

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEURAT

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPÔLME
D'INGENIEUR D'ÉTAT EN GÉNIE ÉLECTROTECHNIQUE

OPTION : ÉLECTROMÉCANIQUE

THÈME

COMMANDE PAR RST DE LA MACHINE ASYNCHRONE
A DOUBLE ÉTOILE

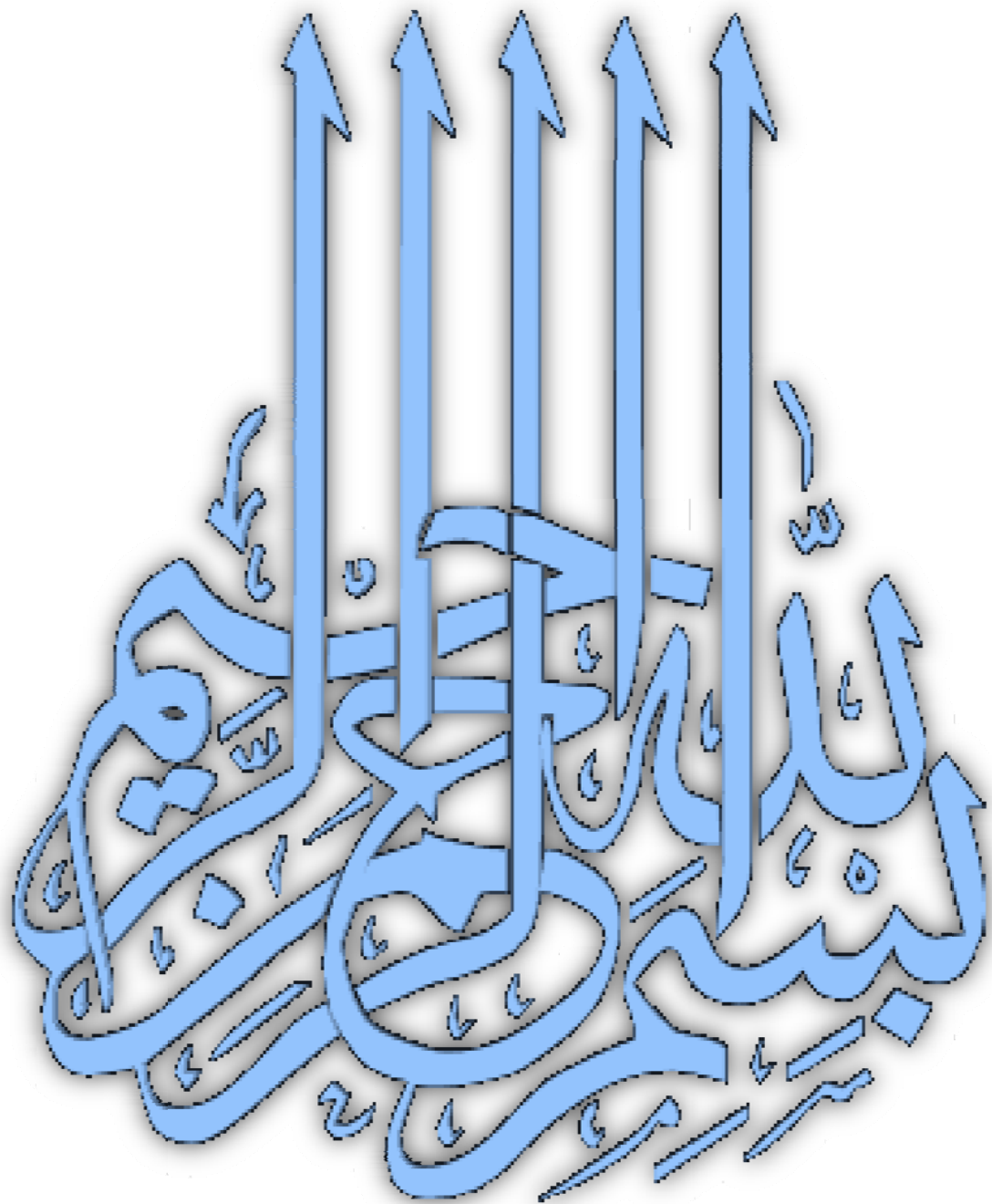
Proposé et dirigé par :

Mme. BENALIA Leila.

Présenté par :

TERKI Antara
ABDELKRIM Ammar

ANNÉE UNIVERSITAIRE: 2008-2009



REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier tout premièrement Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

*Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur M^{me}. **LEILA BENALIA** pour avoir d'abord proposée ce thème, pour suivi continué tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils.*

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidés à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants et le chef de département d'Electrotechnique qui a contribué à notre formation par ailleurs, Nos remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

En fin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel...

SOMMAIRE

NOTATION

❖ MASDE:	Machine Asynchrone à Double Etoile.
❖ s_1, s_2, r :	Indices correspondants au stator 1, stator 2 et au rotor.
❖ a_{s1}, b_{s1}, c_{s1} :	Indices correspondants au trois phases du 1 stator.
❖ a_{s2}, b_{s2}, c_{s2} :	Indices correspondants au trois phases du 2 stator.
❖ a_r, b_r, c_r :	Indices correspondants au trois phases du rotor.
❖ $R_{s1}, R_{s2}, R_r(\Omega)$:	Résistances statoriques et rotoriques.
❖ $L_{s1}, L_{s2} (H)$:	Inductance propre d'une phase statorique.
❖ $L_r(H)$:	Inductance propre d'une phase rotorique.
❖ $L_{ms} (H)$:	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
❖ $L_{sr}(H)$:	Inductance mutuelle entre phases statoriques
❖ $L_{mr} (H)$:	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
❖ $J (Kg.m^2)$:	Moment d'inertie.
❖ $\omega_m(\text{rad/s})$:	Vitesse mécanique de la machine.
❖ $\omega_s(\text{Hz})$:	Pulsation électrique statorique.
❖ $\omega_r (\text{Hz})$:	Pulsation électrique rotorique.
❖ $\omega_{s1} (\text{Hz})$:	Pulsation électrique de glissement.
❖ $\Omega_s(\text{rad/s})$:	Vitesse de rotation du champ tournant (vitesse de synchronisme).
❖ p :	Nombre de paires de pôles de la machine.
❖ $\omega (\text{rad})$:	Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au rotor.
❖ d, q :	Axes longitudinal et en quadrature du repère de Park.
❖ $C_r (N.m)$:	Couple résistant.
❖ $C_{em}(N.m)$:	Couple électromécanique.
❖ K_f :	Coefficient de frottement.
❖ S :	Opérateur de Laplace.
❖ $\Phi_{s1}, \Phi_{s2}, \Phi_r (\text{wb})$:	Flux statorique et rotorique.
❖ $V (v)$:	Tension.
❖ $I, i (A)$:	Courant.
❖ $\Phi_m (\text{wb})$:	Flux magnétisant
❖ k_p, k_i :	Paramètres du régulateur PI.
❖ FOC:	Flux Oriented control.
❖ MLI:	Modulation de Largeur d'Impulsion

❖ $U_c(V)$: Source de tension continue de l'onduleur.
❖ $V_{abcM}(V)$	Tension de demi -bras A, B ou
❖ $V_{abc}(V)$: Tension de sortie de l'onduleur A, B ou C.
❖ $V_{réf123}(V)$:Tension de référence 1, 2 ou 3 (sinusoïdal).
❖ $V_m(V)$:Amplitude de la tension de référence.
❖ $V_p(V)$:Porteuse triangulaire.
❖ $V_{pm}(V)$:Amplitude de la porteuse triangulaire.
❖ $\omega(rad / s)$:Pulsation électrique.
❖ $f_{réf}(Hz)$:Fréquence de la tension de référence.
❖ $f_p(Hz)$:Fréquence de la porteuse triangulaire.
❖ m	:Indice de modulation.
❖ r	:Taux de modulation.
❖ $\omega_c (Hz)$: la Fréquence de coupure

SOMMAIRE

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	001
----------------------------	-----

CHAPITRE 1 L'Etat de l'Art

1. 1. Introduction	003
1.2. Histoire des Machines Electriques :.....	004
1.3. Classification des Machines Electriques:.....	005
1.4 Caractéristiques des Machines Multi-phasées.....	005
1.4.1 Machines multi-phasées de type 1.....	006
1.4.2 Machines multi-phasées de type 2.....	007
1.5. Applications des Machines Multi-phasées.....	008
1.6. Avantages des Machines Multi-phasées.....	008
1.6.1 Segmentation de puissance.....	008
1.6.2 La fiabilité.....	008
1.6.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.....	009
1.7. Inconvénients des Machines Multi-phasées.....	010
1.8. Conclusion.....	010

CHAPITRE 2 Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile

2.1. Introduction.....	011
2.2. Description de la machine asynchrone double étoile.....	012
2.3. MODELISATION DE LA MASDE :.....	013
2.3.1 Hypothèse simplificatrices:.....	013
2.3.2 Équation électrique de le MASDE :.....	013
2.3.3 Les équations ce forme matricielle :.....	014
2.3.4 Équation magnétiques de la MASDE :.....	015
2.3.5 Expression du couple électromagnétique :	017
2.3.6 Equation mécanique :.....	017
2.4. Transformation de PARK dans la MASDE :.....	017

2.4.1 Equations des tensions.....	019
2.4.2. Equations des flux.....	020
2.4.3. Equation mécanique :.....	022
2.5. CHOIX DU REFERENTIEL :.....	023
2.5.1. Référentiel lié au stator :.....	023
2.5.2. Référentiel lié au rotor :.....	023
2.5.3. Référentiel lié au champ tournant :.....	024
2.6. Mise sous forme d'équation d'état.....	024
2.7. Simulation et interprétation des résultats	027
2.8. Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension a commande M.L.I.....	031
2.8.1 Introduction.....	031
2.8.2 Modélisation de l'onduleur de tension.....	032
2.8.3 Modulation de largeur d'impulsion «MLI ».....	032
2.8.4 Association de la MASDE-onduleurs de tension a commande M.L.I.....	036
2.8.5 Simulation et interprétation des résultats	036
2.9 Conclusion.....	038

CHAPITRE 3 Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone Double Etoile

3.1 Introduction.....	039
3.2 Origines de la Commande Vectorielle.....	039
3.3 Principe de la Commande Vectorielle.....	040
3.3.1 Procède d'orientation du flux.....	040
3.4 Méthodes de la Commande Vectorielle	041
3.4.1 Méthode directe.....	041
3.4.2 Méthode indirecte.....	042
3.5. Commande Vectorielle indirecte sans réglage de vitesse.....	042
3.5.1 Synthèse des régulateurs PI.....	044
3.5.2 Application.....	045

3.5.3 Simulation et interprétation des résultats.....	047
3.6 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse.....	048
3.6.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse.....	049
3.6.2.1. Calcul des paramètres du régulateur PI.....	049
3.6.2 Simulation et interprétation des résultats.....	050
3.7 Commande vectorielle directe avec régulation de Vitesse.....	055
3.7.1 Estimateur de flux.....	056
3.7.2. Régulateur du flux.....	057
3.7.3 Simulation et interprétation des résultats.....	058
3.8 Conclusion.....	061

CHAPITRE 4 Commande de la Machine Asynchrone Double Etoile Par régulateur RST

4.1 Introduction.....	062
4.2 structure du régulateur RST en temps continu.....	062
4.2.1 Principe du régulateur.....	062
4.2.2 Principe de synthèse du régulateur RST.....	064
4.2.3 Résolution de l'équation de BEZOUT	065
4.2.4 Stratégie de placement de pôles robustes.....	067
4.2.5 Equation de la boucle fermée avec filtrage	069
4.2.6 choix des racines de " $P_f(s)$ ".....	070
4.3. Régulation en temps continu.....	070
4.4 Résultats de simulation.....	073
4.6 Conclusion.....	078
CONCLUSION GENERALE.....	079
Annexe A.....	080
Annexe B.....	084
Annexe C.....	088

Les figures

Chapitre 1 : l'état de l'art

Fig. 1.1 – Couple électromagnétique d'une machine asynchrone double étoile.....	09
Fig. 1.2 – Couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée.....	10

Chapitre 2: modulation de MASDE

Fig. 2.1 – Représentation schématique des enroulements de la MASDE.....	12
Fig. 2.2 – Représentation du modèle généralisé de la MASDE selon les axes (d,q).....	18
Figure.2.3 : simulation de la MASDE lié directe avec les alimentations.....	27
Fig. 2.4 – Evolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux sources sinusoïdales, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 3.5]$ et $[4.5, 6]s$	31
Figure.2.5 : simulation de la MASDE lié directe avec les alimentations.....	32
Fig. 2.6 – Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle.....	35
Fig. 2.7 – Association MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I.....	36
Fig. 2.8 – Evolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 3.5]$ et $[4.5, 6]s$	38

Chapitre 3 : Commande Vectorielle de la MASDE

Fig.3.1 : Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE.....	40
Figure (3.2) : Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC).....	42
Figure (3.3) : Schéma de la boucle de régulation des courants statorique.....	45
Figure (3.4) : Bloc de découplage en tension (FOC).....	46
Fig. 3.5 – Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE.....	46
Fig. 3.6 – Evolution des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse.....	48
Fig. 3.7 – Schéma de défluxage.....	48
Fig. 3.8 – Représentation schématique de la commande FOC avec régulation de vitesse....	49
Fig. 3.9 – Boucle de régulation de vitesse.....	49
Fig. 3.10 – Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et $-14 N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$	52
Fig. 3.11 – Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de celle-ci de 2500 à -2500 tr/mn à partir de $t = 1.5s$	54

<i>Fig. 3.12 – Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% à partir de $t = 1s$, avec l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$.....</i>	<i>55</i>
<i>Fig. 3.13 – Représentation schématique de la commande MFOC sur la MASDE.....</i>	<i>56</i>
<i>Fig. 3.14 – Boucle de régulation de flux.....</i>	<i>57</i>
<i>Fig. 3.15 – Représentation schématique du bloc de découplage MFOC.....</i>	<i>57</i>
<i>Fig. 3.16 – Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'inversion de celle-ci de 2500 à -2500 tr/mn à partir de $t = 1.5s$.....</i>	<i>58</i>
<i>Fig. 3.16 – Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'inversion de celle-ci de 2500 à -2500 tr/mn à partir de $t = 1.5s$.....</i>	<i>59</i>
<i>Fig. 3.17 – Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% à partir de $t = 1s$, avec l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$.....</i>	<i>60</i>

Chapitre 4 : Commande de la MASDE par régulateur RST

<i>Fig (4.1) Représentation générale d'un régulation RST.....</i>	<i>63</i>
<i>Fig (4.2) structure RST avec modèle de référence $Pr \dots r$.....</i>	<i>64</i>
<i>Fig (4.3) Placement des pôles de l'horizon de commande.....</i>	<i>67</i>
<i>Fig (4.4) Placement des pôles de l'horizon de filtrage.....</i>	<i>68</i>
<i>Fig. (4.5) schéma bloc de régulation de vitesse de la MASDE.....</i>	<i>70</i>
<i>Fig (4.6) Construction des pôles.....</i>	<i>73</i>
<i>Fig(4.7) – Régulation de la vitesse par commande RST à partir de $t = 1s$, avec l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$.....</i>	<i>75</i>
<i>Fig (4.8)– Régulation de la vitesse par la commande RST, suivi de l'inversion de celle-ci de 2500 à -2500 tr/mn à partir de $t = 1.5s$.....</i>	<i>76</i>
<i>Fig(4.9)– Régulation de la vitesse par la commande RST, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% à partir de $t = 1s$, avec l'application des charges $C_r=14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]$.....</i>	<i>77</i>

Les tableaux

Chapitre 1 : l'état de l'art

Tab. 1.1 – Machines multi-phasées de type 106

Tab. 1.2 – Machines multi-phasées de type 207

Chapitre 3 : Commande Vectorielle de la MASDE

Tab 3.1 : Paramètres des régulateurs des courants.....48

Tab 3.2 : paramètres des régulateurs utilisés.....50

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

Actuellement, les machines à courant alternatif occupent une place importante dans la production de l'énergie électrique et les entraînements électriques. Ces machines ont remplacé les machines à courant continu, grâce à leur simplicité de construction.

Les machines asynchrones sont utilisées beaucoup plus en moteur, et les machines synchrones en générateur. Cependant durant ces dernières années, les recherches dans le domaine des énergies renouvelables ont conduit à l'introduction des machines asynchrones comme générateur, pour leurs avantages, notamment en ce qui concerne l'absence du collecteur mécanique.

La croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance, ont conduit à utiliser les machines multi-phasées (dont le nombre de phases est supérieur à trois) pour segmenter la puissance. En plus de cet avantage, les machines multi-phasées présentent plusieurs autres avantages tel que la segmentation de puissance sans augmenter les courants par phase et la minimisation des pertes fer.

A travers ces avantages, la machine multi-phasée est utilisée dans plusieurs applications surtout dans le domaine des fortes puissances, entre autre, dans la production éolienne d'énergie électrique.

Cependant, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur : la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique sa commande.

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

Actuellement les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'étude, l'analyse et la commande des machines multi-phasées, en particulier, la machine asynchrone double étoile qui nécessite une double alimentation triphasée statorique.

Notre objectif est d'étudier et de modéliser la machine asynchrone double étoile afin de lui appliquer les techniques de commande, particulièrement la commande vectorielle et la commande par régulateur RST

Dans ce contexte, ce mémoire est scindé en quatre chapitres :
On a vu la nécessité de consacrer le premier chapitre à quelques généralités concernant les machines multi-phasées (les caractéristiques, l'utilisation, les avantages et les inconvénients).

La modélisation de la MASDE qui a été le premier pas pour appliquer une commande, fait l'objet du deuxième chapitre. La modélisation de l'alimentation de la MASDE présentée par deux onduleurs de tension à commande MLI est aussi l'objet de ce même chapitre.

Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile, par ces deux méthodes directe et indirecte. On utilise les régulateurs classiques PI pour régler la vitesse indépendamment de la charge appliquée et les courants diphasés.

Pour voir d'autres performances de la machine asynchrone double étoile, on appliquera la commande RST utilisant le régulateur RST pour régler la vitesse de la MASDE ; ceci est l'objectif du quatrième chapitre.

Nous terminerons avec une conclusion générale et quelques perspectives de notre travail.

CHAPITRE 1

L'ETAT DE L'ART

1.1 Introduction

L'énergie est une grandeur caractérisant un système et exprimant sa capacité à modifier l'état d'autres systèmes. L'énergie se manifeste sous de nombreuses formes (énergie électrique, mécanique, cinétique, etc.).

La conservation de l'énergie de l'univers implique que celle-ci n'est ni perdue ni créée. En revanche, si on considère un système contenu dans l'univers, si ce système perd de l'énergie, cette énergie perdue se retrouve dans un ou plusieurs autres systèmes, sous la même forme ou sous d'autres formes. Cette propriété fondamentale de l'énergie, permet à l'Homme de la capter, parfois de la stocker et de la convertir en une forme plus appropriée à son utilisation. Par exemple, l'énergie cinétique de l'eau est transformée en énergie électrique grâce aux centrales hydrauliques.

La grande source d'énergie dans le monde est le soleil qui envoie l'énergie à travers les rayons. Aujourd'hui plusieurs capteurs sont conçus pour capter les différentes formes d'énergies du soleil et les transformer en énergies plus appropriées à l'utilisation humaine.

Parmi elles, on peut citer l'énergie solaire (photovoltaïque et thermique), les énergies de biomasse et l'énergie éolienne, etc. Ces énergies sont connues sous le terme, d'énergies renouvelables.

Les énergies renouvelables présentent actuellement des solutions pour répondre à la crise énergétique mondiale d'une part, et d'autre part pour diminuer l'émission des gaz à effet de serre qui provient des énergies fossiles. Parmi ces énergies on trouve l'énergie éolienne (énergie de vent), celle-ci est basée sur la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique, les principaux composants constituant le système éolien sont : les pales, le multiplicateur, le mât et la machine électrique.

Nous nous intéressons dans cette étude aux machines électriques qui font la grande partie de la conversion d'énergie cinétique du vent en énergie électrique, plus particulièrement les machines asynchrones multi-phasées. Les machines électriques ont connu un développement remarquables depuis la première réalisation du moteur jusqu' à nos jours.

1.2 Histoire des Machines Electriques :

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique.

L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée. [05]

En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. Dans la même période, le Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.

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

En 1836 l'Anglais Hyde Clarke réalisait une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixii/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur.

En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable.

En 1848 apparaissent les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m. Ces moteurs furent probablement les premiers à être utilisés pour les applications industrielles.

En 1860 la compagnie "l'Alliance" fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes.

En 1865 l'Italien Antonio Paccinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré.

En 1888 Nikola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, générateurs moteur synchrones et asynchrones, etc.). Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique.

On remarque sur ce brève historique que les chercheurs ainsi que les ingénieurs n'ont pas cessé d'améliorer, de développer et d'inventer d'autres machines, qui ont satisfait les besoins de plusieurs applications industrielles et domestiques, ce qui a donné lieu à de nombreuses machines allant de "micro machines" aux "giga machines".

Les possibilités de conditionnement de l'énergie électrique, qu'offre l'électronique de puissance, ont non seulement permis de modifier considérablement les conditions de fonctionnement des machines conventionnelles à courant continu et à courant alternatif, mais elles ont également conduit au développement de nouvelles classes de machines comme par exemple les machines à courant continu du type brushless (sans balais), etc.

Ces machines peuvent être classées de plusieurs manières.

1.3 Classification des Machines Electriques

La classification des machines peut se faire de plusieurs manières :

- Par la façon d'alimenter ou de délivrer le courant/tension ;
- Par la construction.

Par leur type d'alimentation

- Machines à Courant Continu ;
- Machines à courant continu soit série, parallèle ou compound.
- Machines à Courant Alternatif.
- Machines synchrones ;
- Machines asynchrones.

Par leur construction

- Machines sans collecteur ;
- Machines asynchrones ;
- Machine synchrone à aimants permanents.
- Machines avec collecteur.
- Machines à courant continu ;
- Machines synchrones.

De plus, les machines multi-phasées (dont le nombre de phases est supérieurs à trois) sont apparues dans les années 1920 pour la segmentation de puissances des alternateurs, dont les caractéristiques sont présentées ci-dessous [02].

1.4 Caractéristiques des Machines Multi-phasées

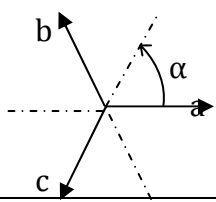
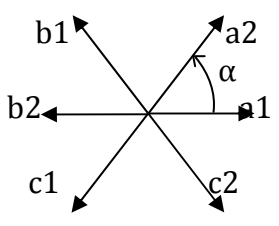
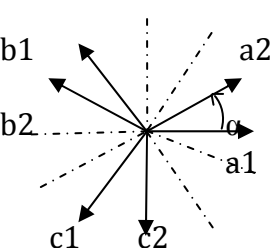
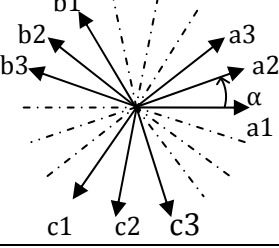
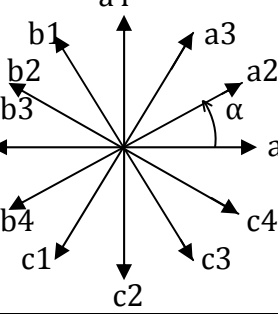
Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques), on discerne deux types de machines multi-phasées ; celles dont le nombre de phases est multiple de trois et l'autre type [04] [06].

