Djilali liabes de sidi bel Abbes, 2010
- [7] Archana Nanoty, A. R. Chudasama, « **Control of Designed Developed Six Phase Induction Motor**» International Journal of Electromagnetics and Applications 2012, 2(5): 77-84, DOI: 10.5923/j.ijea.20120205.01
- [8] Benrabia.S & Bendib.A, « **Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commande par onduleur multiniveaux** » mémoire d' ingénieur d'état en électromécanique, Univ M'sila, 2005
- [9] Elkheir Merabet, « **Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile**» mémoire de magister en électrotechnique, Univ de Batna, 2008
- [10] G.K.Singh, «**Multi-phase induction machine drive research —a survey**» electric power systems research 61(2002) 139-147.
- [11] Hamidreza .P. N, Pooya D, Abbas.S «**A novel structure for vector control of symmetrical six-phase Induction machines with three current sensors**» ETASR - Engineering, Technology & Applied Science Research Vol. 1, No. 2, 2011, 23-29
- [12] Alberto Tassarolo, «**modeling and simulation of multiphase machines in the matlab/simulink environment**», edited by Dr. Ali Assi, publisher INTECH, published online 10/10/11 ,ISBN: 978-953-307-656-0
- [13] Himer hamza toufik, « **Commande par mode glissant floue d'une machine asynchrone**», mémoire de master, Univ de M'sila, 2012
- [14] Toufouti riad, «**Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone**», thèse de doctorat, Univ Mentouri de Constantine, 2008
- [15] Merabet. E, Belayali. A, « **Commande par la logique floue d'une machine asynchrone double stator** », mémoire d'ingénieur d'état, Univ de M'sila, 2005.

-
- [16] Terki. A, Abdkarim . A, «**Commande par RST de la machine asynchrone a double étoile**», mémoire d'ingénieur d'état, Univ de M'sila, 2009.
- [17] A.Chebabhi, N.E.Rouaba, E.Guerbai, «**Application des techniques de l'intelligence artificielle pour le contrôle direct du couple d'une MAS**», mémoire d'ingénieur d'état, Univ de M'sila, 2009.
- [18] Domenico C, Member, IEEE, Francesco P, Senior Member, IEEE, Giovanni S, Member, IEEE, and Angelo T, «**FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control**», IEEE transactions on power electronics, vol. 17, NO. 5, SEPTEMBER 2002
- [19] Peter Vas , «**Sensorless vector and direct torque control**», Printed in Great Britain by Antony Rowe Ltd., Eastbourne, Oxford University Press, Reprinted 2003.
- [20] Rezgui S.E, «**Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et temps réel**», mémoire de magistère en électrotechnique, Univ Mentouri de Constantine, 2009
- [21] Fateh Mehazzem, «**Contribution à la commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction électrique**»,Thèse de doctorat, Univ Mentouri de Constantine, 2010
- [22] Kheldoun Aissa, «**Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté**», thèse de doctorat, Univ de Boumerdès, 2007.
- [23] Tamrabet Hanene , «**Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone**»,mémoire de magistère, Univ de Batna,2006
- [24] Dahmane Kamal , «**Contribution à la modélisation et à la commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels**»,mémoire de magistère ,Ecole Nationale Polytechnique,2004
- [25] Torki Souad, «**Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS en utilisant le filtre de kalman étendu (EKF) »**», mémoire de master en automatique, Univ de M'sila, 2012.
- [26] Khoudmi.H, Massoum.A, Meroufel.A, «**Dual star induction motor drive: Modelling, Supplying and control**», International journal of electrical and power engineering 5(1):28-34, 2011, ISSN: 1990-7958, Medwell journal, 2011
- [27] Sadouni.R and Meroufel.A , «**Performances comparative study of field oriented control (FOC) and direct torque control (DTC) of dual three phase induction motor (DTPIM) »**», International journal of circuits, systems and signal processing, Issue 2, Volume 6, 2012
- [28] ABB University Montluel, «**Maintenance et Dépannage, Niveau 2**» France: stage Fr62A:ACS600+logiciel.driver window
- [29] Guide Technique, «**La Variation de Vitesse au cœur des applications industrielles**» Le magazine Schneider Electric de l'enseignement technologique et professionnel
- [30] ABB France, «**Manuel d'exploitation ACS 800 programme de commande standard 7.x**» Printed in Finland by DARK, Date: 25-08-2011

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Proposé et dirigé par : Dr. Leila BENALIA

Présenté par : Mohammed BOUDIAF

Thème :

**Etude et contrôle de la Machine Asynchrone
Double Etoile 'MASDE'**

Résumé :

Pour des applications de forte puissance, les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la machine asynchrone double étoile (MASDE). Ce mémoire, présente une étude sur cette machine 'MASDE'. On a commencé par un état de l'art sur la machine proposée et de sa modélisation à l'aide de la transformation de Park. L'étude de sa commande en vitesse par la commande FOC à base d'un régulateur PI, qui assurant un découplage entre couple et flux présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations où le découplage est affecté et devant l'insuffisance des performances de cette commande à base des régulateurs PI, nous avons fait appel à une autre technique de commande dite le contrôle direct du couple 'DTC' avec des régulateurs PI où cette dernière présente une robustesse contre les variations paramétriques d'où on peut la considérer comme l'une des commandes robustes de la MASDE.

Des simulations sont effectuées pour valider chaque commande.

Mots clés :

Machines multiphasées, machine asynchrone double étoile (MASDE), commande vectorielle (FOC), commande direct de couple (DTC), régulateur PI, onduleur de tension (deux niveaux).