On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes, c'est-à-dire le décalage entre les étoiles ; par exemple une machine double étoile (6 phases) de $\alpha = 0^\circ$ a des caractéristiques différentes de celle d'une machine double étoile à $\alpha = 30^\circ$. Pour la prise en compte de ces différences dans une machine et pouvoir différencier entre les configurations possibles, un autre terme est introduit : le nombre de phases équivalent. Il est défini comme suit :

$$nph_\alpha = \frac{180^\circ}{\alpha} \quad (1.1)$$

1.4.1 Machines multi-phasées de type 1

Les machines multi-étoiles sont des machines dont le nombre de phases est un multiple de trois (Tab.1.1). $n_{ph} = 3\eta$ ($\eta = 1, 2, 3, 4, \dots$)

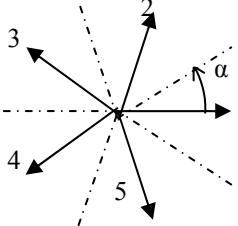
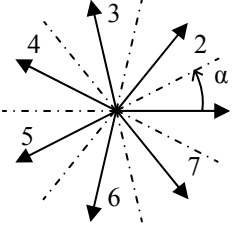
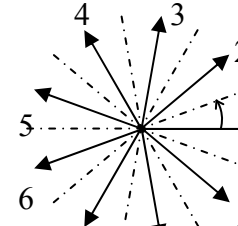
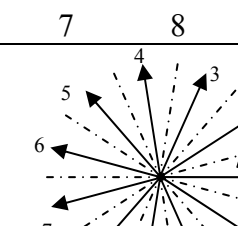
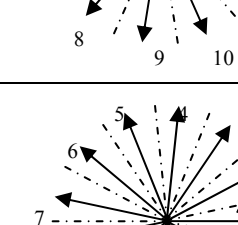
Nombre de Phases (n_{ph})	Nombre équivalent de phase ($n_{ph \alpha}$)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobine
3	3	60°	
6	3	60°	
6	6	30°	
9	9	20°	
12	6	30°	

Tab. 1.1 – Machines multi-phasées de type 1, [04]

Machines multi-phasées de type 2

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriques (n_{ph}) est un nombre impair sont groupées dans les machines multiphasées de type 2, voir le tableau (Tab. 1.2). α représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, alors les phases sont

régulièrement décalées de $2\pi/n_{ph} = 2\alpha$. Donc on a toujours : $n_{ph} = n_{ph\alpha} = \frac{180}{\alpha}$ (1.2)

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. 1.2 – Machines multi-phasées de type 2, [04] [03].

1.5 Applications des Machines Multi-phasées

Les machines multi-phasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels et pour production de l'énergie éolienne. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc.....

1.6 Avantages des Machines Multi-phasées

Les machines multi-phasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles. Parmi ces avantages on peut citer : la segmentation de puissance, la fiabilité, la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

1.6.1 Segmentation de puissance

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée.

L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur pouvant fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple.

La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multi-phasées, que l'on met le plus en avant de nos jours.

1.6.2 La fiabilité

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

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

1.6.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Pour pouvoir comparer les harmoniques du couple électromagnétique on considère deux machines l'une conventionnelle et l'autre double étoile alimentées par des tensions non sinusoïdales.

L'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamentale est principalement créée par des harmoniques cinq et sept de temps. Ces harmoniques existent dans la machine triphasée, par contre dans la machine double étoile, ils sont naturellement éliminés.[07]

Par simulation de ces deux machines, on voit l'oscillation du couple électromagnétique de la machine double étoile est plus faible que celle de la machine triphasée (Fig. 1.1) et (Fig. 1.2).

Pratiquement, une machine multi-phasée a des pertes rotoriques moindre qu'une machine triphasée.

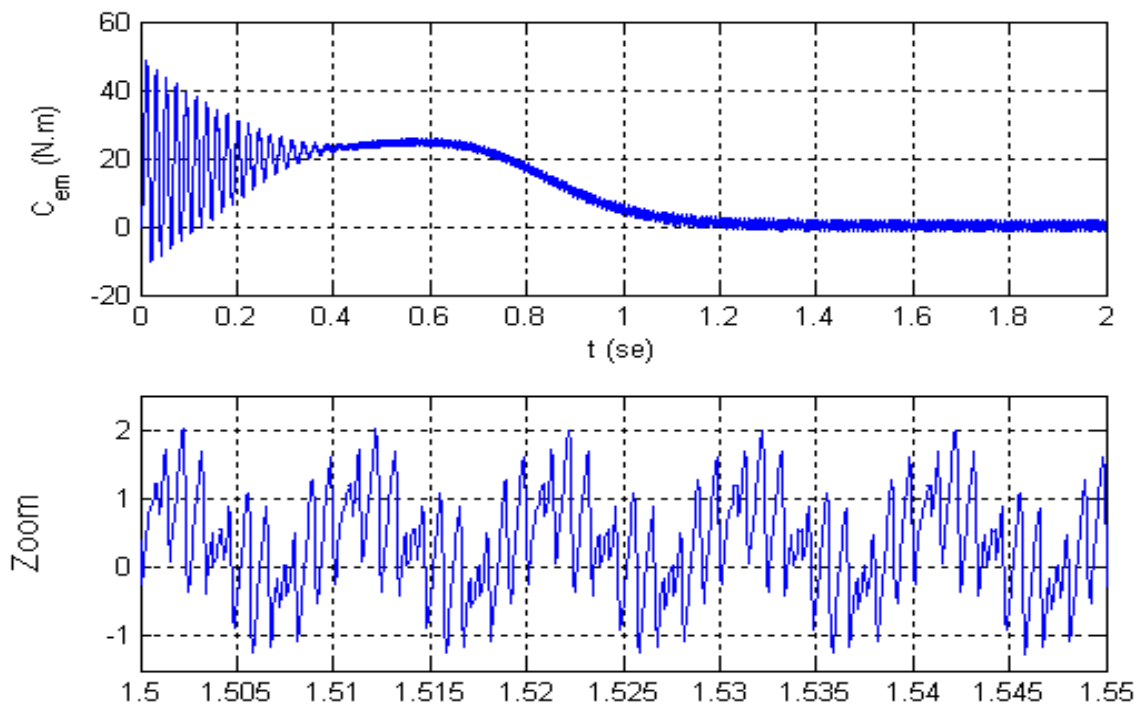


Fig. 1.1 – Couple électromagnétique d'une machine asynchrone double étoile.

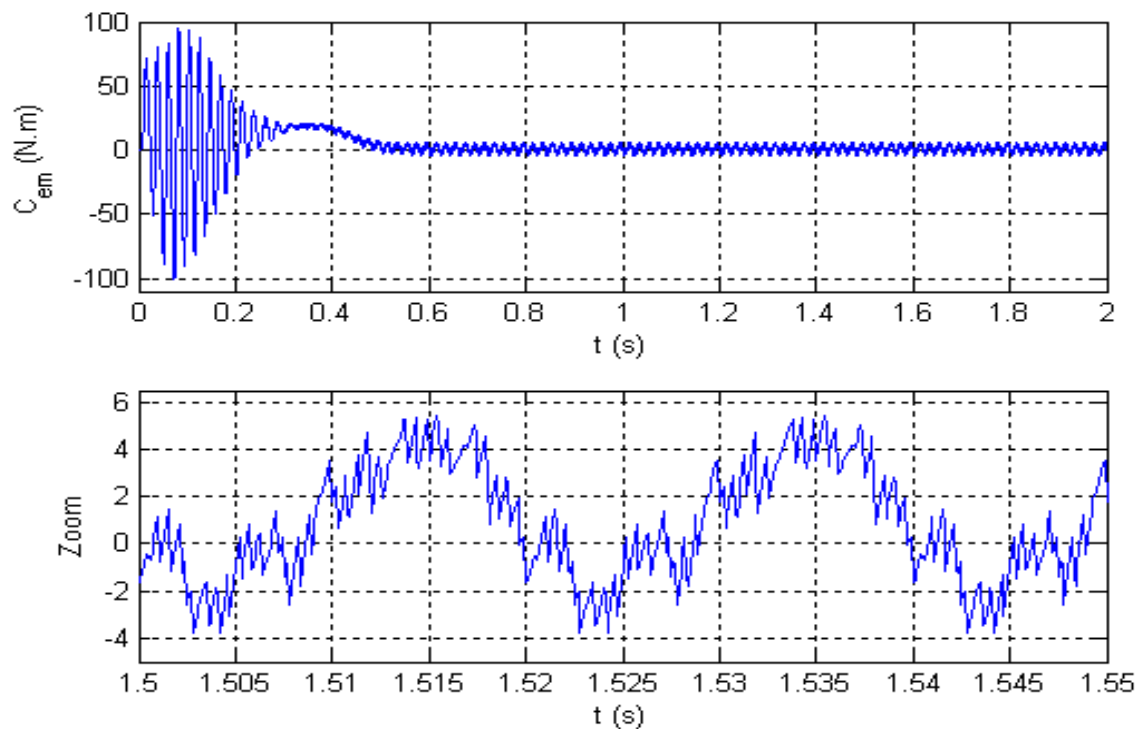


Fig. 1.2 – Couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée.

1.7 Inconvénients des Machines Multi-phasées

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.

Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté pour les machines multi-phasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à nombre de phases impaires tel que (5 phases, 7 phases, etc.).

1.8 Conclusion

La machine double étoile est la machine multi-phasée la plus courante, sans doute parce qu'elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué et de prix acceptable. L'onduleur est en effet formé de deux onduleurs triphasés, dont on connaît plusieurs méthodes de contrôle. De plus, puisque le stator d'une machine double étoile se différencie de celui d'une machine triphasée simplement par le fait qu'il dispose d'un enroulement triphasé supplémentaire, peu d'effort de modélisation semblait être nécessaire à l'étude de son fonctionnement.

CHAPITRE 2
MODELISATION DE LA
MACHINE ASYNCHRONE
DOUBLE ETOILE

2.1 Introduction

La modélisation d'un système quelconque est indispensable pour l'étude et la maîtrise de son fonctionnement d'une part, d'autre part lorsqu'on souhaite lui appliquer une commande particulière.

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

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

L'étude de la modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques, conduit à concevoir et à exploiter le matériel au voisinage de leurs limites technologiques.[07]

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Le modèle de la machine asynchrone double étoile est un système de dix équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation des changements convenables des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone à double étoile (MASDE) basée sur la résolution des équations régissant son fonctionnement en régime dynamique, ainsi que la modélisation du système d'alimentation.

2.2 Description de la machine asynchrone double étoile

la machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle électrique α (dans cette modélisation on prend $\alpha = 30^\circ$) et un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil. Pour simplifier l'étude, nous considérons les circuits électriques du rotor comme équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit. La (Fig. 2.1) donne la position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine. Six phases pour le stator et trois phases pour le rotor

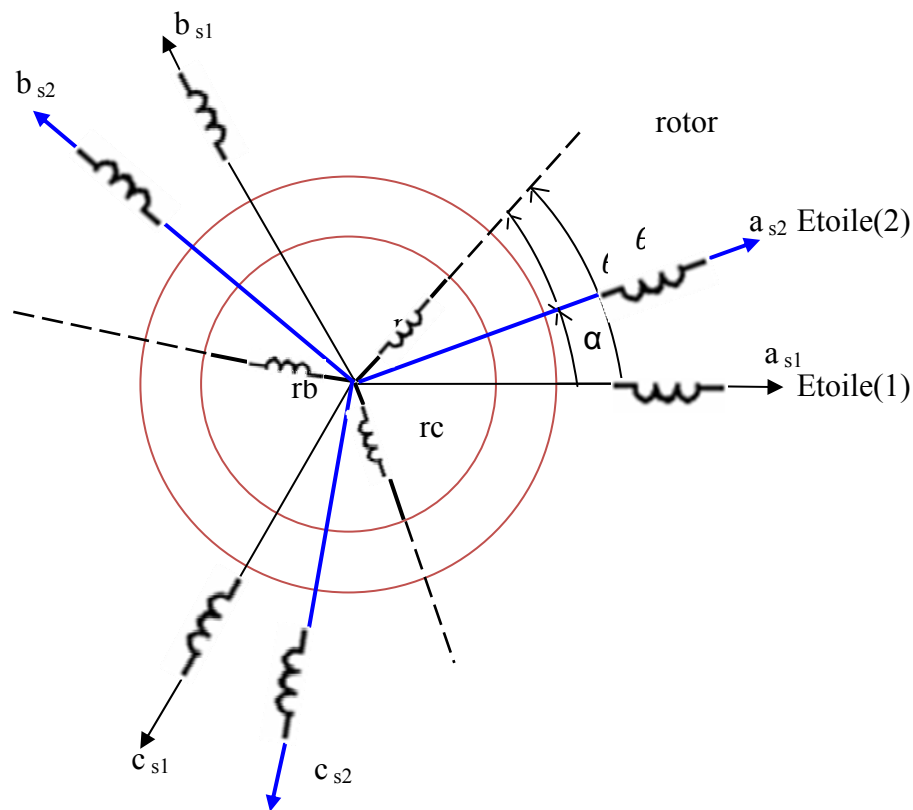


Fig. 2.1 – Représentation schématique des enroulements de la MASDE

On notera par l'indice s1 pour les grandeurs relatives à la première étoile (étoile 1) et par l'indice s2 pour celles relatives à la deuxième étoile (étoile 2). Les phases de la première étoile a_{s1} , b_{s1} , c_{s1} et les phases de la deuxième étoile a_{s2} , b_{s2} , c_{s2} , les phases rotoriques sont notées par a_r , b_r , c_r .

L'angle de décalage entre les deux étoiles est α . θ_1 exprime la position du rotor (phase a_r) par rapport à l'étoile 1 (phase a_{s1}). θ_2 la position du rotor par rapport à l'étoile 2, ces angles sont définis par les équations suivantes :

$$\theta_m = \Omega m t + \theta_0 \quad (2.1)$$

$$\theta_2 = \theta_m - \alpha \quad (2.2)$$

avec, Ωm : la vitesse mécanique du rotor, θ_0 la position initiale du rotor par rapport au l'étoile 1.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré des courants entraînant la création d'un champ tournant dans le long de l'entrefer. Le rapport $g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$ est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator. La pulsation des courants rotoriques est alors $\omega_r = g\omega_s$. La relation de la vitesse mécanique du rotor Ωm en fonction de la vitesse de Synchronisme ω_s et du nombre de paires de pôles p de la machine est exprimée comme

suit :

$$\Omega m = \frac{(1 - g) \omega_s}{p} \quad (2.3)$$

2.3 MODELISATION DE LA MASDE :

2.3.1 Hypothèse simplificatrices:

Pour simplifier l'étude de cette machine, on considère les hypothèses suivantes : [08]

- ✓ Le circuit magnétique est non saturé, il est parfaitement feuilleté au stator et au rotor seul les enroulements sont parcourus par des courants (on néglige les courants de Foucault et d'hystérésis),
- ✓ La densité du courant est uniforme dans la section du conducteur (on néglige l'effet de peau),
- ✓ Distribution spatiale sinusoïdale de la fmm créée par chaque phase du stator et du rotor (on ne considère que la fondamentale),
- ✓ Les enroulements des stators sont identiques,
- ✓ L'entrefer est uniforme et on néglige l'effet des encoches.

2.3.2 Équation 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.

$$\text{Pour l'étoile 1 : } \begin{cases} V_{sa1} = R_{sa1} I_{sa1} + d/dt \Phi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{sb1} I_{sb1} + d/dt \Phi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{sc1} I_{sc1} + d/dt \Phi_{sc1} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } \begin{cases} V_{sa2} = R_{sa2} I_{sa2} + d/dt \Phi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{sb2} I_{sb2} + d/dt \Phi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{sc2} I_{sc2} + d/dt \Phi_{sc2} \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\text{Pour le rotor : } \begin{cases} 0 = R_{ra} I_{ra} + d/dt \Phi_{ra} \\ 0 = R_{rb} I_{rb} + d/dt \Phi_{rb} \\ 0 = R_{rc} I_{rc} + d/dt \Phi_{rc} \end{cases} \quad (2.6)$$

2.3.3 Les équations ce forme matricielle :

Dans les conditions citées précédemment, les équations font intervenir des inductances propres et mutuelles permettant de définir les flux en fonction des courants, elles se présentent naturellement sous forme matricielle comme suit :

$$\text{Pour étoile :1 } [V_{s1}] = [R_{s1}] [I_{s1}] + d/dt [\Phi_{s1}] \quad (2.7)$$

$$\text{Pour étoile :2 } [V_{s2}] = [R_{s2}] [I_{s2}] + d/dt [\Phi_{s2}] \quad (2.8)$$

$$\text{pour le rotor } [0] = [R_r] [I_r] + d/dt [\Phi_r] \quad (2.9)$$

$$\text{On pose que : } R_{s1} = R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} \quad , \quad R_{s2} = R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} \\ R_r = R_{ra} = R_{rb} = R_{rc}$$

Donc :

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

R s1 : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 1.

R s2 : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 2.

R r : Résistance d'une phase rotorique.

$$[V_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} ; [V_{s2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}$$

[V_{s1}] : Matrice de tension statorique de l'étoile 1.

$[V_{s2}]$: Matrice de tension statorique de l'étoile 2.

$$[I_{s1}] = \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix} \quad [I_{s2}] = \begin{bmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix} \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_r \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

$[I_{s1}]$: Matrice du courant statorique de l'étoile1.

$[I_{s2}]$: Matrice du courant statorique de l'étoile2.

$[I_r]$: Matrice du courant rotorique.

$$[\Phi_{s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{bmatrix} \quad [\Phi_{s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{bmatrix} \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_{s1}]$: Matrice de flux statorique de l'étoile 1.

$[\Phi_{s2}]$: Matrice de flux statorique de l'étoile2.

$[\Phi_r]$: Matrice de flux rotorique.

2.3.4 Équation magnétiques de la MASDE :

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

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$[L_{s1s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

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

$[L_{s1s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1et étoile 2.

$[L_{s1r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1et rotor.

$[L_{s2s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2et étoile1.

$[L_{s2r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

$[L_{rs1}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

$[L_{rs2}]$:Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

Avec :

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1}+L_{ms}) & -1/2L_{ms} & -1/2L_{ms} \\ -1/2L_{ms} & (L_{s1}+L_{ms}) & -1/2L_{ms} \\ -1/2L_{ms} & -1/2L_{ms} & (L_{s1}+L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$[L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2}+L_{ms}) & -1/2L_{ms} & -1/2L_{ms} \\ -1/2L_{ms} & (L_{s2}+L_{ms}) & -1/2L_{ms} \\ -1/2L_{ms} & -1/2L_{ms} & (L_{s2}+L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_r+L_{mr}) & -1/2L_{mr} & -1/2L_{mr} \\ -1/2L_{mr} & (L_{r1}+L_{mr}) & -1/2L_{mr} \\ -1/2L_{mr} & -1/2L_{mr} & (L_{r1}+L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}]^t = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + 2\pi/3) & L_{ms} \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ L_{ms} \cos(\alpha + 4\pi/3) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ L_{ms} \cos(\alpha + 2\pi/3) & L_{ms} \cos(\alpha + 4\pi/3) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$[L_{s1r}] = [L_{rs1}]^t = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) & L_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) & L_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$[L_{s2r}] = [L_{rs2}]^t = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + 2\pi/3) & L_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + 2\pi/3) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

L_{s1}, L_{s2}, L_r : Représentent respectivement les inductances propres d'une phase du stator (1,2) et du rotor.

L_{ms} : inductance mutuelle maximale entre deux phases de l'étoile (1,2)

L_{mr} : inductance mutuelle maximale entre deux phases du rotor

L_{sr} : inductance mutuelle maximale entre une phase de l'étoile (1,2) et une phase du rotor

$L_{sr} = 2/3 L_m$: Inductance mutuelle cyclique entre une étoile et le rotor

2.3.5 Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique s'exprime par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor

$$C_{em} = \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_e} = p \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_m} \quad (2.17)$$

Avec : P : nombre de paire de pole.

θ_m : Angle mécanique.

θ_e : Angle électrique.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = (p/2) ([I_{s,abc1}] \frac{d}{dt} [L_{s1,r}] [i_{r,abc}]^t + [I_{s,abc2}] \frac{d}{dt} [L_{s2,r}] [i_{r,abc}]^t) \quad (2.18)$$

2.3.6 Equation mécanique :

Elle est la solution de l'équation fondamentale de la dynamique :

$$C_{em} - C_r - F_r \Omega = J d\Omega / dt \quad (2.19)$$

F_r : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant.

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

2.4 Transformation de PARK dans la MASDE :

La résolution analytique dans ce repère est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation électrique de la machine), l'application d'une transformation dite de PARK nous permet de simplifier la résolution d'untel système.

Le modèle de la machine dans le référentiel synchrone lié au flux rotorique de la machine, flux statorique ou d'entrefer est obtenu de la même manière que pour une machine triphasée classique. La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable qui ramène des grandeurs triphasées, à des grandeurs biphasées. En faisant intervenir les axes de phase a, b, c et les axes d, q.

$$[X_{dq}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}]$$

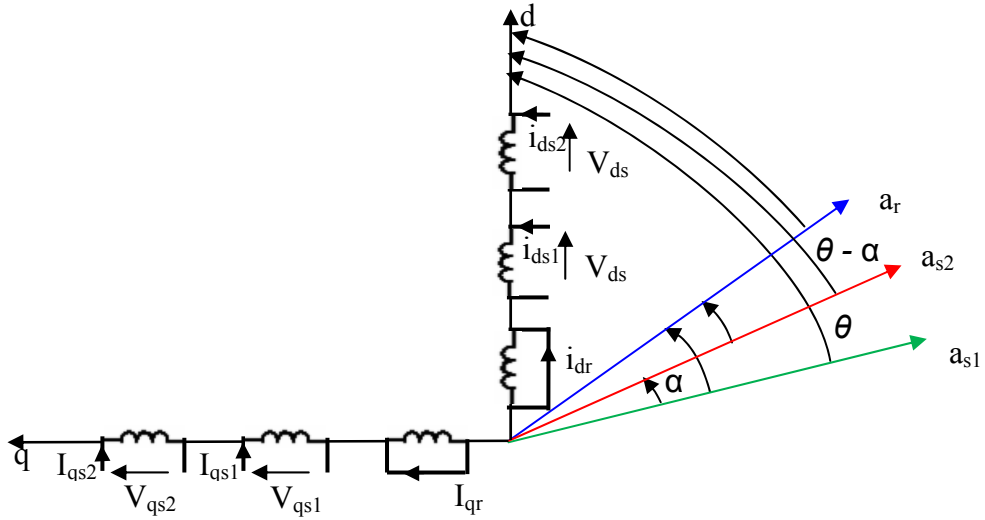


Fig. 2.2 – Représentation du modèle généralisé de la MASDE selon les axes (d,q)

La transformation de PARK est définie comme suit:

Pour étoile : 1

$$P(\theta_{s1}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Pour étoile : 2

$$P(\theta_{s2}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha + 4\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Pour le rotor :

$$P(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r + 4\pi/3) & -\sin(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$[p(\theta_{s1})]$: Matrice de transformation du premier enroulement statorique (étoile1).

$[p(\theta_{s2})]$: Matrice de transformation du deuxième enroulement statorique (étoile2).

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

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

$$\begin{cases} [I_{dq,s1}] = [p(\theta_{s1})][I_{s1}] \\ [I_{dq,s2}] = [p(\theta_{s2})][I_{s2}] \\ [I_{dq,r}] = [p(\theta_r)][I_r] \end{cases} \quad (2.23) \quad \begin{cases} [\Phi_{dq,s1}] = [p(\theta_{s1})][\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{dq,s2}] = [p(\theta_{s2})][\Phi_{s2}] \\ [\Phi_{dq,r}] = [p(\theta_r)][\Phi_r] \end{cases} \quad (2.24)$$

$$\begin{cases} [V_{dq,s1}] = [p(\theta_{s1})][V_{s1}] \\ [V_{dq,s2}] = [p(\theta_{s2})][V_{s2}] \end{cases} \quad (2.25)$$

2.4.1. Equations des tensions:

En appliquant la transformation de PARK :

$$[p(\theta_{s1})]^{-1}[V_{s1}] = [R_{s1}][p(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1}] + \frac{d}{dt}([p(\theta_{s1})]^{-1}[\Phi_{s1}]) \quad (2.26)$$

$$[p(\theta_{s2})]^{-1}[V_{s2}] = [R_{s2}][p(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2}] + \frac{d}{dt}([p(\theta_{s2})]^{-1}[\Phi_{s2}]) \quad (2.27)$$

$$0 = [R_r][p(\theta_r)]^{-1}[I_r] + \frac{d}{dt}([p(\theta_r)]^{-1}[\Phi_r]) \quad (2.28)$$

La matrice de Park c'est matrice orthogonal, c'est-à-dire $[p(\theta)]^t = [p(\theta)]^{-1}$

La transformation de Park peut être appliquée sur les tensions, les courants et les flux.

Multiplications l'équation (2.26) par $[P(\theta_{s1})]$ on obtient :

$$[V_{sdq,1}] = [R_{s1}][I_{dq,s1}] + [P(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} ([P(\theta_{s1})]^{-1} [\Phi_{dq,s1}]) \quad (2.29)$$

$$[V_{sdq,1}] = [R_{s1}][I_{dq,s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dq,s1}] + [P(\theta_{s1})]^{-1} \frac{d\theta}{dt} \frac{d}{dt} ([P(\theta_{s1})][\Phi_{dq,s1}]) \quad (2.30)$$

On démontre que :

$$[p(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \quad (2.31)$$

En pose : $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$ D'ou le résultat final est donné par :

$$\begin{bmatrix} V_{0s1} \\ V_{ds1} \\ V_{qs1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s I & 0 & 0 \\ 0 & R_s I & 0 \\ 0 & 0 & R_s I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{0s1} \\ I_{ds1} \\ I_{qs1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{0s1} \\ \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} 0 \\ -\Phi_{qs1} \\ \Phi_{ds1} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Ou encore en développant la matrice avec la composante homopolaire nulle, nous obtenons le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} + \omega_s \Phi_{ds1} \end{cases} \quad (2.33)$$

Du même raisonnement, l'étoile 2 aura les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} + \omega_s \Phi_{ds2} \end{cases} \quad (2.34)$$

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

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.35)$$

Finalement on peut écrire les équations qui définissent les tensions pour les deux étoiles et le rotor à court-circuit dans la MASDE comme suite :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} + \omega_s \Phi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} + \omega_s \Phi_{ds2} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.36)$$

2.4.2. Equations des flux :

On applique la transformation de Park sur le système d'équations (2.10), on obtient :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

En décomposant (2.37) :

$$\begin{cases} [\Phi_{s1}] = [L_{s1s1}] [I_{s1}] + [L_{s1s2}] [I_{s2}] + [L_{s1r}] [I_r] \\ [\Phi_{s2}] = [L_{s2s1}] [I_{s1}] + [L_{s2s2}] [I_{s2}] + [L_{s2r}] [I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rs1}] [I_{s1}] + [L_{rs2}] [I_{s2}] + [L_{rr}] [I_r] \end{cases} \quad (2.38)$$

Après la transformation des flux et des courants on aura :

$$\begin{cases} [P(\theta_{s1})]^{-1}[\Phi_{s1}] = [L_{s1s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1}] + [L_{s1s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2}] + [L_{s1r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_r] \\ [P(\theta_{s2})]^{-1}[\Phi_{s2}] = [L_{s2s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1}] + [L_{s2s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2}] + [L_{s2r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_r] \\ [P(\theta_r)]^{-1}[\Phi_r] = [L_{rs1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1}] + [L_{rs2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2}] + [L_{rr}][P(\theta_r)]^{-1}[I_r] \end{cases} \quad (2.39)$$

$$\begin{cases} [\Phi_{dq,s1}] = [L_{s1s1}][I_{dq,s1}] + [L_{s1s2}][I_{dq,s2}] + [L_{s1r}][I_{dq,r}] \\ [\Phi_{dq,s2}] = [L_{s2s1}][I_{dq,s1}] + [L_{s2s2}][I_{dq,s2}] + [L_{s2r}][I_{dq,r}] \\ [\Phi_{dq,r}] = [L_{rs1}][I_{dq,s1}] + [L_{rs2}][I_{dq,s2}] + [L_{rr}][I_{dq,r}] \end{cases} \quad (2.40)$$

$$\begin{cases} \Phi_{d,s1} = L_{s1} I_{d,s1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{d,s1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{d,s2} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{dr} \\ \Phi_{q,s1} = L_{s1} I_{q,s1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{q,s1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{q,s2} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{qr} \\ \Phi_{d,s2} = L_{s2} I_{d,s2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{d,s2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{d,s1} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{dr} \\ \Phi_{q,s2} = L_{s2} I_{q,s2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{q,s2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{q,s1} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{qr} \\ \Phi_{d,r} = L_r I_{d,r} + \frac{3}{2} L_{mr} I_{d,r} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{d,s1} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{d,s2} \\ \Phi_{q,r} = L_r I_{q,r} + \frac{3}{2} L_{mr} I_{q,r} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{q,s1} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{q,s2} \end{cases} \quad (2.41)$$

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 étoile 1, étoile 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (2.41) est écrire comme suite :

$$\begin{cases} \Phi_{d,s1} = L_{s1} I_{d,s1} + L_m (I_{d,s1} + I_{d,s2} + I_{d,r}) \\ \Phi_{q,s1} = L_{s1} I_{q,s1} + L_m (I_{q,s1} + I_{q,s2} + I_{q,r}) \\ \Phi_{d,s2} = L_{s2} I_{d,s2} + L_m (I_{d,s1} + I_{d,s2} + I_{d,r}) \\ \Phi_{q,s2} = L_{s2} I_{q,s2} + L_m (I_{q,s1} + I_{q,s2} + I_{q,r}) \\ \Phi_{d,r} = L_r I_{d,r} + L_m (I_{d,s1} + I_{d,s2} + I_{d,r}) \\ \Phi_{q,r} = L_r I_{q,r} + L_m (I_{q,s1} + I_{q,s2} + I_{q,r}) \end{cases} \quad (2.42)$$

Et sous forme matricielle on a :

$$\begin{pmatrix} \Phi_{d,s1} \\ \Phi_{d,s2} \\ \Phi_{d,r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{d,s1} \\ I_{d,s2} \\ I_{d,r} \end{pmatrix} \quad (2.43)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{q,s1} \\ \Phi_{q,s2} \\ \Phi_{q,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{q,s1} \\ I_{q,s2} \\ I_{q,r} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

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

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

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

2.4.3. Equation mécanique :

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

$$P = [V_s]^t [I_s] = V_{as1} I_{as1} + V_{bs1} I_{bs1} + V_{cs1} I_{cs1} + V_{as2} I_{as2} + V_{bs2} I_{bs2} + V_{cs2} I_{cs2} \quad (2.45)$$

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

$$P = V_{d,s1} I_{d,s1} + V_{d,s2} I_{d,s2} + V_{q,s1} I_{q,s1} + V_{q,s2} I_{q,s2} \quad (2.46)$$

En introduisant le système d'équation (2.36) dans l'expression de la puissance instantanée (2.46) on obtient :

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

$$P = R_{s1} I_{ds1}^2 + R_{s2} I_{ds2}^2 + R_{s1} I_{qs1}^2 + R_{s2} I_{qs2}^2 + \omega_s (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} -$$

$$\Phi_{qs2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} I_{qs2})$$

(2.47)

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

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

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

$$P_{em} = \omega_s (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2}). \quad (2.48)$$

$$C_{em} = p (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2}). \quad (2.49)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (2.40) dans (2.47), on obtient :

$$C_{em} = p L_m ((I_{q,s1} + I_{q,s2}) I_{d,r} - (I_{d,s1} + I_{d,s2}) I_{q,r}) \quad (2.50)$$

Le couple électromagnétique peut être déduit à partir du flux rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{d,r} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}). \\ \Phi_{qr} = L_r I_{q,r} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}). \end{cases} \quad (2.51)$$

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (2.52)$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (2.50), on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{d,r} (I_{q,s1} + I_{q,s2}) - \Phi_{q,r} (I_{d,s1} + I_{d,s2})) \quad (2.53)$$

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

$$C_{em} - C_r - Fr \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.54)$$

2.5. Choix du référentiel:

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q). [09]

2.5.1. Référentiel lié au stator :

Pour ce type de choix, $\theta_s = 0$ et $\omega_s = 0$, dans ce cas les phases A_s et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

2.5.2. Référentiel lié au rotor :

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d,q) est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_s = \omega_r$).

2.5.3. Référentiel lié au champ tournant :

Dans ce référentiel, la vitesse du repère (d, q) est la vitesse du champ tournant ω_s .
Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel pour la modélisation de la MASDE

2.6. Mise sous forme d'équation d'état :

Le flux magnétisant Φ_m est la somme des deux flux Φ_{md} et Φ_{mq} , d'où :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (2.55)$$

Avec:

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{mq} = L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (2.56)$$

partir de l'équation (2.50) et (2.41) on peut écrire :

$$\begin{cases} I_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{md}}{L_r} \end{cases} \quad (2.57)$$

En remplaçant (2.56) dans (2.35), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{qs1} - \Phi_{md}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{qs2} - \Phi_{md}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{qr} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (2.58)$$

$$j \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})] - C_r - K_f \Omega$$

A partir de l'équation (2.41) on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{md} = L_a \left[\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right] \\ \Phi_{mq} = L_a \left[\frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right] \end{array} \right. \quad (2.59)$$

Avec:

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$$

En développant ce système d'équation (2.60) on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} = V_{ds1} - \left(\frac{Rs1}{Ls1} - \frac{Rs1 La}{Ls1^2} \right) \Phi_{ds1} + \left(\frac{Rs1 La}{Ls1 Ls2} \right) \Phi_{ds2} + \omega_s \Phi_{qs1} + \left(\frac{Rs1 La}{Lr Ls1} \right) \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} = V_{ds2} - \left(\frac{Rs2}{Ls2} - \frac{Rs2 La}{Ls2^2} \right) \Phi_{ds2} + \left(\frac{Rs2 La}{Ls1 Ls2} \right) \Phi_{ds1} + \omega_s \Phi_{qs2} + \left(\frac{Rs2 La}{Lr Ls2} \right) \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} = V_{qs1} - \left(\frac{Rs1}{Ls1} - \frac{Rs1 La}{Ls1^2} \right) \Phi_{qs1} + \left(\frac{Rs1 La}{Ls1 Ls2} \right) \Phi_{qs2} + \omega_s \Phi_{ds1} + \left(\frac{Rs1 La}{Lr Ls1} \right) \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} = V_{qs2} - \left(\frac{Rs2}{Ls2} - \frac{Rs2 La}{Ls2^2} \right) \Phi_{qs2} + \left(\frac{Rs2 La}{Ls1 Ls2} \right) \Phi_{qs1} + \omega_s \Phi_{ds2} + \left(\frac{Rs2 La}{Lr Ls2} \right) \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = - \left(\frac{Rr}{Lr} - \frac{Rr La}{Lr^2} \right) \Phi_{dr} + \left(\frac{Rr La}{Lr Ls1} \right) \Phi_{ds1} + (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} + \left(\frac{Rr La}{Lr Ls2} \right) \Phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} = - \left(\frac{Rr}{Lr} - \frac{Rr La}{Lr^2} \right) \Phi_{qr} + \left(\frac{Rr La}{Lr Ls1} \right) \Phi_{qs1} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} + \left(\frac{Rr La}{Lr Ls2} \right) \Phi_{qs2} \end{array} \right. \quad (2.60)$$

Nous mettons le système d'équations (2.60) sous forme d'un système d'équation d'état. :

$$\dot{X} = AX + B$$

$$X : \text{vecteur d'état.} \quad X = \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad ; \quad U : \text{vecteur de commande.} \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs1} \\ V_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

2.7 Simulation et interprétation des résultats : Pour la simulation, il suffit d'implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement Matlab/Simulinkr.

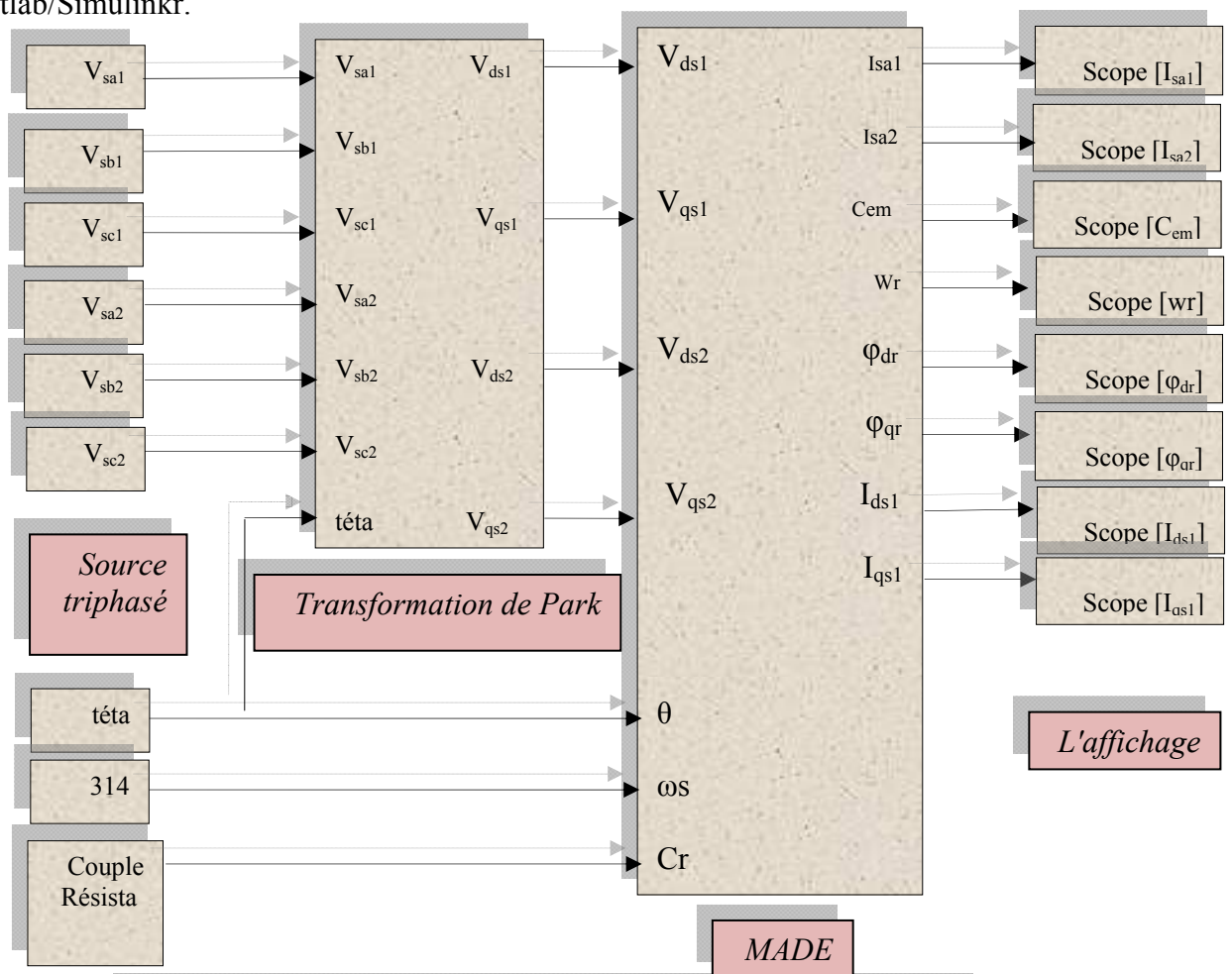


Figure.2.3 : schéma bloc de la MASDE alimentée par le réseau

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

– Pour la première étoile :

$$\begin{cases} V_{sa1} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega s t) \\ V_{sb1} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega s t - 2\pi/3) \\ V_{sc1} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega s t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.61)$$

– Pour la deuxième étoile :

$$\begin{cases} V_{s1} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega s t - \alpha) \\ V_{s2} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega s t - 2\pi/3 - \alpha) \\ V_{s3} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega s t - 4\pi/3 - \alpha) \end{cases} \quad (2.62)$$

– Pour le rotor : les tensions (v_{ar} , v_{br} et v_{cr}) sont nulles (rotor à cage d'écureuil).

Avec :

V_s : Valeur efficace de tension ($v_s=220$)

ωs : Pulsation d'alimentation ($\omega s = 100 * \pi$)

α : angle entre le stator (1) et stator (2) qui égale $\pi/6$

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

La figure ((2.4)) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée directement par deux sources sinusoïdales et équilibrées, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 3.5]$ s.

Cette dernière montre que :

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 2995.4tr/mn (très proche de celle du synchronisme) à $t = 1$ s (début du régime permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 57.07N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.5s ou il rejoint 29.6N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0.314N.m, qui est due aux frottements. Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 fois le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. 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 de faibles oscillations au niveau de ces derniers durant approximativement 0.4s. L'évolution des flux rotoriques est presque identique à celle du

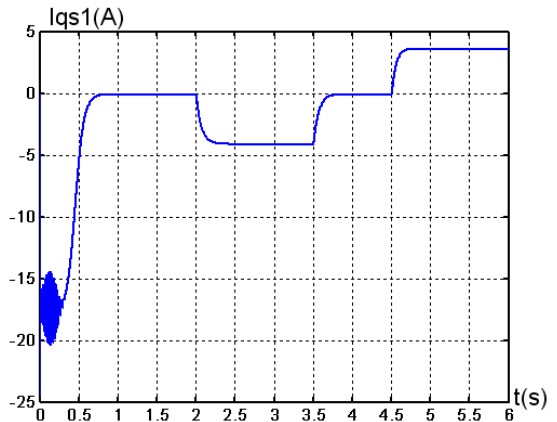
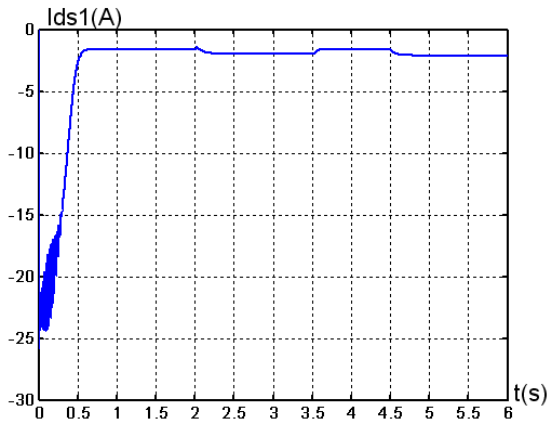
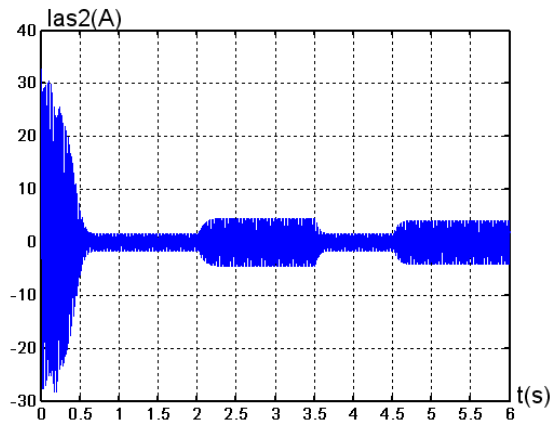
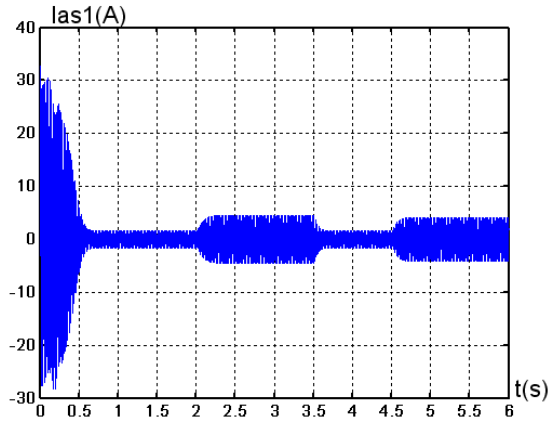
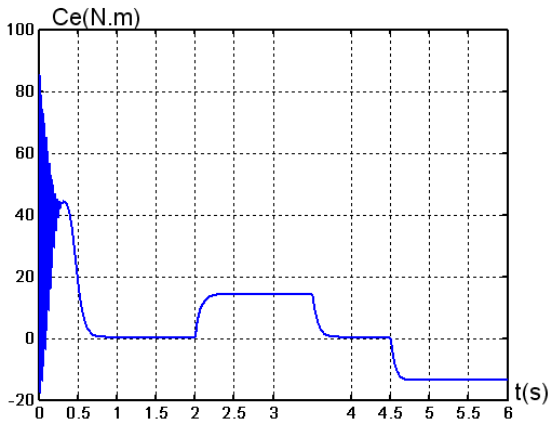
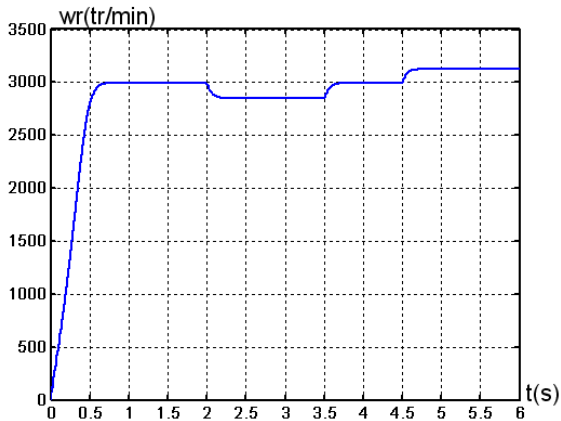
couple électromagnétique ; enfin du régime transitoire, les flux selon les deux axes (d,q) se stabilisent respectivement à -0.175Wb et à -0.014Wb .

En appliquant la charge $C_r = 14\text{N.m}$ (machine en fonctionnement moteur) à partir de l'instant $t = 2\text{s}$, on constate que la vitesse et les courants selon (d,q) diminuent et se stabilisent respectivement à $N = 2753.47\text{tr/mn}$, $I_{d1} = I_{d2} = -2.61\text{A}$ et $I_{q1} = I_{q2} = -6.35\text{A}$; par contre, des augmentations sont observées par le couple électromagnétique, les courants statoriques (étoiles 1 et 2) et par les flux rotoriques selon (d,q), qui se stabilisent respectivement à $C_{em} = 14.28\text{N.m}$ (légèrement supérieur au couple de charge), $I_{as1} = I_{as2} = 5.6\text{A}$, $\Phi_{dr} = -1.065\text{Wb}$ et $\Phi_{qr} = 0.178\text{Wb}$. Cependant, en fonctionnement moteur, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide, la tension d'alimentation ($v_{as1}(\text{V})$) et le courant statorique ($I_{as1}(\text{A})$) sont presque en phase et de même signe ; toutefois, le déphasage en arrière du courant par rapport à la tension est dû à l'effet inductif de la machine, les deux grandeurs sont de même signe veut dire que le sens de transition de la puissance est positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive (nécessaire pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation) de la source (réseau électrique).

Par contre, l'application de la charge $C_r = -14\text{N.m}$ (machine en fonctionnement génératrice) au delà de l'instant $t = 4.5\text{s}$, engendre des augmentations aux niveaux, de la vitesse, des courants statoriques et des courants en quadratures, qui s'établissent respectivement à $N = 3184.43\text{tr/mn}$, $I_{as1} = I_{as2} = 4.825\text{A}$, et $I_{q1} = I_{q2} = 5.29\text{A}$; d'autre part, des diminutions sont enregistrées par le couple électromagnétique, les courants statoriques selon l'axe direct et par les flux rotoriques suivant les deux axes (d,q), qui se stabilisent respectivement à $C_{em} = -13.67\text{N.m}$, $i_{d1} = i_{d2} = -2.63\text{A}$, $\Phi_{dr} = -1.205\text{Wb}$ et $\Phi_{qr} = -0.214\text{Wb}$; cependant, en fonctionnement génératrice (machine entraînée) le glissement diminue et devient négatif (la vitesse d'entraînement est supérieure à celle du synchronisme), la tension statorique ($v_{as1}(\text{V})$) et le courant statorique ($I_{as1}(\text{A})$) sont presque déphasés de 180° , par conséquent de signe inverse, et cela veut dire que la puissance produite est de signe négatif (sens de transition de l'énergie), c'est-à-dire la machine fournit de l'énergie active vers la source et absorbe une certaine portion de l'énergie réactive nécessaire pour sa magnétisation.

On constate aussi que l'angle de déphasage électrique ($\alpha = 30^\circ$), qui est dû à la conception et à la disposition des enroulements de la machine (déphasage électrique entre les deux étoiles), impose tout simplement le même déphasage entre les deux sources d'alimentations, et ce même angle n'est observé que par les grandeurs réelles (tensions et courants suivant les axes

réels), par contre il n'a aucune influence sur les mêmes grandeurs selon les deux axes direct et en quadrature, car ces dernières reste identiques (sachant que les deux étoiles sont identiques).



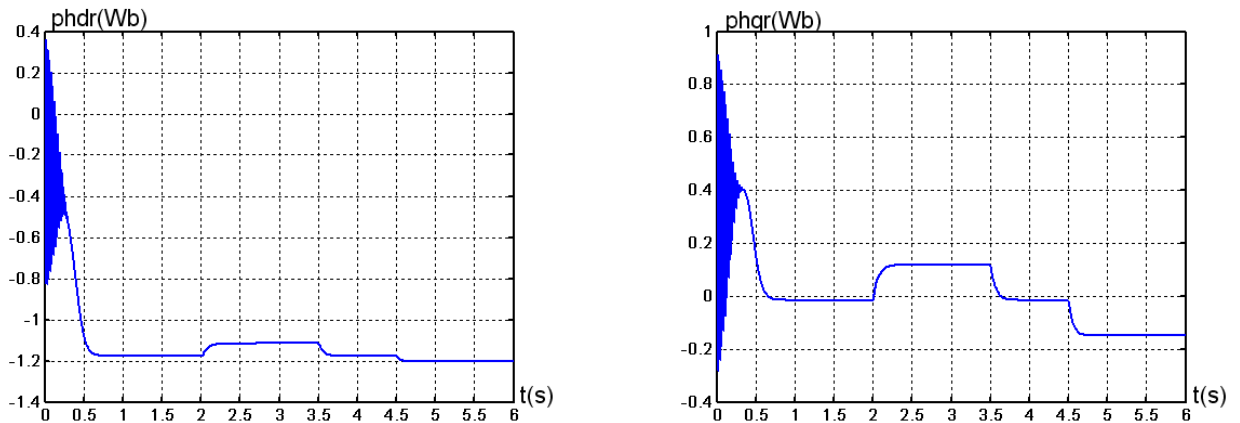


Fig. 2.4 – Evolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux sources sinusoïdales, suivi de l'application des charges $Cr = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 3.5]$ et $[4.5, 6]s$

2.8 Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension a commande M.L.I

2.8.1 Introduction

Le contrôle de vitesse des machines électriques triphasées nécessite des grandeurs d'alimentation variables (tension et fréquence), donc ces machines doivent être alimentées par des sources adéquates, elles mêmes pilotées de façon judicieuse, il y a donc une étape fondamentale dans la commande des machines : la commande du convertisseur statique qui est ici un onduleur de tension.

Les systèmes à courants alternatifs triphasés posent des problèmes spécifiques quand les applications exigent des performances dynamiques élevées, donc des stratégies de modulation des convertisseurs deviennent nécessaires. Nous appuyons le plus souvent sur les méthodes de pilotage en modulation de largeur d'impulsions (MLI).

Dans ce chapitre, nous présenterons deux différentes stratégies de commande de l'onduleur de tension : la MLI sinusoïdale et la modulation vectorielle à fin d'illustrer les performances de chaque stratégie.

2.8.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, Fig. 2.5, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $E/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 . [10][11]

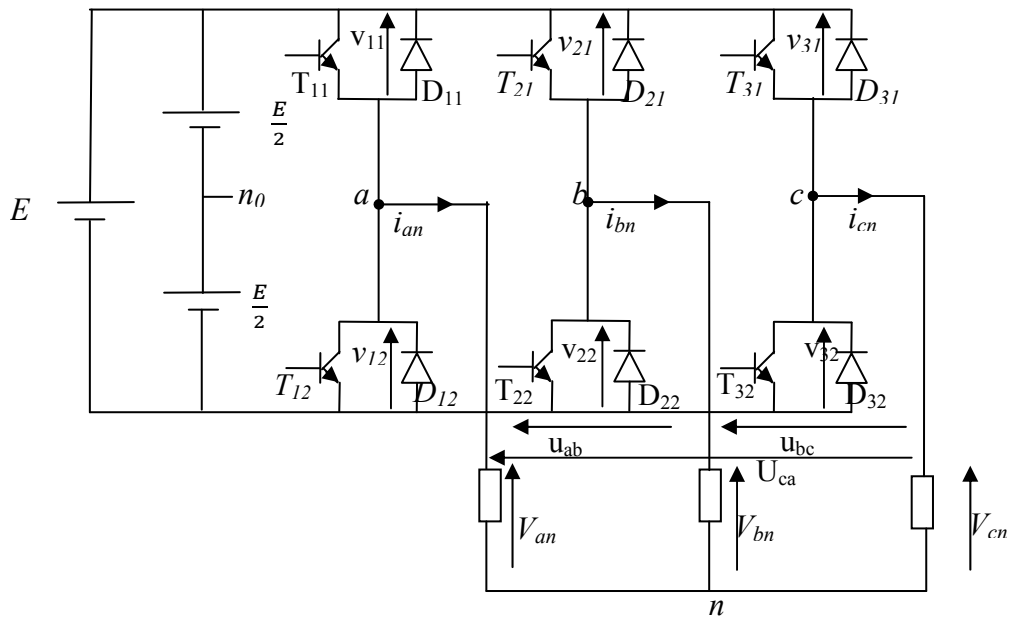


Figure.2.5 : Schéma de principe de l'onduleur triphasé.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_{11} et T_{12} les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- si $S_i = 1$, alors T_{i1} est fermée et T_{i2} est ouvert.
- si $S_i = 0$, alors T_{i1} est ouvert et T_{i2} est fermée.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (2.63)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = 1/3 [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = 1/3 [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = 1/3 [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (2.64)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 .

$$\begin{cases} V_{an} - V_{nn_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} - V_{nn_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} - V_{nn_0} = V_{cn_0} \end{cases} \quad (2.65)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn_0} = 1/3 [V_{an} + V_{bn} + V_{cn}] \quad (2.66)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits $\Leftrightarrow S_i$ (1 ou 0) $\{ i=a, b, c \}$ on a :

$$V_{in_0} = S_i E - \frac{E}{2} \quad (2.67)$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an_0} = (S_a - 0.5)E \\ V_{bn_0} = (S_b - 0.5)E \\ V_{cn_0} = (S_c - 0.5)E \end{cases} \quad (2.68)$$

En remplaçant (I.66) dans (I.67), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} + \frac{2}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} + \frac{2}{3}V_{cn_0} \end{cases} \quad (2.69)$$

En remplaçant (I.69) dans (I.68), on obtient:

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (2.70)$$

2.8.3 Modulation de largeur d'impulsion «MLI »

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.[12]

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

– Pour la première étoile :

$$\begin{cases} V_{sa1} = \sqrt{2} V_s \sin (2\pi f t) \\ V_{sb1} = \sqrt{2} V_s \sin (2\pi f t - 2\pi/3) \\ V_{sc1} = \sqrt{2} V_s \sin (2\pi f t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.71)$$

– Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations (2.34), $(2\pi f t)$ par $(2\pi f t - \alpha)$ et l'indice 1 par 2.

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm}[4(t/T_p) - 1] \text{ si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{pm}[-4(t/T_p) + 3] \text{ si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2.72)$$

La commande Mli de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres suivants :

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

Le coefficient de réglage en tension "r" est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = V_m / V_{pm}$).

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

Pour l'onduleur N°1

Si $v_{as1ref} \geq v_p(t)$

$f_{11} = 1$ sinon $f_{11} = 0$

Si $v_{bs1ref} \geq v_p(t)$

$f_{21} = 1$ sinon $f_{21} = 0$ (2.73)

Si $v_{cs1ref} \geq v_p(t)$

$f_{31} = 1$ sinon $f_{31} = 0$

Pour l'onduleur N°2

Si $v_{as2ref} \geq v_p(t)$

$f_{12} = 1$ sinon $f_{12} = 0$

Si $v_{bs2ref} \geq v_p(t)$

$f_{22} = 1$ sinon $f_{22} = 0$ (2.74)

Si $v_{cs2ref} \geq v_p(t)$

$f_{32} = 1$ sinon $f_{32} = 0$

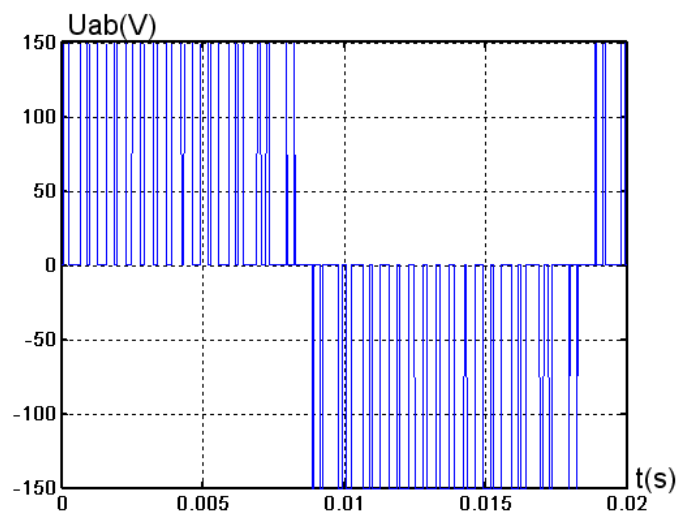
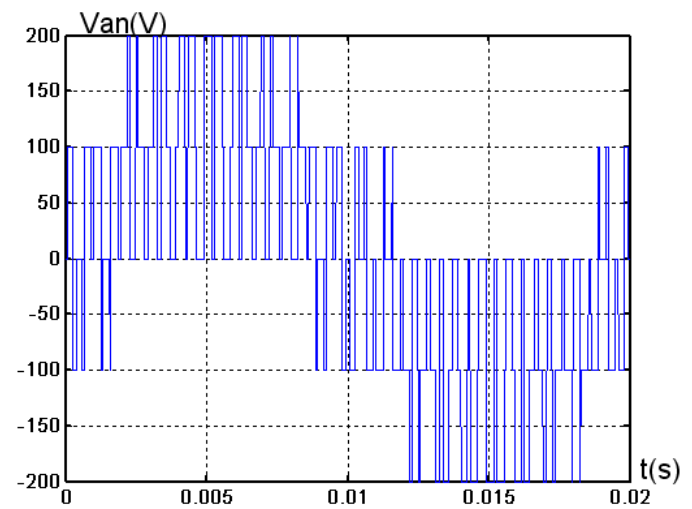
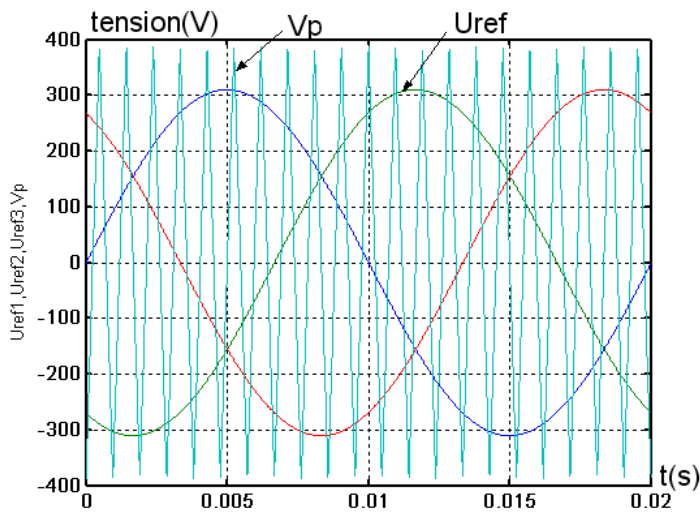


Fig. 2.6 – Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle

2.8.4 Association de la MASDE-onduleurs de tension a commande M.L.I

La représentation schématique de l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension à commande M.L.I sinus-triangle est donnée par la figure 2.7.

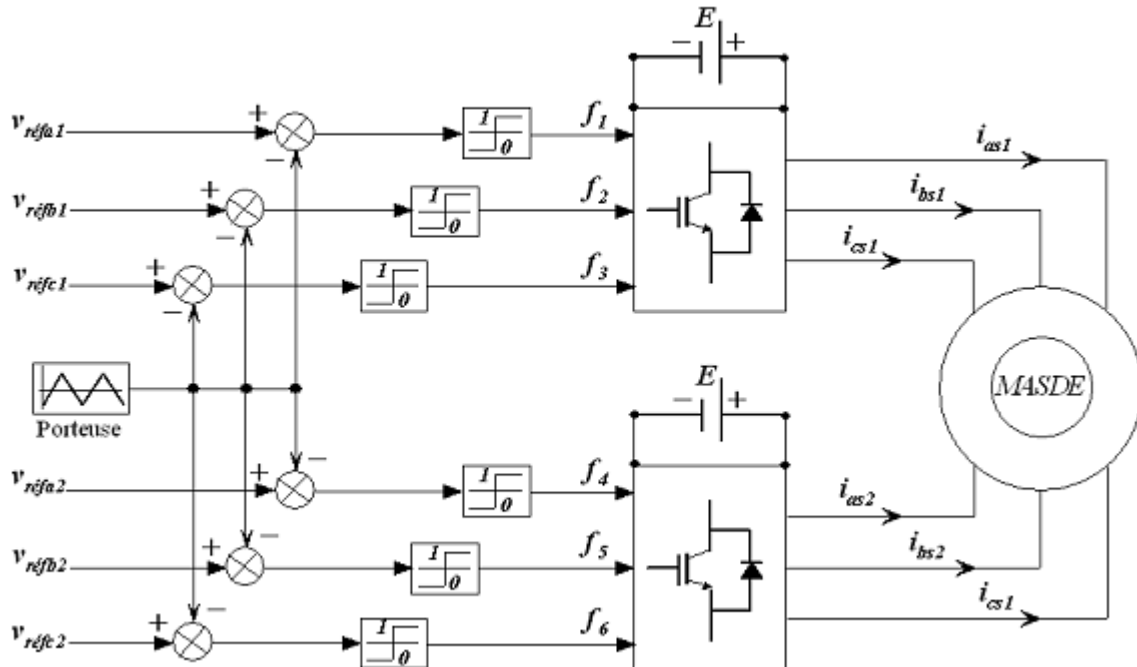


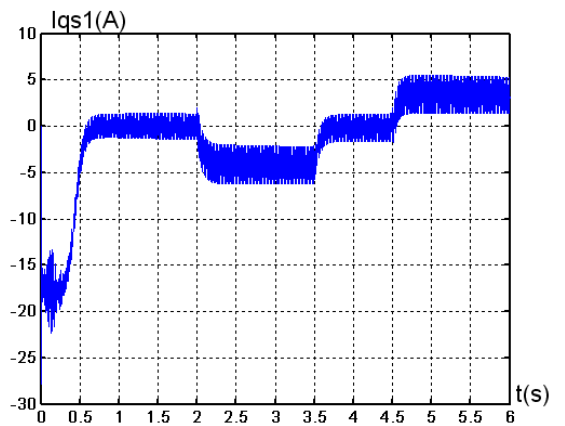
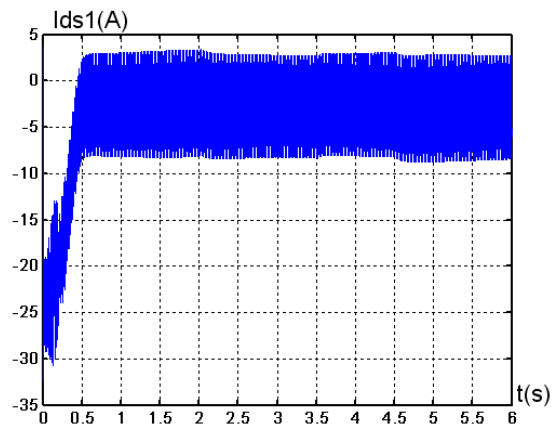
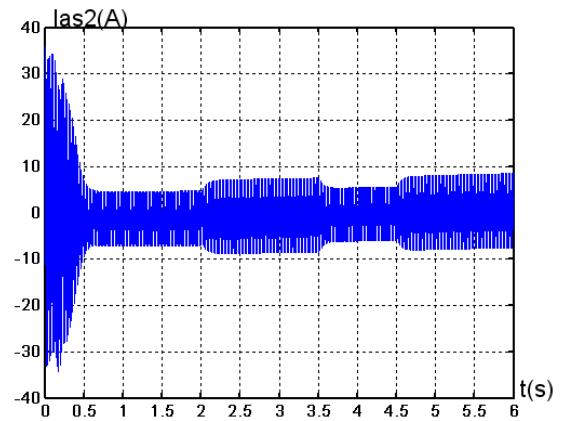
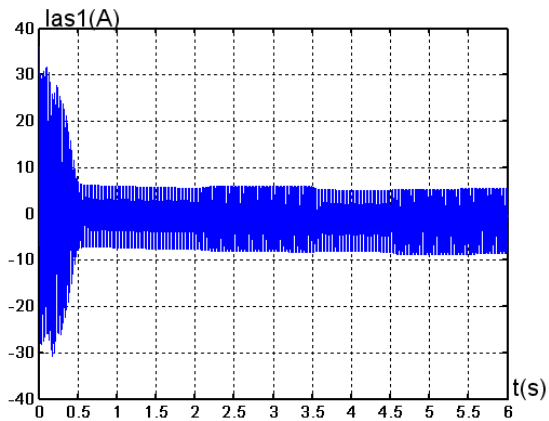
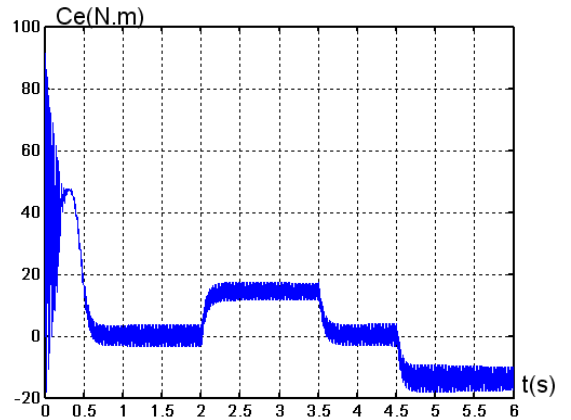
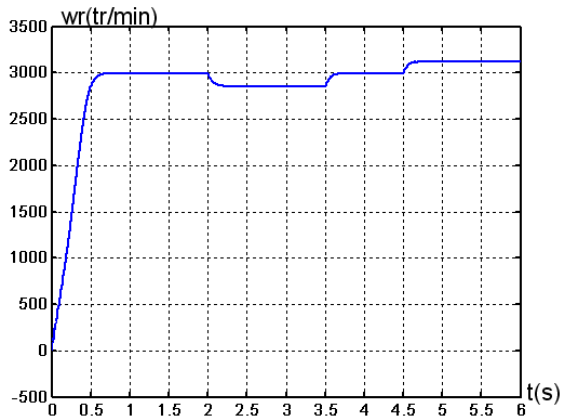
Fig. 2.7 – Association MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I

2.8.5 Simulation et interprétation des résultats

La simulation est effectuée pour un décalage angulaire $\alpha = 30^\circ$.

La figure 2.7 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à commande M.L.I. sinus-triangle dont $r = 0.8$ et $m = 21$, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et -14 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 3.5]$ et $[4.5, 6]$ s.

Cette dernière montre que les résultats obtenus sont approximativement similaires avec ceux obtenus par l'alimentation directe (figure 2.3). Cependant, ces allures et en particulier celles, du couple électromagnétique, des courants statoriques et de ceux suivant les deux axes direct et en quadrature (étoiles 1 et 2), montrent que cette technique engendre une augmentation des ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par les onduleurs, qui se répercutent essentiellement sur le couple électromagnétique.



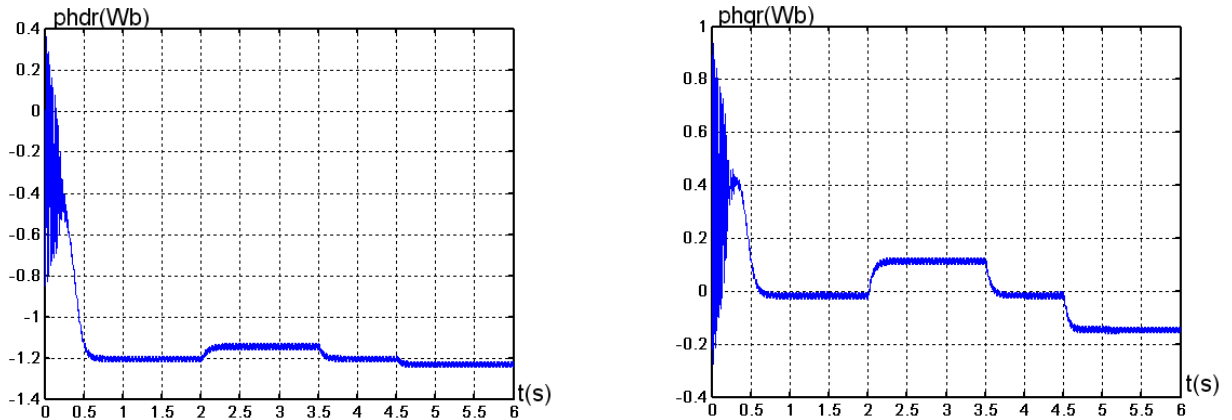


Fig. 2.8 – Evolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs , suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 3.5]$ et $[4.5, 6]s$

2.9 Conclusion

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

L'étude des caractéristiques de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales, puis par des onduleurs de tensions à commande M.L.I à vide et en charge a été accomplie.

L'insertion de la charge dans les deux cas d'alimentations engendre une variation (diminution en fonctionnement moteur et augmentation en fonctionnement génératrice) de la vitesse. Afin de remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la technique de régulation par la commande vectorielle.

CHAPITRE 3
COMMANDES
VECTORIELLES DE
MACHINE ASYNCHRONE
DOUBLE ETOILE

3.1 Introduction

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Cependant, l'évolution rapide des processeurs numériques a permis d'implanter des techniques de commandes sophistiquées pour ainsi atteindre des performances élevées sur le plan de la rapidité et de la précision.

Plusieurs techniques pour commander les machines à courant alternatif ont été développées. Parmi celles-ci, la commande scalaire, la commande par retour d'état, la commande DTC, la commande par mode glissant et la commande adaptative.

L'objectif de ce chapitre s'inscrit dans le fait de pouvoir appliquer ces techniques de commande à la machine asynchrone double étoile, en particulier la commande vectorielle pour régler la vitesse de la MASDE

3.2 Origines de la Commande Vectorielle

Les origines de la commande vectorielle, contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du XIX^{ème} siècle et aux travaux de A. Blondel sur la théorie de la réaction des deux axes. Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transporter cette théorie à la commande des machines électriques. Ce n'est que vers la fin des années cinquante grâce à l'utilisation dans l'Europe de l'Est, de la méthode du phaseur temporel que germa l'idée de la commande vectorielle appelée également contrôle par flux orienté [13]

3.3 Principe de la Commande Vectorielle

Le principe de la commande vectorielle (ou commande par flux orienté) consiste à orienter une des composantes de flux statoriques, rotorique ou de l'entrefer sur un axe du référentiel tournant à la vitesse ω_s (Fig. 3.1(a)). Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone est la principale caractéristique de la commande vectorielle conduisant aux hautes performances industrielles des entraînements asynchrones (machine de papeterie, laminoirs, traction électrique etc.) supportant les perturbations de la charge [15] [14].

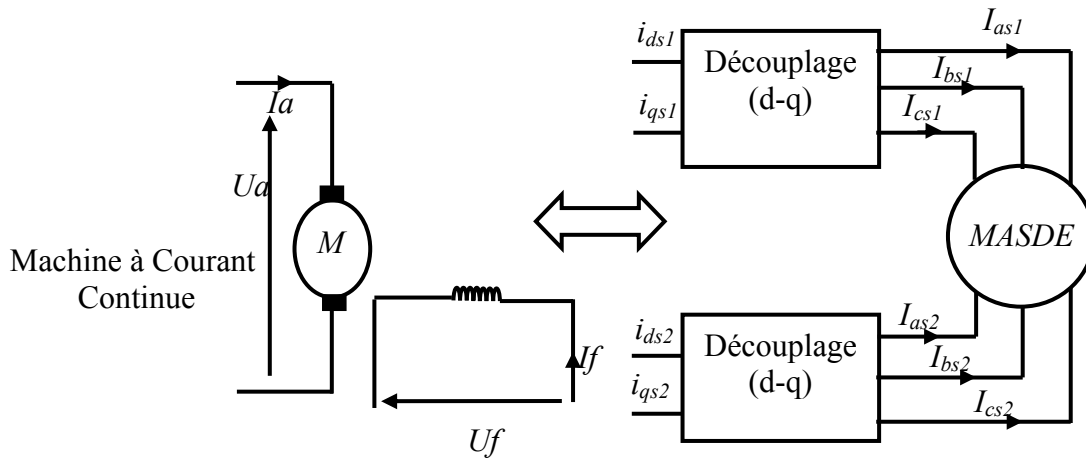


Figure (3.1) : Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (Fig. 3.1(b)). En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit I_a contrôle le couple et le courant inducteur I_f contrôle le flux. L'expression du couple électromagnétique de la Mec est donné par :

$$C_{em} = K \Phi I_a = K' I_a I_f \quad (3-1)$$

avec :

Φ : flux impose par le courant d'excitations I_f ; I_a : courant d induit ; K, K' : constantes.

3.3.1 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 $\Phi_{dm} = \Phi_m$ $\Phi_{qm} = 0$.

Beaucoup de chercheurs utilisent l'orientation du flux rotorique pour la commande de la machine électrique [20]. Dans notre étude, nous avons opté pour la technique d'orientation du flux rotorique. Pour la machine asynchrone double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Dans l'expression du couple électromagnétique de la MASDE, (3.2), si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est à

$$\Phi_{dr} = \Phi_r ; \Phi_{qr} = 0.$$

$$C_{em} = p \frac{lm}{lm+lr} (\Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})) \quad (3.2)$$

L'équation (3.2) dévient:

$$C_{em} = p \frac{lm}{lm+lr} \Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) = k \Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (3.3)$$

$$\text{Avec: } k = p \frac{lm}{lm+lr}$$

D'après l'équation (3.3) 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. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

3.4 Méthodes de la Commande Vectorielle

Tous les travaux de recherche effectués sur le sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée méthode directe a été initiée par F. Blaschke et la seconde connue sous le nom méthode indirecte a été introduite par K. Hasse.

3.4.1 Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement [16]. Pour cela deux procédés sont utilisés :

La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.

L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

3.4.2 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 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 [17].

3.5. 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 3.3 représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.



Figure (3.2) : Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)

En considérant comme grandeurs de références le flux rotorique Φ_{rref} et le couple C_{emrref} , et en exprimant que :

$$\Phi_{dr} = \Phi_{rref} \quad \Phi_{qr} = 0 \quad p\Phi_{rref} = 0 \quad (3.4)$$

Avec : $p = d/dt$ opérateur de Laplace.

En remplaçant (3.4) dans les équations des tensions rotoriques (2.36), on obtient [18] :

$$r_r i_{dr} = 0 \quad i_{dr} = 0 \quad (3.5)$$

$$r_r i_{qr} + w_{gl} \Phi_{ref} = 0 \quad i_{qr} = -\frac{w_{gl} \Phi_{ref}}{r_r} \quad (3.6)$$

Et à partir des équations (2.52) on trouve :

$$i_{dr} = \frac{1}{lm+lr} [\Phi_{ref} - lm (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (3.7)$$

$$i_{qr} = -\frac{lm}{lm+lr} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (3.8)$$

En introduisant (3.7) et (3.8) dans le système d'équations des flux statoriques (2.42), on aura [19] :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + l_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_{ref} \\ \Phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + l_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_{ref} \\ \Phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + l_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + l_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad (3.9)$$

Avec :

$$\eta = \frac{l_m}{l_m + l_r} \quad \lambda_{1,2} = l_{s1,2} + \eta l_r$$

En substituant (3.5) dans (3.7), on tire :

$$\Phi_{rref} = l_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (3.10)$$

A partir de l'équation (3.8), on trouve :

$$l_m (i_{qs1} + i_{qs2}) = -(l_m + l_r) i_{qr} \quad (3.11)$$

En remplaçant (3.9)–(3.11) dans le système d'équations des tensions statoriques (2.36), on obtient :

$$\begin{cases} v_{ds1ref} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} - \omega_{sref} (L_{s1} i_{qs1} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ v_{ds2ref} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} - \omega_{sref} (L_{s2} i_{qs2} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ v_{qs1ref} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} + \omega_{sref} (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ v_{qs2ref} = R_{s1} i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} + \omega_{sref} (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{cases} \quad (3.12)$$

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

En introduisant l'équation (3.8) dans (3.6), on tire :

$$\omega_{glref} = \frac{R_r l_m}{l_m + l_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (3.13)$$

A partir de la relation (3.3), on trouve :

$$i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{R_r l_m}{P L m \Phi_{sref}} C_{emref} \quad (3.14)$$

Le système d'équations électriques (3.12) montre que les tensions (v_{ds1ref} , v_{ds2ref} , v_{qs1ref} , v_{qs2ref}) influent aux même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures (i_{ds1} , i_{ds2} , i_{qs1} , i_{qs2}) donc sur le flux et sur le couple. Il est alors nécessaire de réaliser un découplage. Cela, en définissant de nouvelles variables (v_{ds1} , v_{ds2} , v_{qs1} , v_{qs2}) n'agissant respectivement que sur (i_{ds1} , i_{ds2} , i_{qs1} , i_{qs2}) tels que :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} \end{array} \right. \quad (3.15)$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1ref} = V_{ds1} - V_{ds1c} \\ v_{ds2ref} = V_{ds2} - V_{ds2c} \\ v_{qs1ref} = V_{qs1} - V_{qs1c} \\ v_{qs2ref} = V_{qs2} - V_{qs2c} \end{array} \right. \quad (3.16)$$

Ou :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1ref} = \omega_{sref}(L_{s1}i_{qs1} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ v_{ds2ref} = \omega_{sref}(L_{s2}i_{qs2} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ v_{qs1ref} = \omega_{sref}(L_{s1}i_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ v_{qs2ref} = \omega_{sref}(L_{s2}i_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{array} \right. \quad (3.17)$$

3.5.1 Synthèse des régulateurs PI

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. La (Fig.3.3) montre le schéma fonctionnel de régulation des courants, valable selon les deux axes d et q .

3.5.2 Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée de la (Fig.3.3) est écrite comme suit :

$$\frac{i_{dq,s1,2}}{i_{dq,s1,2ref}} = \frac{(k_i + k_p S)}{LS^2 + (R + k_p)S + k_i} \quad (3.18)$$

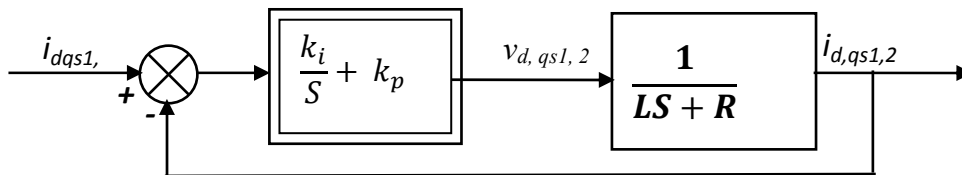


Figure (3.3) : Schéma de la boucle de régulation des courants statorique.

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

$$P(S) = S^2 + 2\rho_i S + 2\rho_i^2 \quad (3.19)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur pi :

$$\begin{cases} k_p = 2\rho_i L - R \\ k_i = 2\rho_i^2 L \end{cases} \quad (3.20)$$

Même procédure de calcul des paramètres des régulateurs des courants

3.5.2 Application

L'application de la commande vectorielle indirecte sans le réglage de vitesse sur la MASDE est illustrée par la figure 3.4. Le schéma du bloc de découplage FOC est représenté par la figure 3.5, sachant que $i_{ds1ref} = i_{ds2ref}$ et $i_{qs1ref} = i_{qs2ref}$

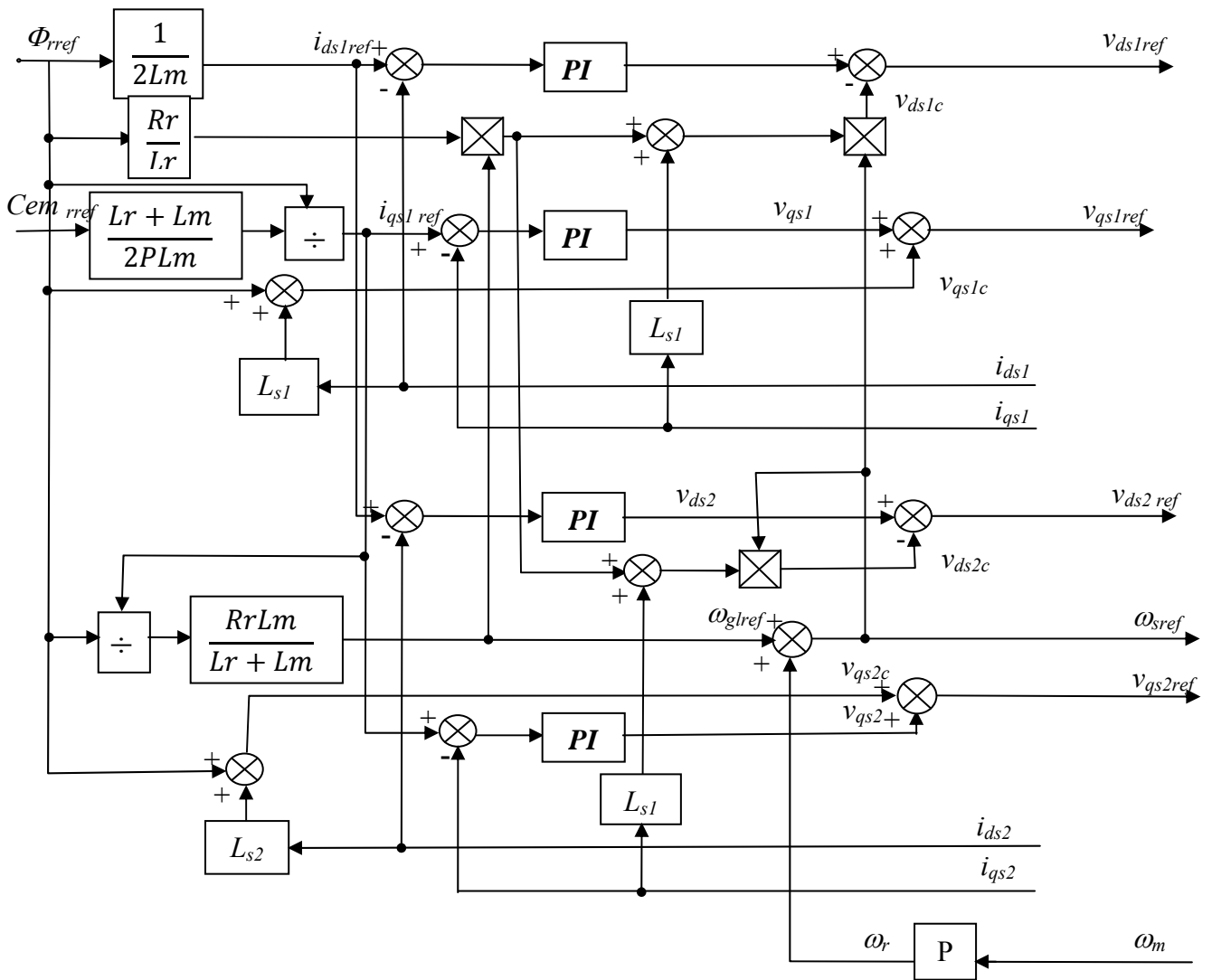


Figure (3.4) : Bloc de découplage en tension (FOC).

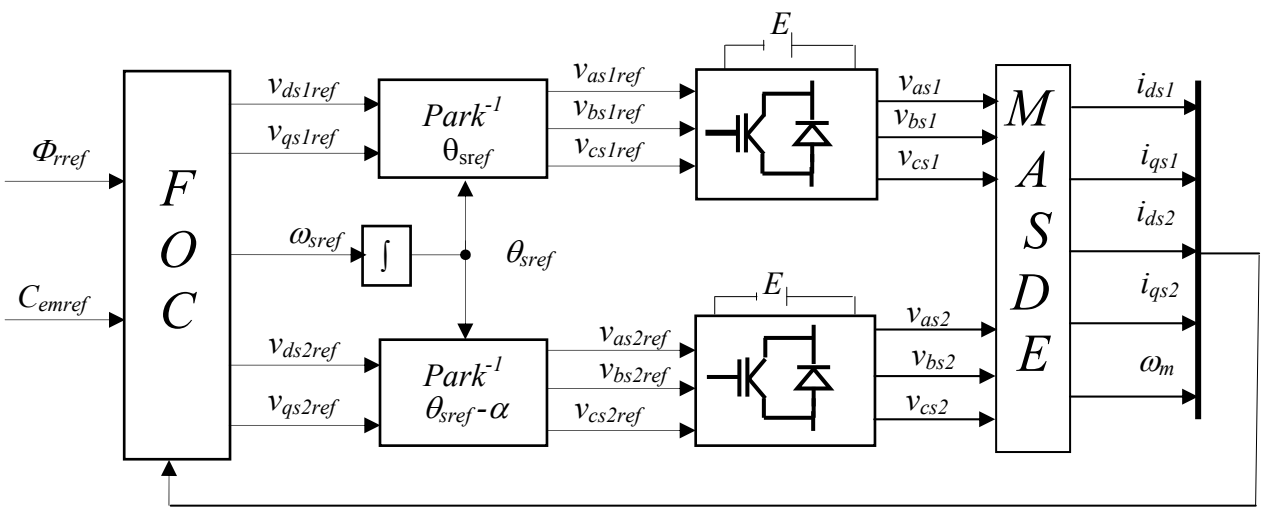
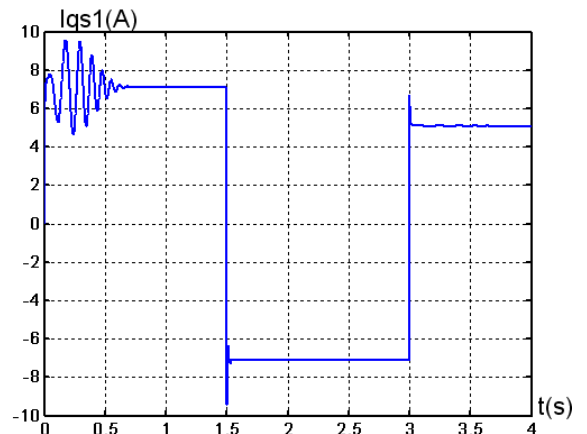
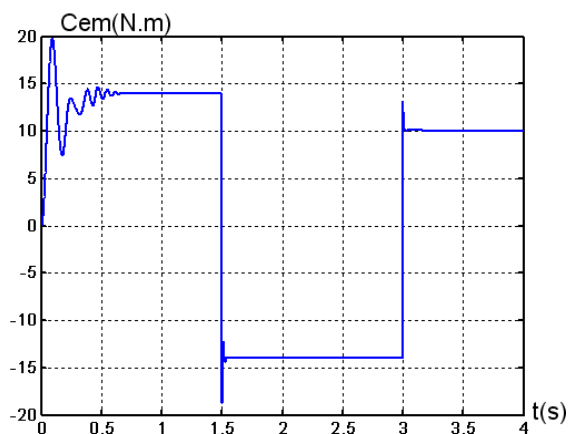


Fig. 3.5 – Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE.

3.5.3 Simulation et interprétation des résultats

La figure 3.6 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte sans le réglage de la vitesse (par orientation du flux rotorique), en imposant le flux de référence $\Phi_{ref} = 1$ (Wb) et le couple électromagnétique de référence sous forme de créneaux $Cem_{ref}=[+14, -14, +10]$ (N.m) respectivement suivant les intervalles de temps $t=[0, 1.5]$, $[1.5, 3]$ et $[3,4]$ (s). Cette dernière montre que :

- ✓ Le couple électromagnétique en régime établi (fin de régime transitoire) suit parfaitement le couple de référence imposé ;
- ✓ Le flux rotorique suivant l'axe direct durant le régime permanent demeure stable en poursuivant sa référence imposée. Celui en quadrature reste invariant tout au long du régime établi ($\Phi_{qr} = 0$);
- ✓ Nous constatons que les flux rotoriques ne sont pas affectés par les variations brusques du couple. Le courant en quadrature (i_{qs1}) varie d'une manière identique à celle du couple durant le régime établi. De ce fait, le couple électromagnétique est régulé par les composantes des courants statoriques en quadratures ; le flux est régulé indépendamment du couple. Alors, le découplage de ces derniers est assuré.



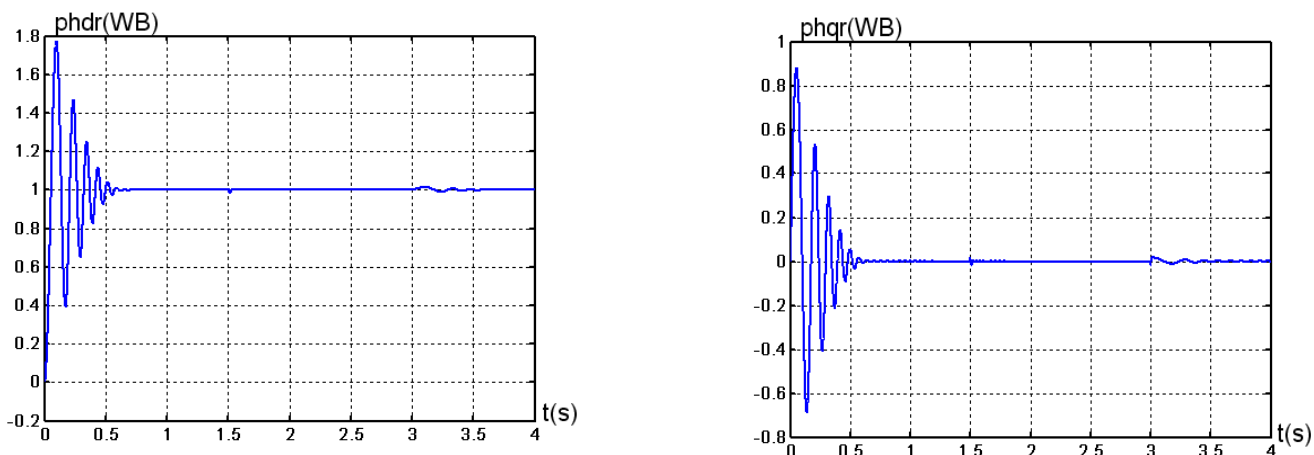


Fig. 3.6 – Evolution des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

Les paramètres des régulateurs utilisés sont donnés par le tableau (3.1):

	ρ	k_p	k_i	T_e
Axe d	500	18.28	1.1×10^4	5×10^{-4}
Axe q	400	13.88	7.04×10^3	2×10^{-4}

Tableau (3.1) : Paramètres des régulateurs des courants.

3.6 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse

Le principe de cette méthode, consiste a déterminer directement la composante du flux rotorique a partir de la vitesse mécanique de rotation du rotor en utilisant un capteur de vitesse, cela est réalisable par un bloc de défluxage défini par la fonction non linéaire suivante :Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{ref} = \Phi_n & \text{si } \omega_m \leq \omega_n \\ \Phi_{ref} = \Phi_n \omega_n / \omega_m & \text{si } \omega_m \geq \omega_n \end{cases} \quad (3.21)$$

Schématisé par la figure 3.8

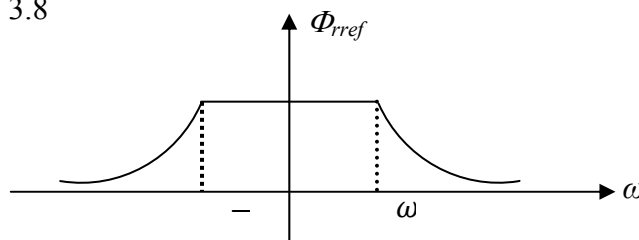


Fig. 3.7 – Schéma de défluxage

La figure 3.9 représente le schéma de régulation de la vitesse par la commande indirecte.

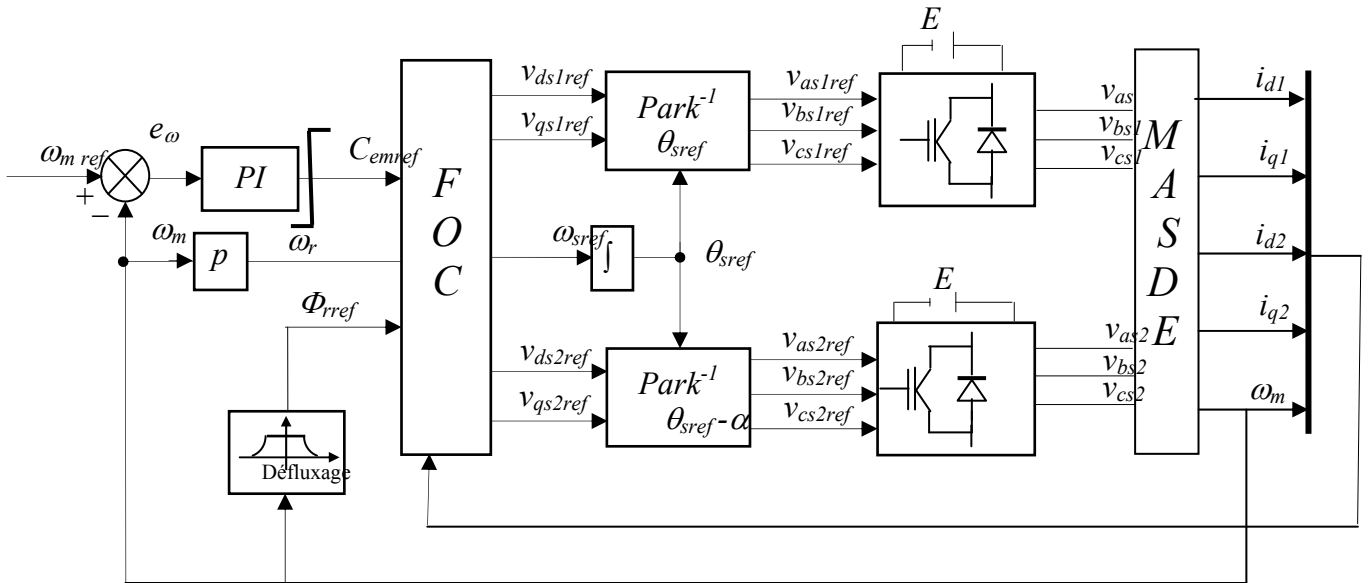


Fig. 3.9 – Représentation schématique de la commande FOC avec régulation de vitesse

3.6.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse

Le schéma de la boucle de régulation de vitesse est donné par la figure 3.10.

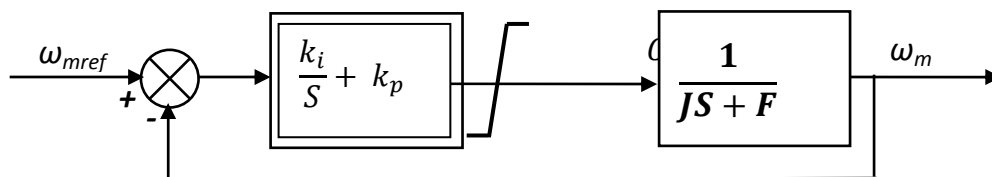


Fig. 3.10 – Boucle de régulation de vitesse

II.6.2.1. Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\omega_m}{\omega_{ref}} = \frac{(k_i + k_p S)}{J S^2 + (F + k_p) S + k_i} \quad (3.22)$$

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

$$P(S) = S^2 + 2 \rho_\omega S + 2 \rho_\omega^2 \quad (3.23)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_{pw} = 2 \rho \omega J f \\ k_{iw} = 2 \rho \omega^2 J \end{cases} \quad (3.24)$$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation définie par [09], [19] :

$$C_{emref}(lim) \begin{cases} C_{emref} cal \\ C_{em}^{max} sign C_{em} cal \end{cases} \quad \begin{matrix} si \\ si \end{matrix} \quad \begin{cases} |C_{emref}| \leq C_{em}^{max} \\ C_{emref} \geq C_{em}^{max} \end{cases} \quad (3.25)$$

Le couple maximal adopté est $C_{em}^{max} = 30N.m$.

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants :

Régulateurs	ρ	k_p	k_i	Te
De courant (axe d)	5350,5	231,701	$1,259 \times 10^6$	10^{-4}
De courant (axe q)	2249,5	95,258	$2,226 \times 10^5$	10^{-4}
De vitesse	200	24,99	5000	5×10^{-4}

Tableau (3.2) : paramètres des régulateurs utilisés.

3.6.2 Simulation et interprétation des résultats

La figure 3.10 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et $-14 N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$, en imposant la vitesse de référence $\omega_m = 2500 tr/mn$. Celle-ci montre que :

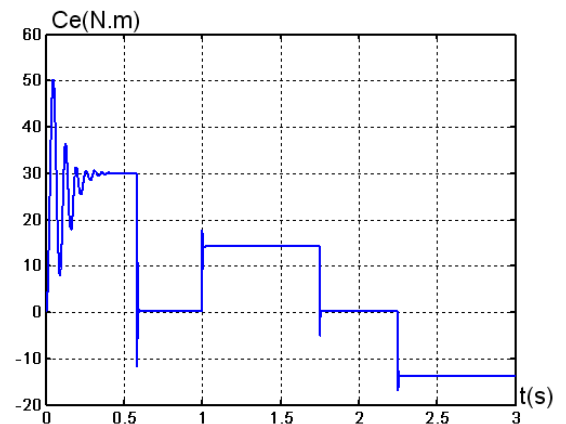
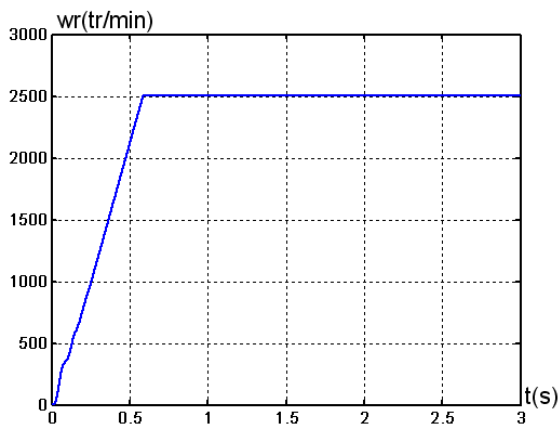
Au démarrage et durant le fonctionnement à vide, la vitesse ($\omega_m (tr/mn)$) rejoint sa valeur de consigne à $t = 0.59s$, avec un dépassement de 0.39%. Le couple électromagnétique ($C_{em} (N.m)$) atteint la valeur maximale de $50N.m$ à $t = 0.049s$, par suite, au début du régime permanent (à $t = 0.59s$), il présente un dépassement de $8N.m$, puis il se stabilise à la grandeur due aux frottements (proche de 0). Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) observent un courant d'appel d'environ 2 fois le courant nominal, et puis durant le régime permanent ils évoluent d'une façon sinusoïdale. Le courant en quadrature ($i_{qs1} (A)$) évolue pendant le régime établi identiquement au couple électromagnétique. Le courant rotorique ($i_{as1} (A)$) atteint approximativement $25A$ pendant le régime transitoire, et il se stabilise à 0 en régime permanent. Les flux rotorique progressent d'une manière analogue à celle du couple électromagnétique pendant le régime transitoire, toutefois ils se

stabilisent et évoluent selon leurs consignes durant le régime permanent.

L'application de la charge $Cr = 14 \text{ N.m}$ (fonctionnement moteur) pendant l'intervalle de temps $t = [1, 1.75] \text{ s}$, engendre des augmentations aux niveaux, du couple électromagnétique, des courants statorique et du courant rotorique, qui se stabilisent respectivement $C_{em} = 14 \text{ N.m}$,

$i_{as1} = i_{as2} \simeq 6.5 \text{ A}$, $i_{ar1} = i_{ar2} \simeq 7 \text{ A}$. La vitesse et les flux rotorique demeurent fixes en poursuivant leurs consignes. Cependant, en fonctionnement moteur la tension ($V_{as1} \text{ (V)}$) et le courant ($i_{as1} \text{ (A)}$) sont presque en phase et de même signe, ce qui veut dire que la puissance est de signe positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive de la source, nécessaire pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation, ce qui se traduit encore par le déphasage en arrière (effet inductif) du courant par rapport à la tension.

Par contre, l'application de la charge $Cr = -14 \text{ N.m}$ (fonctionnement génératrice) au delà de l'instant $t = 2.25 \text{ s}$, engendre des diminutions au niveau du couple électromagnétique et du courant en quadrature, qui s'établissent à -14 N.m et à -7 A ; les mêmes observations sont enregistrées pour les autres grandeurs avec celles en fonctionnement moteur. Néanmoins, en fonctionnement génératrice, la machine fournit à la source de l'énergie active et absorbe une portion de l'énergie réactive, ce qui se traduit par le déphasage de presque 180° entre la tension ($V_{as1} \text{ (V)}$) et le courant ($i_{as1} \text{ (A)}$), ce qui signifie que la puissance produite est de signe négatif (sens de transition de l'énergie).



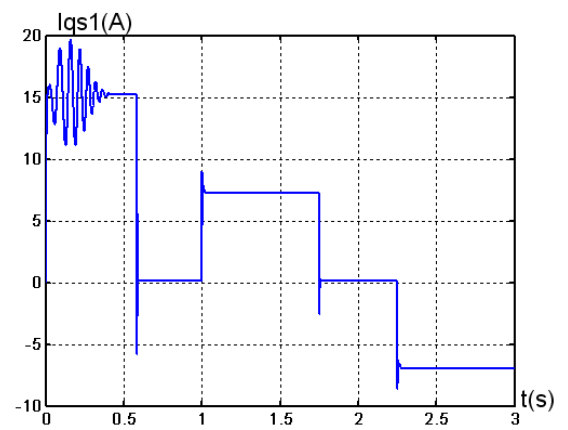
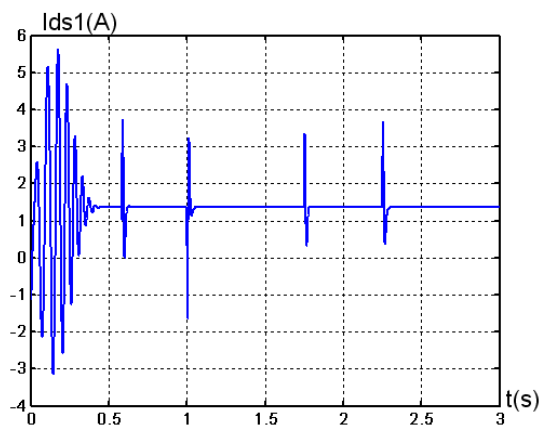
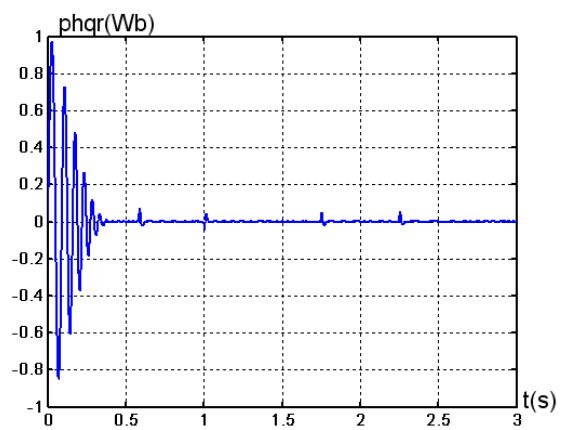
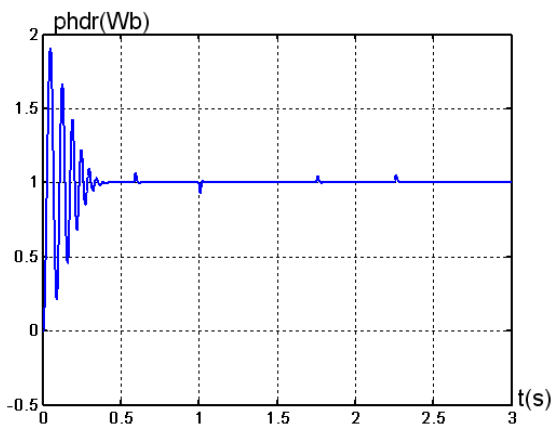
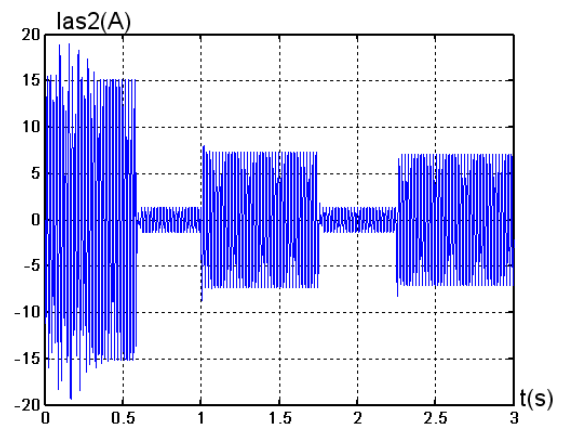
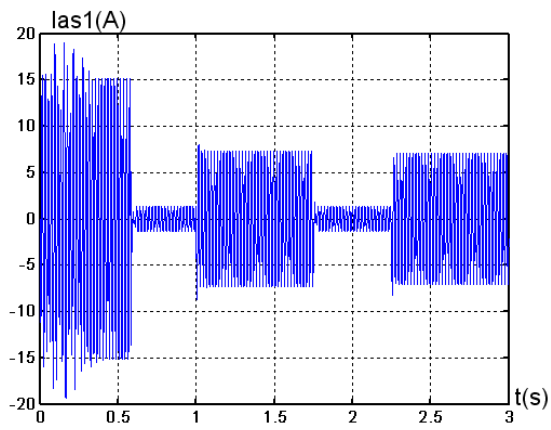


Fig. 3.10 – Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des charges $Cr = 14$ et -14 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]$ s

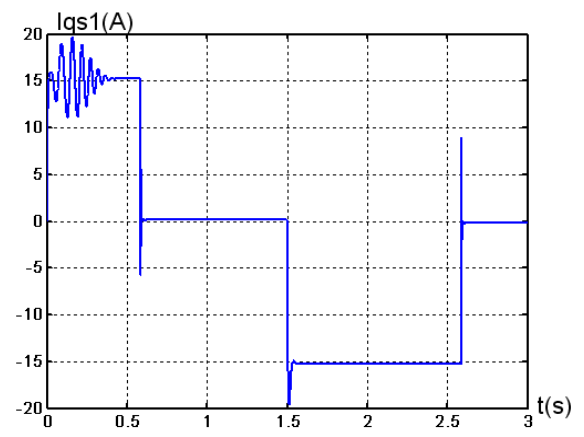
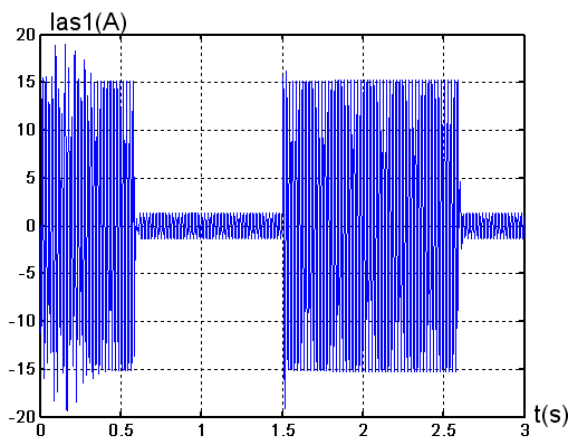
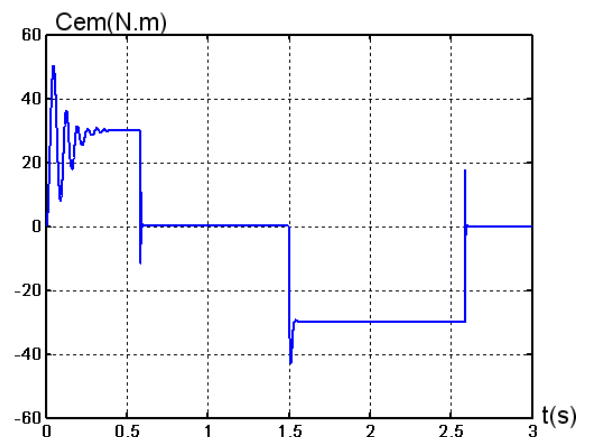
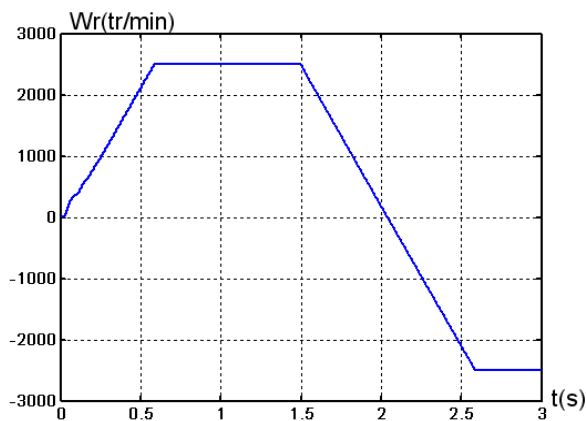
Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec la méthode indirecte, deux tests sont effectués. Le premier est celui par inversion de la vitesse, le second par la variation de la résistance rotorique.

• Premier test

La figure 3.12 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de cette dernière de 2500 à -2500 tr/mn à partir de l'instant $t = 1.5s$.

Les résultats obtenus montrent clairement que :
la vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 1.1s. Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, qui se stabilise au bout de 1.12s, pour redonner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint -30 N.m pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative. Le courant i_{qs1} (A) évolue d'une façon analogue au couple. Les allures des flux rotorique suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse.



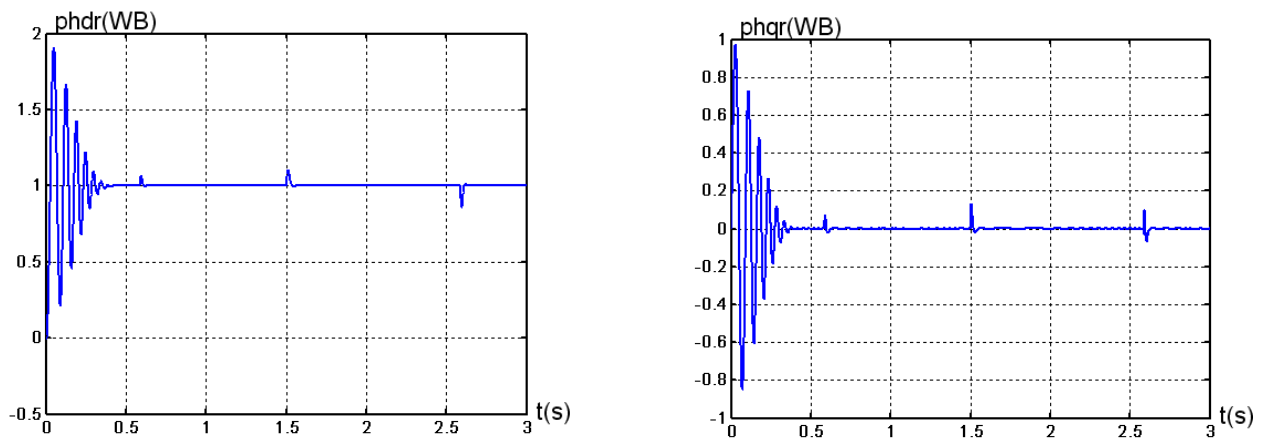


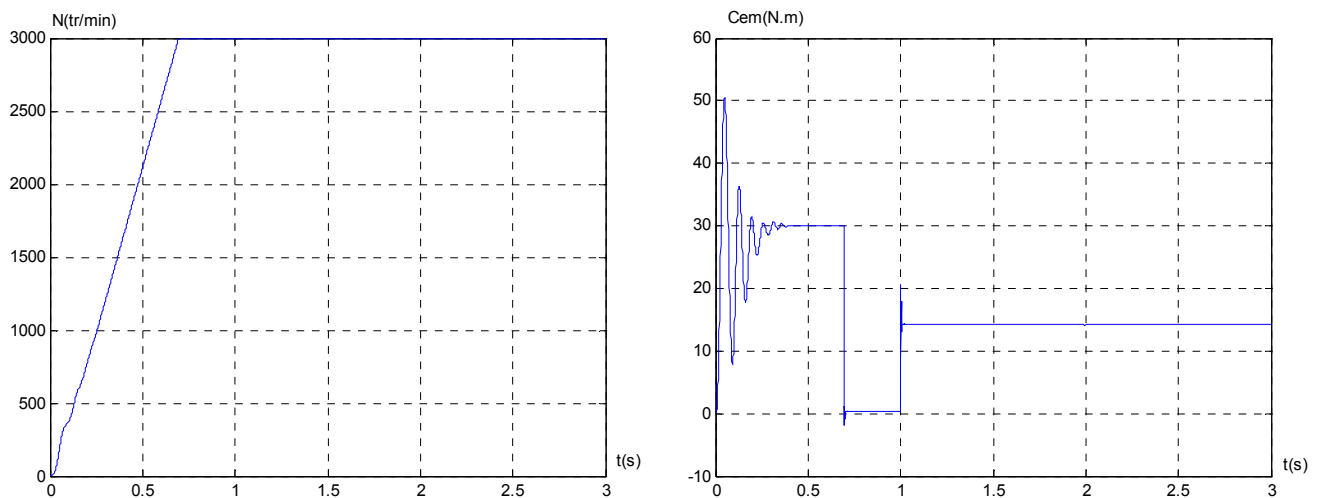
Fig. 3.11 – Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de celle-ci de 2500 à -2500 tr/mn à partir de $t = 1.5s$

• **Second test**

La figure 3.12 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% à partir de l'instant $t = 2s$, avec l'application de la charge $C_r = 14 N.m$ à $t=1.5 s$, tout en imposant la vitesse de référence $\omega_m=3000tr/mn$.

Ces caractéristiques montrent, que la réponse de la vitesse suit sa valeur de référence, le couple également suit sa référence.

A l'instant de variation de la résistance on remarque que les flux ne suivent plus leurs références, donc le découplage n'existe plus, il est affecté



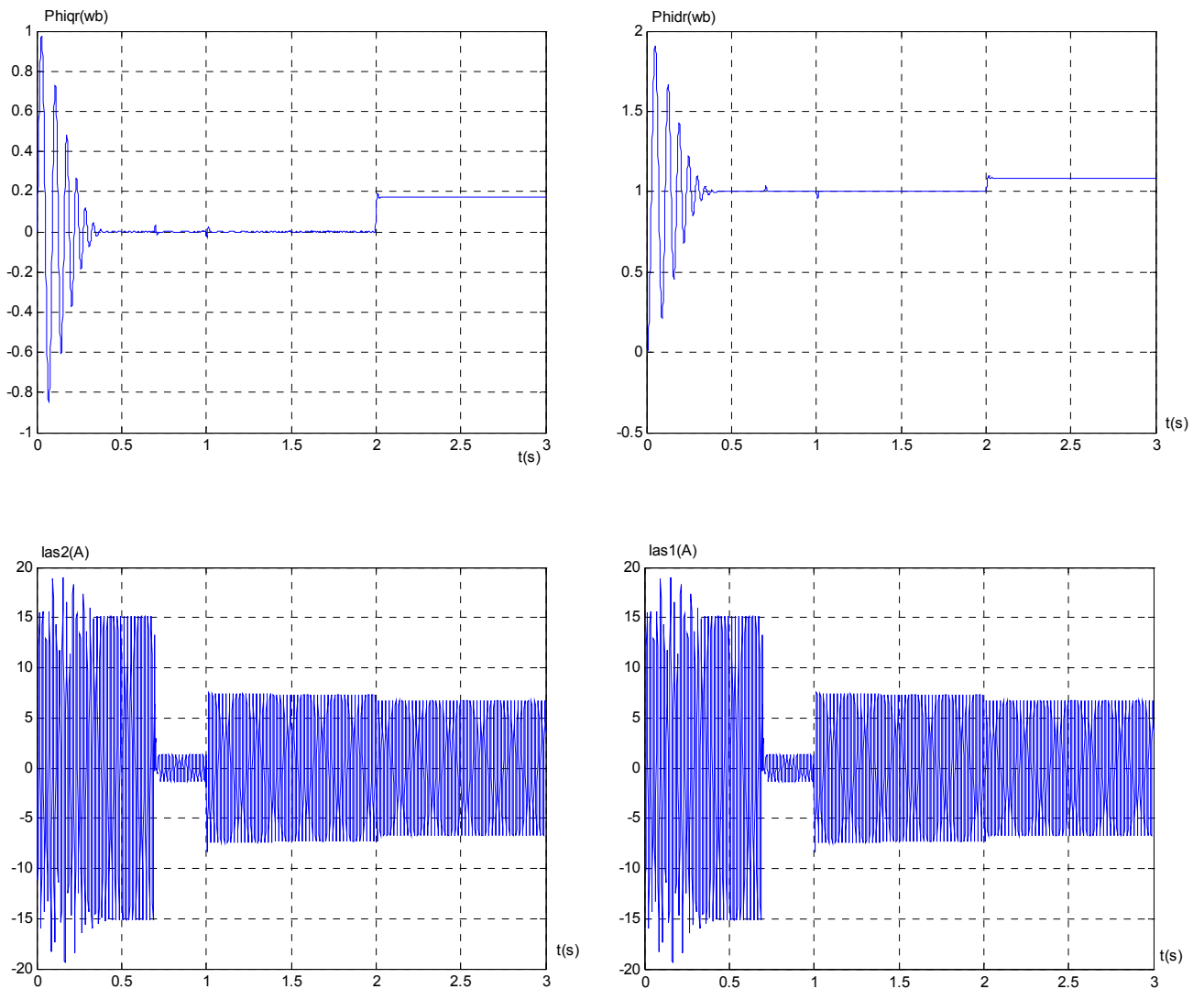


Fig. 3.12 – Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% à partir de $t = 1s$, avec l'application des charges $C_r = 14$ respectivement à $t = 1.5s$

3.7 Commande vectorielle directe avec régulation de Vitesse

Le flux est régulé par contre-réaction et qui est estimé et reconstitué à partir des courants statoriques et de la pulsation des courants rotoriques de la machine. Dans cette application, le bloc de découplage FOC est modifié. La figure 3.14 schématise le principe de la commande à flux orienté modifié (MFOC). Le schéma du bloc de découplage MFOC est donné par la figure 3.15, sachant que $i_{ds1ref} = i_{ds2ref}$ et $i_{qs1ref} = i_{qs2ref}$ (voir annexe B).

3.7.1 Estimateur de flux

Le flux rotorique estime se détermine comme suit : A partir des équations des tensions rotoriques ($V_{dr}=0$ et $V_{qr}=0$), on tire :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_{drest} = -R_r i_{dr} - \omega_{gl} \Phi_{qrest} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qrest} = -R_r i_{qr} - \omega_{gl} \Phi_{drest} \end{cases} \quad (3.26)$$

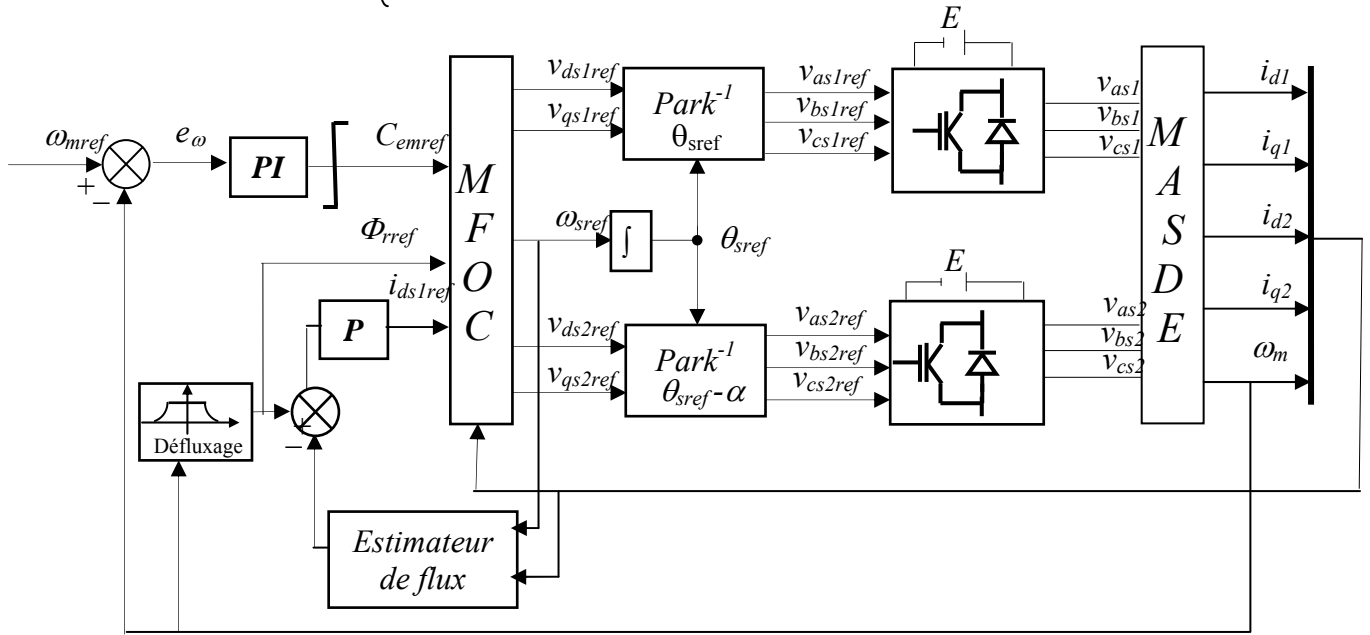


Fig. 3.13 – Représentation schématique de la commande MFOC sur la MASDE

Et des équations des flux rotoriques (Φ_{dr} et Φ_{qr}), on obtient :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r + L_m} [\Phi_{drest} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r + L_m} [\Phi_{qrest} - L_m (i_{qs1} + i_{qs2})] \end{cases} \quad (3.27)$$

En remplaçant (3.36) dans (3.34) et (3.37) dans (3.35), on trouve

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

D'ou, le module du flux rotorique estimé est :

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

3.7.2. Régulateur du flux

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

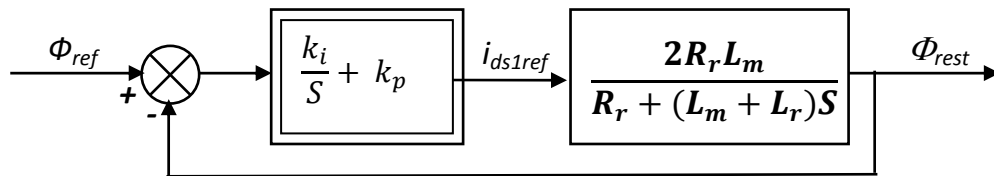


Fig. 3.14 – Boucle de régulation de flux

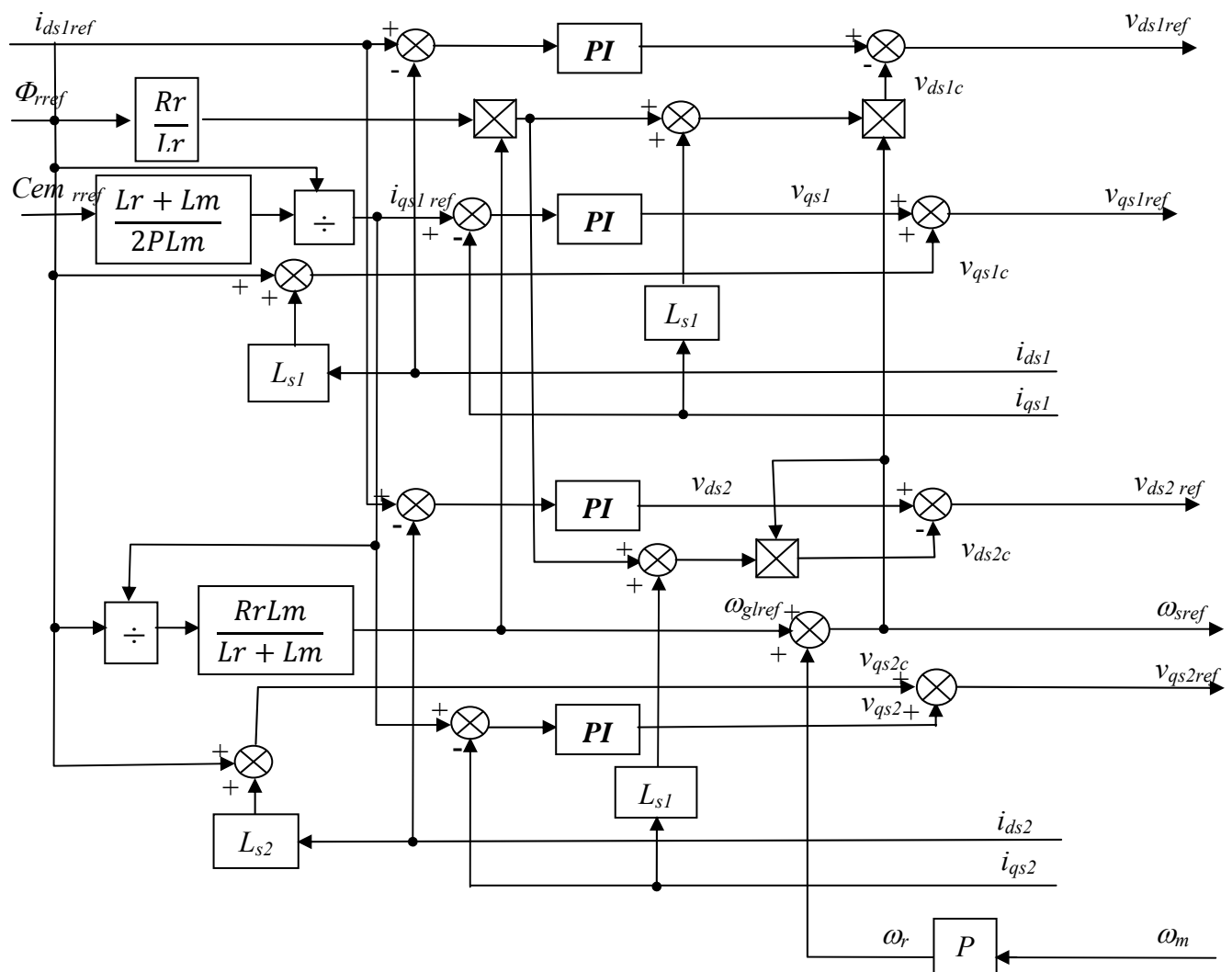


Fig. 3.15 – Représentation schématique du bloc de découplage MFOC

3.7.3 Simulation et interprétation des résultats

La figure 3.17 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE, avec la régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et -14N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]$ s. Cela en imposant la vitesse de référence $\omega_m = 2500\text{tr/min}$.

Les résultats obtenus montrent que :

Durant le régime permanent, c'est-à-dire à partir de $t = 0.56\text{s}$, les allures évoluent d'une manière identique à celle observée par la commande indirecte (figure 3.10).

Par contre, pendant le régime transitoire, on constate que :

Le couple électromagnétique atteint pendant une fraction de seconde 39 N.m , puis se limite à 28 N.m contrôlé par le dispositif de saturation jusqu'à $t = 0.56\text{s}$ (début du régime permanent). L'allure du courant statorique en quadrature progresse approximativement de la même façon que le couple électromagnétique.

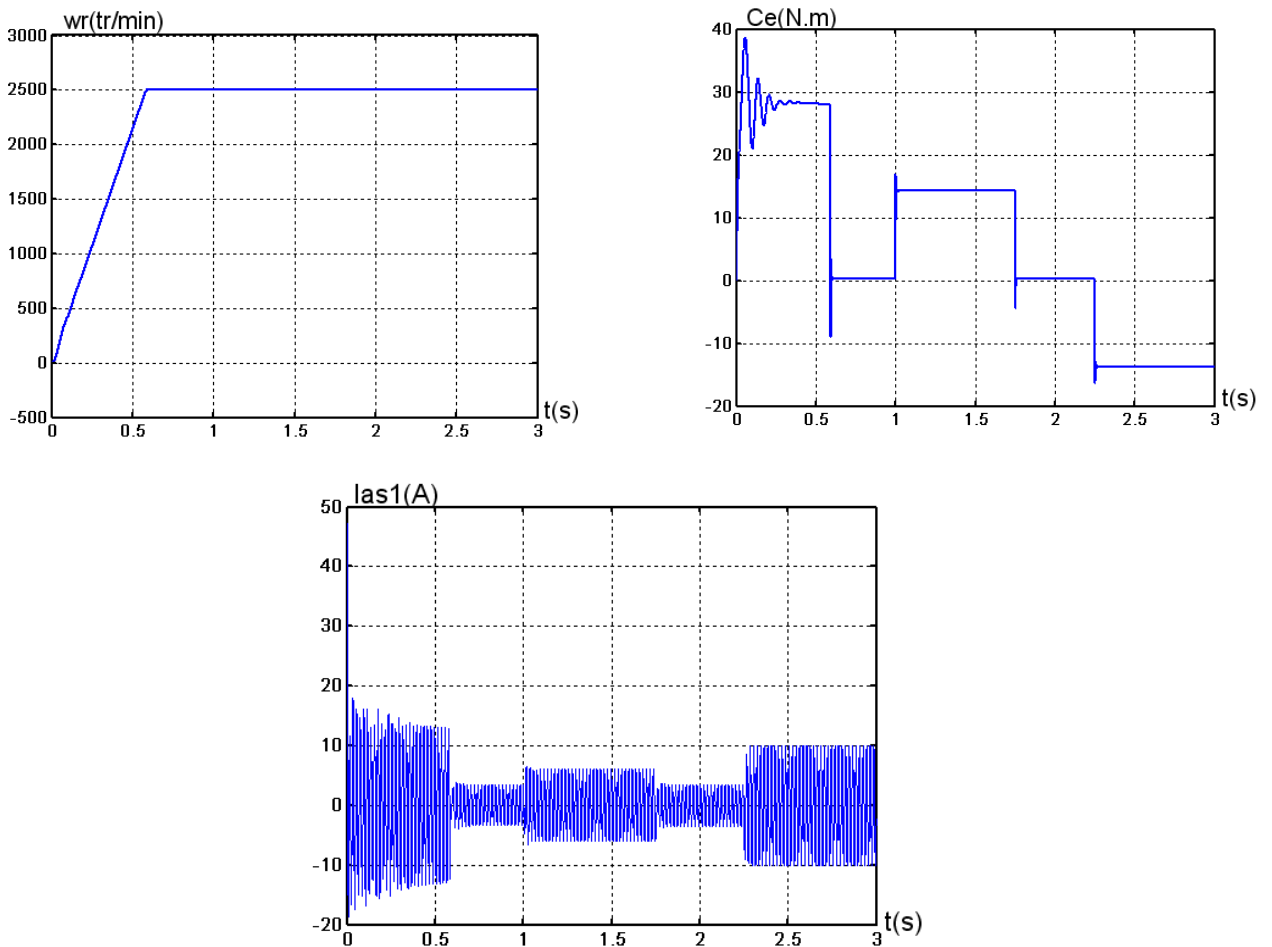


Fig. 3.16 – Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'inversion de celle-ci de 2500 à -2500 tr/mn à partir de $t = 1.5\text{s}$

Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe, la même procédure que pour la commande indirecte est adaptée.

• Premier test

Rappelons que ce test consiste à inverser la vitesse de 2500 à -2500 tr/mn à partir de $t = 1.5$ s. Les résultats obtenus sont illustrés par la (figure 3.16). Ceux-ci nous montrent que : Durant le régime permanent et pendant l'inversion de la vitesse, les résultats obtenus par cette méthode sont presque identiques avec ceux observés par la méthode indirecte. Néanmoins, avec une légère différence au niveau des flux rotoriques au moment où la vitesse atteint sa consigne négative.

Pendant le régime transitoire, la vitesse reste presque inchangée ; le courant ($I_{as1}(A)$) observe un pic approximativement de $69.5A$, puis poursuit son déroulement normal ; le couple $C_{em}(N.m)$,

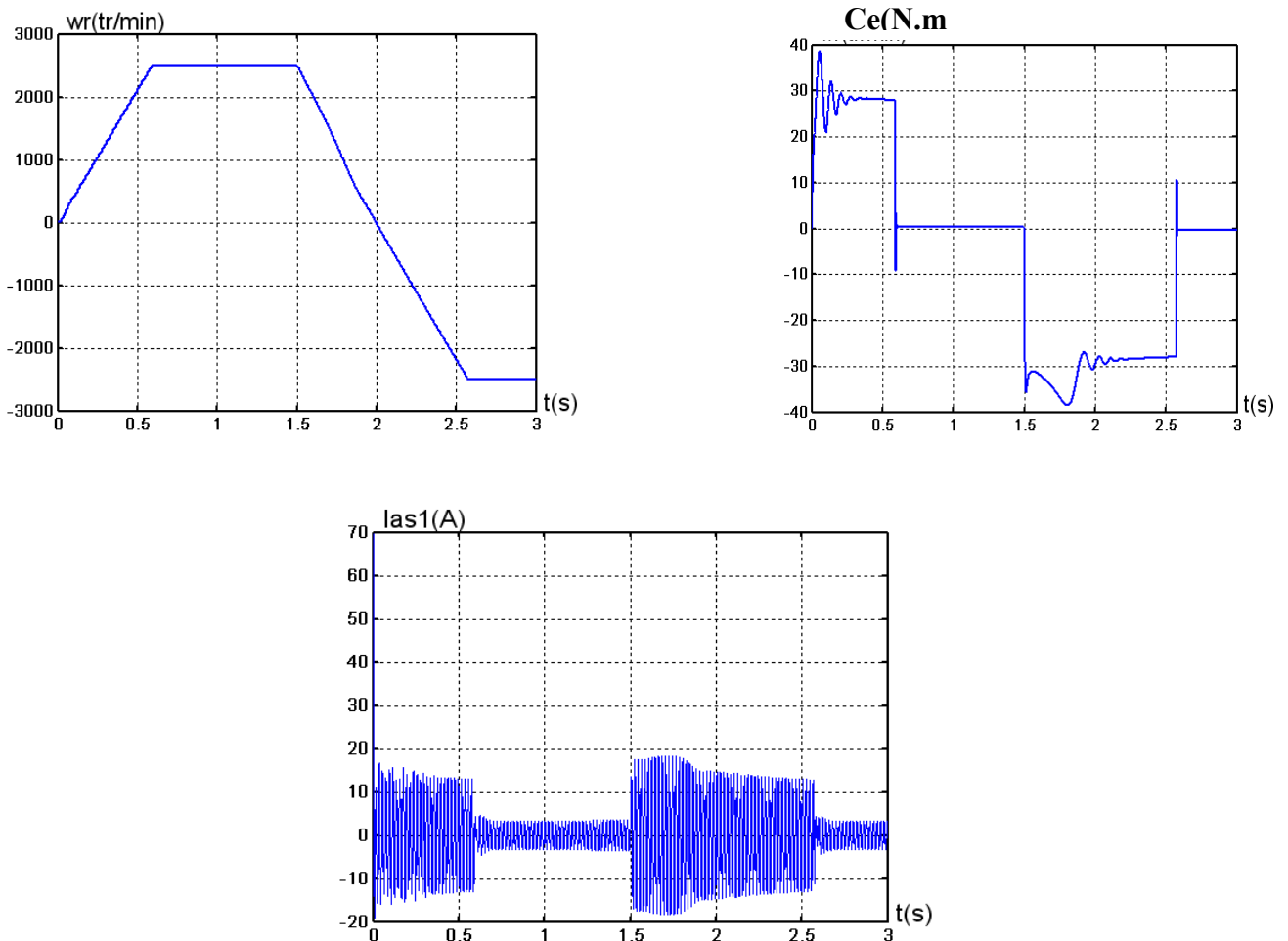


Fig. 3.16 – Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'inversion de celle-ci de 2500 à -2500 tr/mn à partir de $t = 1.5$ s

• Second test

Ce test consiste à une variation paramétrique, c'est-à-dire à une augmentation de la résistance rotorique de 100% à partir de $t = 1s$, avec l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$. Les caractéristiques obtenues sont données par la figure 3.17.

Lors du régime transitoire, les allures montrent que la progression des diverses caractéristiques demeure la même que celle observée par les deux cas précédents (figures 3.15 et 3.16).

En régime permanent (à partir de $t = 0.56s$), les courbes des caractéristiques enregistrent une légère variation qui se stabilise rapidement, au moment de la variation de la résistance et de l'application de la charge (à $t = 1s$).

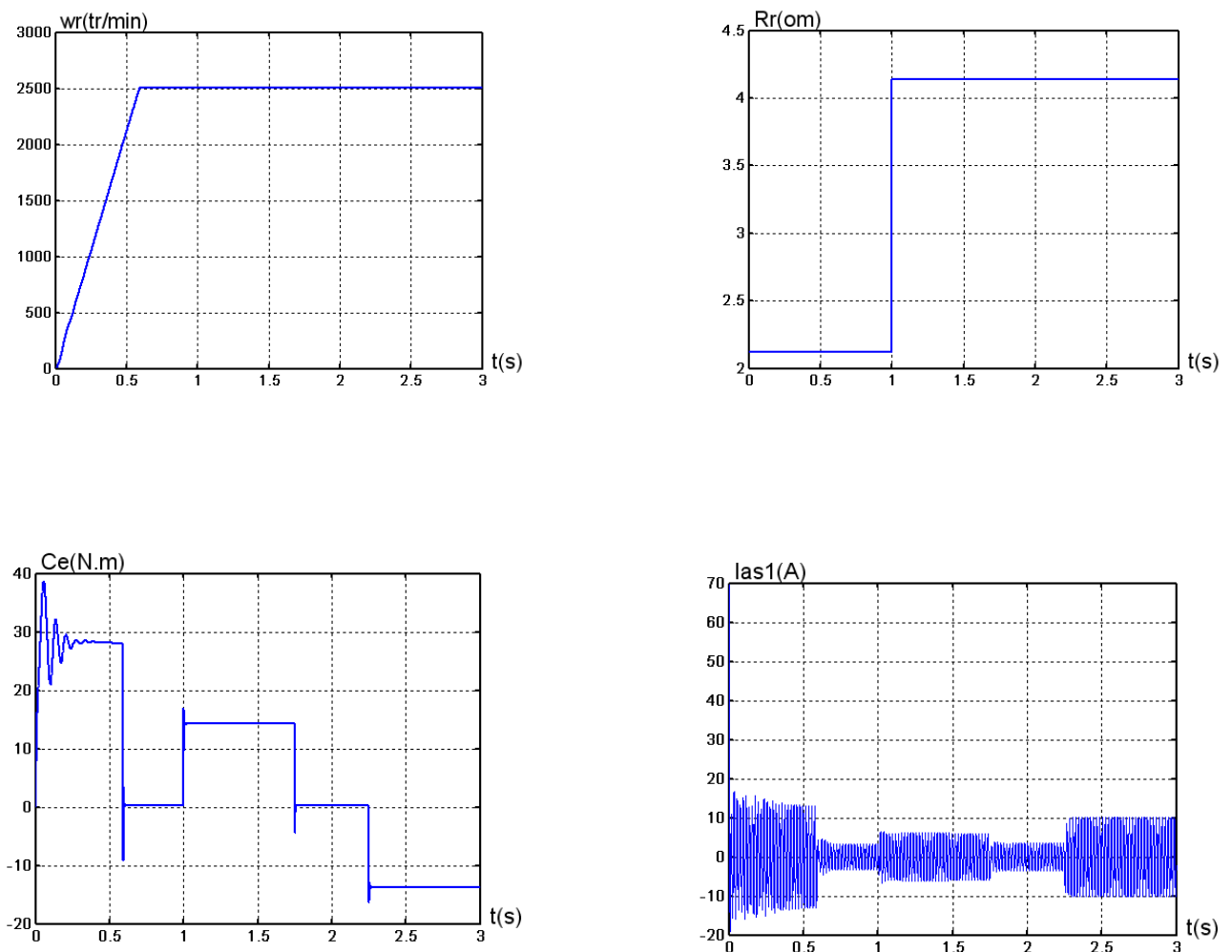


Fig. 3.17 – Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% à partir de $t = 1s$, avec l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre la commande vectorielle de la MASDE a été appliquée avec ses deux méthodes directe et indirecte. Les résultats de simulation numérique montrent que la méthode directe est meilleure que de la méthode indirecte en termes de temps de réponse, de dépassement et le temps de l'inversion de la vitesse. Le test de robustesse montre bien la sensibilité du contrôle de la vitesse par le régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Dans le but d'améliorer ces performances, on appliquera la commande par RST, qui sera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE 4
COMMANDES DE LA
MACHINE ASYNCHRONE
DOUBLE ETOILE PAR LA
REGULATEUR RST

4.1 Introduction :

Avec l'avènement des calculateurs numériques, l'implantation de commandes évoluées tels que les commandes optimales, adaptatives, prédictives est devenue une réalité. [20]

Un régulateur doit satisfaire aux objectifs généraux de performances et de robustesses et aux contraintes liées au rejet des perturbations. Dans le cas d'un régulateur PI et à cause du manque de degré de liberté qu'il nous impose, seule la poursuite des références pour un point de fonctionnement donné pourra être envisagée.

En effet, un régulateur PI ne peut pas assurer, avec les seuls paramètres de correction KP et KI , les objectifs de régulation en boucle fermée pour un système à l'origine d'ordre supérieur à un. Par conséquent, pour résoudre les problèmes de robustesse de la commande vectorielle de la machine asynchrone (variation paramétrique), il est souhaitable d'aborder des régulateurs plus avancés et de degré de liberté supérieur.

Dans ce chapitre, nous chercherons en premier lieu à répondre aux contraintes de poursuite et de régulation de la machine à induction. En deuxième lieu, Les objectifs que nous chercherons à atteindre concerneront la robustesse en termes de stabilité et de performance face aux variations des paramètres du système.

Dans cette partie, nous présentons la structure du régulateur RST en continu Pour lesquelles, les objectifs de poursuite et de régulation seront examinés à travers des tests de robustesse de la structure de commande.

4.2 structure du régulateur RST en temps continu

4.2.1 Principe du régulateur

Le Régulateur RST est composé de trois polynômes $R(s)$, $S(s)$ et $T(s)$ définis de manière à atteindre les objectifs de régulation. La boucle de régulation représentant ce régulateur peut être décrite par la figure (4.1) : [21]

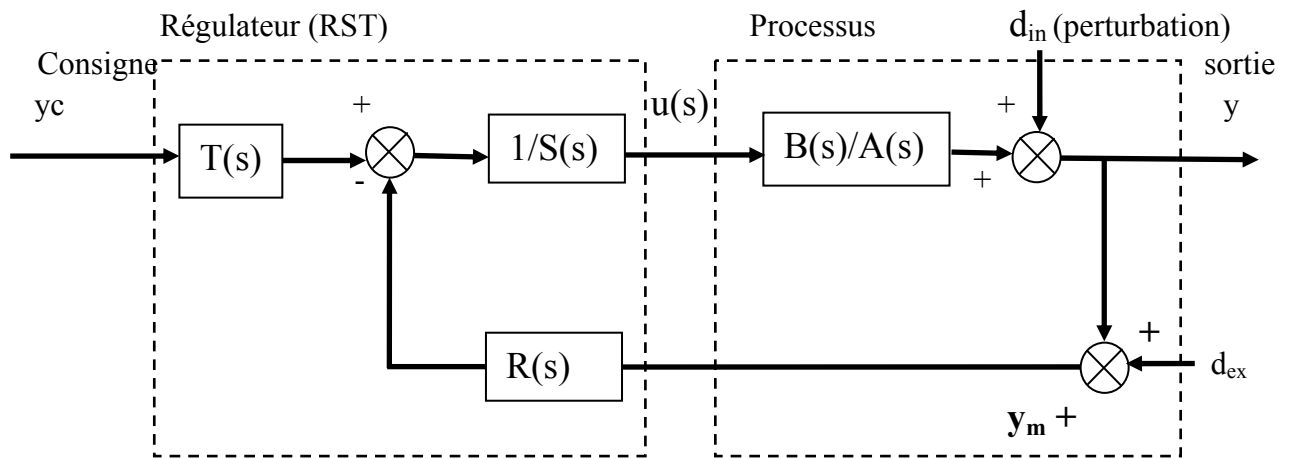


Fig (4.1) Représentation générale d'un régulation RST

Où A , B , R , S et T sont des polynômes de la variable « s » pour les systèmes continus ou « z » pour le cas des systèmes discrets.

Le processus regroupe le système d'origine avec les perturbations internes d_{in} alors que d_{ex} représente les perturbations externes (bruit du mesure). Il s'agit d'une structure formelle car on ne peut réaliser les transferts tels que $T(s)$ et $R(s)$ soit des polynômes et donc des fonctions de transfert impropres. Cependant les fonctions rationnelles $\frac{R(s)}{S(s)}$ et $\frac{T(s)}{S(s)}$ sont propres, c'est-à-dire que le degré de leur numérateur n'excède pas le degré de leur dénominateur. La sortie $y(s)$ vérifie l'équation suivante :

$$y(s) = \frac{B(s)}{A(s)} U(s) + d_{in}(s) \quad (4.1)$$

$$U(s) = (y(s) - d_{in}(s)) \cdot \frac{A(s)}{B(s)}$$

On suppose que A et B sont des polynômes à coefficients réels ($d^{\circ}(B) \leq d^{\circ}(A) = n$) et « d_{in} » une perturbation.

L'objectif du réglage consiste à annuler l'erreur de poursuite :

$$e(s) = y_c(s) - y(s) \quad (4.2)$$

$$U(s) = \frac{1}{S(s)} e(s)$$

$$e(s) = S(s) \cdot U(s) \quad (4.3)$$

En réalité, la sortie $y(s)$ est mesurée par un capteur et elle est entachée d'un bruit de mesure d_{ex} ; on a donc :

$$y_m(s) = y(s) + d_{ex}(s) \quad (4.4)$$

En réalité, dans la structure représentée par un la figure (4.2), T désignes une fonction rationnelle (N_T et D_T). En effet, ceci représente une deuxième configuration de la structure RST et ne change rien en calculs de la détermination du régulateur considéré. Ceci peut être vu comme un pré-compensateur introduit en vue d'un adoucissement de la commande.

4.2.2 Principe de synthèse du régulateur RST

Etant donné un procédé définie par sa fonction de transfert. Pour réaliser la synthèse d'un régulateur afin de rendre la sortie $y(s)$ la plus proche possible d'une référence donnée pour une certaine classe de consignes y_c et de perturbation d_{in} , on adopte la procédure suivant [22] :

D'après (4.1), (4.2), (4.3), on a:

$$\begin{aligned} S(s) U(s) &= -R(s)y_m(s)+T(s)y_c(s) \\ &= -R(s)(y(s) + d_{ex}(s))+T(s)y_c(s) \end{aligned}$$

Donc :

$$T(s) y_c(s) = S(s) \frac{A(s).y(s)-A(s).d_{in}(s)}{B(s)} + R(s) (y(s) + d_{ex}(s)) \quad (4.4)$$

$$B(s)T(s)y_c(s)=(A(s)S(s)+B(s)R(s)y(s)+R(s)B(s)d_{ex}(s)-A(s)S(s)d_{in}(s))$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée alors par:

$$y(s)=\frac{(T.B)(s)}{(AS+B.R)(s)} y_c(s)+\frac{(A.S)(s)}{(AS+B.R)(s)} d_{in}(s)-\frac{(B.R)(s)}{(AS+B.R)(s)} d_{ex}(s) \quad (4.5)$$

Où : * $\frac{(A.S)(s)}{(AS+B.R)(s)}$ Fonction de transfert en BO,

* $\frac{(T.B)(s)}{(AS+B.R)(s)}$ Fonction de transfert en liant d_{in} a y ,

* $\frac{(B.R)(s)}{(AS+B.R)(s)}$ Fonction de transfert en liant d_{ex} a y ,

Pour calculer les polynômes S et R on adopte le principe de placement des pôles. Cela consiste à spécifier un polynôme de stabilité arbitraire $P_c(s)$ et à calculer les polynômes $S(s)$ et $R(s)$ de sorte que l'on ait :

$$P_c(s) = A(s).S(s) + B(s).R(s) \quad (4.6)$$

Cette équation est dite équation "Diophantine" ou équation de "Bézout". Si la référence $y_c(s)$ et les perturbations internes $d_{in}(s)$ sont de type constant, d'après l'équation (4.1), la fonction de transfert $(y/d_{in})(s)$ sera nulle en régime permanent si nous imposons $S(0)=0$, $S(s)$ doit alors être représenté comme suit :

$$S(s) = s.S'(s) \quad (4.7)$$

Pour garantir un gain statique unitaire de la fonction de transfert en poursuite $(y/y_c)(s)$, l'équation (4.5) montre qu'il suffit maintenant de choisir un polynôme $T(s)$ vérifiant la contrainte $T(0)=R(0)$. On peut remarquer que le polynôme $T(s)$ intervient uniquement dans le transfert consigne-sortie permettant de spécifier le comportement du transfert en poursuite :

$$\frac{y(s)}{y_c(s)} = \frac{B(s)T(s)}{P_c(s)} \quad (4.8)$$

En d'autres termes, T peut contenir une partie de la dynamique de $P_c(s)$. Avec cette condition, il est utile de remarquer aussi que le transfert $\frac{R(s)}{T(s)}$ doit être propre.

4.2.3 Résolution de l'équation de BEZOUT

Il convient d'abord d'analyser les degrés des polynômes du régulateur RST . Le système d'origine $(B(s)/A(s))$ et le régulateur $(R(s)/S(s))$ étant propres, le degré de $P_c(s)$ est déterminé par celui du produit $(A(s).S(s))$, ce qui implique donc que : [21]

$$\deg(P_c) = \deg(A) + \deg(S) \quad (4.9)$$

L'égalité des coefficients des polynômes de $P_c(s)$ dans chacun des deux membres de l'équation (4.5) se traduira par un système d'équations linéaires, en nombre égal à $(\deg(P_c)+1)$. Pour que ce système ait une solution quels que soient les coefficients du polynôme $P_c(s)$, il faut que le régulateur présente, au moins, autant de degrés de liberté que d'équations. Or, nous disposons de :

- $\deg(R(s)) + 1$ coefficients pour $R(s)$,
- $\deg(S(s))$ coefficients pour $S(s)$, car $S(0) = 0$.

D'où :

$$\deg(R(s)) + \deg(S(s)) + 1 \geq \deg(P_c(s)) + 1 = \deg(A(s)) + \deg(S(s)) + 1 \quad (4.10)$$

On peut en déduire l'inégalité :

$$\deg(R(s)) \geq \deg(A(s)) \quad (4.11)$$

Afin que la solution soit unique et pour un régulateur propre ($\deg(S(s)) = \deg(R(s))$), nous

Aurons finalement :

$$\begin{aligned} \deg(S(s)) &= \deg(A(s)) = n \\ \deg(R(s)) &= \deg(A(s)) = n \\ \deg(P_c(s)) &= 2 \deg(A(s)) \end{aligned} \tag{4.12}$$

Pour un régulateur strictement propre ($\deg(S(s)) = \deg(R(s)) + 1$), nous aurons :

$$\begin{aligned} \deg(S(s)) &= \deg(A(s)) + 1 = n+1 \\ \deg(R(s)) &= \deg(A(s)) = n \\ \deg(P_c(s)) &= 2 \deg(A(s)) + 1 \end{aligned} \tag{4.13}$$

Selon le degré choisi du polynôme $S(s)$, nous pouvons alors développer le système linéaire résultant de l'équation de BEZOUT soit :

$$\begin{cases} A(s) = s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n \\ B(s) = b_0 s^n + b_1 s^{n-1} + \dots + b_n \\ R(s) = r_0 s^n + r_1 s^{n-1} + \dots + r_n \\ S(s) = s_0 s^{n+1} + s_1 s^n + \dots + s_n s \\ P_c(s) = P_0 s^{2n+1} + P_1 s^{2n} + \dots + P_{2n+1} \end{cases} \tag{4.14}$$

Alors, l'identité selon les puissances décroissantes de (s) , se traduit par le système linéaire suivant, dit système de Sylvester :

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ a_1 & 1 & \dots & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & b_1 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_1 & \dots & \dots & \dots & \dots & 1 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & a_1 & b_n & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots & b_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & a_n & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & b_n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_0 \\ S_1 \\ \dots \\ \dots \\ S_n \\ r_0 \\ \dots \\ \dots \\ r_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_0 \\ P_1 \\ \dots \\ \dots \\ P_n \\ P_{n+1} \\ \dots \\ \dots \\ P_{2n+1} \end{pmatrix} \tag{4.15}$$

Cette matrice étant une matrice carrée possédant de façon générique une solution unique.

4.2.4 Stratégie de placement de pôles robustes

Pour réaliser un compromis entre les performances et la robustesse, le polynôme $P_c(s)$ va être factorisé comme suit : $P_c(s) = P_d(s).P_f(s)$ où $P_c(s)$ est de degré n . Cela permet de répartir les modes en boucle fermée en pôles de filtrage (zéros de $P_f(s)$) et pôles de commande en poursuite (zéros de $P_d(s)$). Dans l'objectif de réaliser cette factorisation, deux paramètres de synthèse sont employés) [23]:

$p_d = -\frac{1}{T_c}$ pôle du polynôme de commande $P_d(s)$

$p_f = -\frac{1}{T_f}$ pôle double du polynôme de filtrage $P_f(s)$

Un horizon de commande : T_c

Un horizon de filtrage : T_f

Horizon de commande « T_c » : (a

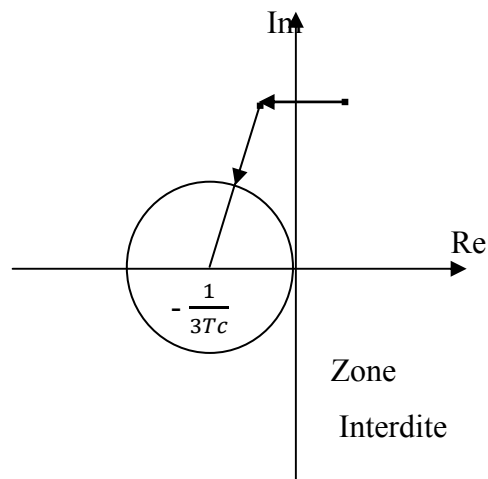


Fig (4.3) Placement des pôles de l'horizon de commande

Le placement des pôles de l'horizon de commande est basé sur les zéros de $B(s)$. La stratégie de placement est illustrée par la figure (4.3) consistant à localiser tous les pôles sur le cercle, en effectuant dans l'ordre, comme le montre la figure (4.3), les opérations suivantes :

1) Transformation des zéros instables en zéros stables par rapport à l'axe imaginaire de symétrie;

2) Si les pôles sont à l'extérieur du cercle, ils doivent être déplacés vers le cercle. Les pôles finaux sont situés sur le cercle et la ligne allant du centre du cercle aux pôles le plus stable $-\left(\frac{1}{3T_c}\right)$.

b) *Horizon de filtrage « T_f » :*

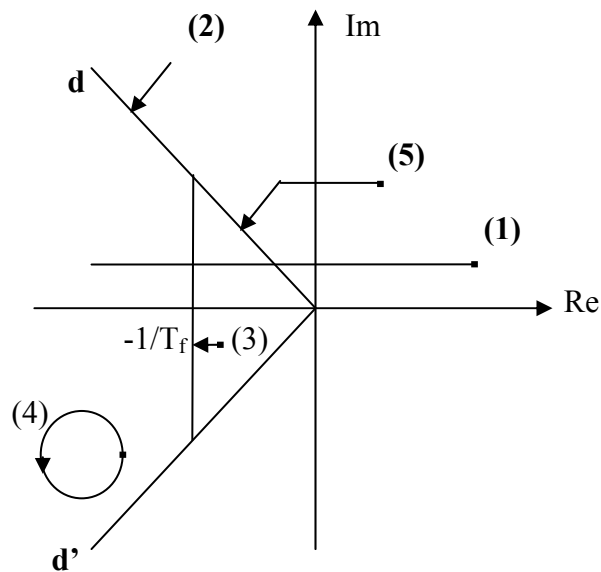


Fig (4.4) Placement des pôles de l'horizon de filtrage

Le placement des pôles de l'horizon de filtrage utilise les pôles de $A(s)$. La stratégie est montrée par la figure (4.4) consistant à effectuer les opérations suivantes :

- 1) Les pôles instables de $A(s)$ sont remplacés par leurs symétriques par rapport à l'axe imaginaire,
- 2) Les pôles complexes peu amortis sont ramenés à l'amortissement spécifié,
- 3) Les pôles trop lents (à droite de la verticale d'abscisse $(-1/T_f)$ sont ramenés sur cette verticale,
- 4) Les pôles restants demeurent inchangés.

Nous reconstituons alors le polynôme $P_d(s)$ à partir des nouveaux zéros obtenus. Les zéros du polynôme $P_f(s)$ se déduisent à partir du paramètre de synthèse spécifié T_f , selon la même procédure que pour $P_d(s)$.

Pour un régulateur strictement propre, un pôle nul ($s=0$) s'ajoute aux zéros de $A(s)$ et les $n+1$ zéros de $P_f(s)$ se déduisent dans ce cas de ceux de $s \cdot A(s)$ suivant toujours la même procédure. L'angle du secteur, défini par les droites d et d' dans la figure (4.3) fixe l'amortissement des pôles placés.

Nous pouvons associer à T_c et T_f un certain nombre de règles simples que nous allons énumérer :

- ✓ Si le temps de réponse en asservissement est trop grand, diminuer T_c ,
- ✓ Pour augmenter la robustesse et la marge de stabilité, augmenter T_c ou T_f ou les deux,
- ✓ Nous avons souvent intérêt à déstabiliser les horizons T_c et T_f pour accroître la robustesse,
- ✓ Si la commande est trop sensible aux bruits des capteurs, augmenter T_f ,
- ✓ Si la commande est très sollicitée en mode asservissement, augmenter T_c , ou prévoir un pré-filtrage adoucisseur de la référence.

4.2.5 Equation de la boucle fermée avec filtrage

La structure RST est une procédure qui permet de se placer parmi les méthodes de placement des pôles. Cette structure permet la spécification des pôles de la boucle fermée pour le rejet des perturbations et le suivi de la consigne.

Cependant, on note que le numérateur de la fonction de transfert consigne sortie n'est pas libre, elle dépend :

- du numérateur $A(s)$ du procédé à contrôler.
- Du polynôme $T(s)$ (jusqu'ici considéré comme scalaire).

Par ailleurs un choix judicieux du polynôme $T(s)$ peut affecter le transfert en poursuite, quand au transfert sortie perturbation, il dépend du polynôme $S(s)$ solution de l'équation de Bézout.

Donc toute contrainte sur le rejet de perturbation constitue une partie fixée à priori dans ce Polynôme, la partie complémentaire est déterminée par la résolution de l'équation de placement de pôles.

Les propriétés de performance nominal et de stabilité robuste vont dépendre des spécifications des polynômes R , S et T , il faut donc disposer d'un outil pour le choix de la dynamique en boucle fermée permettant de répondre à ce problème, une dynamique très rapide n'implique pas forcément une bonne robustesse. Pour cela, mettons le polynôme caractéristique sous la forme :[20]

$$P_c(s) = P_d(s) \cdot P_f(s) \quad (4.16)$$

Où:

$P_d(s)$ et $P_f(s)$ sont des polynômes spécifiant respectivement la dynamique de poursuite et la dynamique de filtrage. Le polynôme $T(s)$ est alors de la forme suivante :

$$T(s) = \frac{T(0)}{P_f(0)} * P_f(s) \quad (4.17)$$

Et l'équation donnant les transferts et en régulation devient dans ce cas :

$$\begin{aligned}
 y(s) &= \frac{(T.B)(s)}{P(s)P_f(s)} y(s) + \frac{(A.S)(s)}{P(s)P_f(s)} d_{in}(s) - \frac{(B.R)(s)}{P(s)P_f(s)} d_{ex}(s) \\
 &= \frac{B(s)T(0)}{P(s)P_f(0)} y(s) + \frac{A(s)S(s)}{P(s)P_f(s)} d_{in}(s) - \frac{B(s).R(s)}{P(s)P_f(s)} d_{ex}(s)
 \end{aligned}
 \tag{4.18}$$

Ceci permet de spécifier indépendamment les dynamiques de poursuite et de régulation et donc de séparer les modes de commandes et modes de filtrage.

4.2.6 choix des racines de "P_f(s)"

Cette fois, on choisira une "pulsation de filtrage" $\omega_f \gg \omega_c$ (correspondante à un "horizon de filtrage" $T_f = 1/\omega_f$). Cette pulsation ω_f est celle à partir de laquelle on veut que le gain du régulateur chute rapidement ("roll-off").

On pourra prendre alors

$$P_f(s) = (s + \omega_f)^{m-1} \tag{4.19}$$

4.3.1 Régulation en temps continu

❖ Synthèse du régulateur RST de la boucle de vitesse

Le schéma bloc simplifié de la boucle de vitesse est représenté par la figure (4.5) en considérant le couple de charge comme perturbation

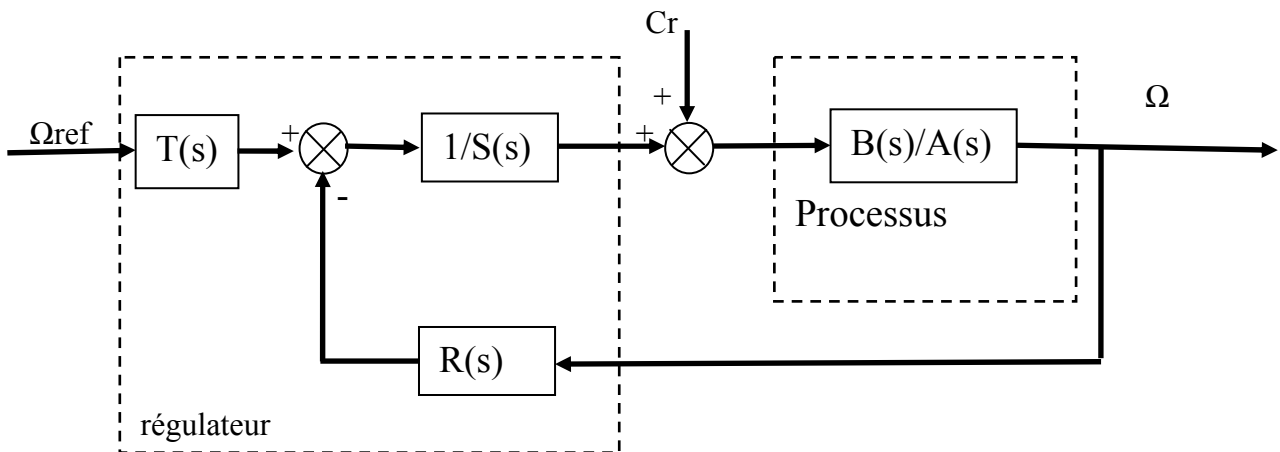


Fig. (4.5) schéma bloc de régulation de vitesse de la MASDE

La fonction de transfert de système à régulé est :

$$G = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{1}{J.s+f} \quad (4.20)$$

Alors par identification ($A(s) = J.s + f$) et ($B(s) = 1$) (4.21)

Le pôle du système est : $s = -\frac{f}{J}$

La fonction de transfert en boucle fermée s'exprime comme suit :

$$\Omega = \frac{T(s) B(s)}{A(s) S(s) + B(s) R(s)} \Omega_{\text{ref}} + \frac{S(s) B(s)}{A(s) S(s) + B(s) R(s)} Cr \quad (4.22)$$

En appliquant la procédure de synthèse du régulateurs on obtient :

$$Pc(s) = A(s) S(s) + B(s) R(s) \quad (4.23)$$

Les polynômes de $S(s)$ et $R(s)$ sont calculés de manière à obtenir le polynôme caractéristique $Pc(s)$ voulu. Le choix des pôles de la boucle fermée doit tenir compte de la robustesse.

Il y a deux conditions à satisfaire :

- Rejet de la perturbation : D'après l'équation (4.22), la fonction de transfert Ω/Cr sera nulle en régime permanent si nous imposons la contrainte $S(0)=0$,
- Suivit de la consigne : Pour garantir que le gain statique de la fonction $\Omega/ \Omega_{\text{ref}}$ soit égal à 1, l'équation (4.22) montre qu'il suffit de choisir un polynôme $T(s)$ qui vérifie $T(0)=R(0)$.

Nous allons présenter dans cette partie une application concrète pour le calcul du régulateur de notre système. $A(s) S(s)$ est le polynôme de commande et le $B(s) R(s)$ est le polynôme de filtrage.

Les degrés des polynômes sont donnés par :

$$\begin{aligned} d^\circ(Pc(s)) &= 2n + 1 \\ d^\circ(S(s)) &= d^\circ(A(s)) + 1 \\ d^\circ(R(s)) &= d^\circ(A(s)) = 1 \end{aligned} \quad (4.24)$$

$$\text{On aura : } d^\circ(S(s)) = d^\circ(R(s)) + 1 = 2 \quad (4.25)$$

Le polynôme T pour notre cas est fixé à une constante

$$d^\circ(S(s)) = d^\circ(R) + 1 = 3 \quad (4.26)$$

On aura :

$$\begin{aligned} A(s) &= a_0 s + a_1 \\ B &= b_1 \\ R(s) &= r_0 s + r_1 \\ S(s) &= s_0 s^2 + s_1 s \end{aligned} \quad (4.27)$$

$$P_c(s) = d_0 s^3 + d_1 s^2 + d_2 s + d_3$$

Pour déterminer les coefficients des polynômes R et S, la méthode de placement des pôles robuste est adoptée avec T_c comme horizon de commande et le T_f horizon de filtrage. Nous avons [23]:

Avec :

p_c : est le pôle de $P_d(s)$;

p_f : est le double pôle de $P_f(s)$.

Le pôle p_c doit être choisi tel que la dynamique du processus soit plus simple ; il est généralement choisi trois à cinq fois plus grand que le pôle de p_a .

Le pôle p_f et généralement choisie trois fois plus petit que p_c . Dans notre cas $s = -\frac{f}{j}$

D'où :

$$T_c = \frac{1}{3} T_f = -\frac{1}{3p_a} = -\frac{j}{3f} \quad (4.28)$$

Les perturbations sont généralement considérées comme constantes. Cr peut être modélisé par une entrée échelon. Pour obtenir de bons rejets de perturbation, le théorème de la valeur finale indique que

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{B(s)S(s)}{A(s)S(s) + B(s)R(s)} = 0 \quad (4.29)$$

Pour obtenir une bonne stabilité en régime permanent, nous devons avoir (0) $P_c \neq 0$ et respecter la relation (4.9) L'équation de BEZOUT mène à quatre équations avec quatre inconnues où les coefficients de P_c sont liés aux coefficients de polynômes R et S par la matrice de Sylvester :

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ p_2 \\ p_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & a_0 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & b_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ r_0 \\ r_1 \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

Les coefficients $P_c(s)$ sont déterminés à partir des pôles choisis. La stratégie de placement des pôles est détaillée dans la première partie de chapitre. Les nouveaux pôles pour le système $A(s)$ sont représentés sur la figure (4.6)

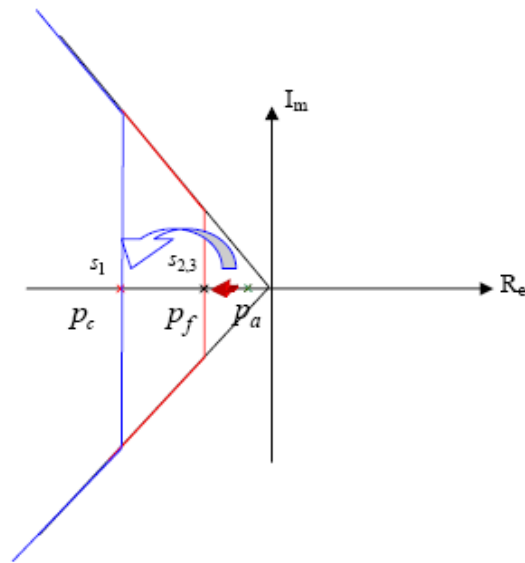


Fig (4.6) Construction des pôles

Nous construisons le polynôme $P_c(s)$ à partir du nouveau pôle obtenu (s_1). Les deux pôles de $F(s)$ sont déduits de ceux de $s. A(s)$, à partir des paramètres de synthèse spécifiés $p_f (s_2, s_3)$. Une étude paramétrique a été réalisée dans l'objectif d'obtenir les coefficients du polynôme

$P_c(s)$:

$$P_c(s) = P_d(s) \cdot P_f(s) = (s + P_d) \cdot (s + P_f)^2$$

$$P_c(s) = s^3 + (P_d + 2P_f) s^2 + (P_f^2 s + 2P_d P_f) s + P_d P_f^2 \tag{4.31}$$

Ce qui nous amène au régulateur suivant

$$R(s) = 0,015 s + 1.1237$$

$$S(s) = 15.9795 s^2 + 1.2841s$$

$$T(0) = R(0) = 1.1237$$

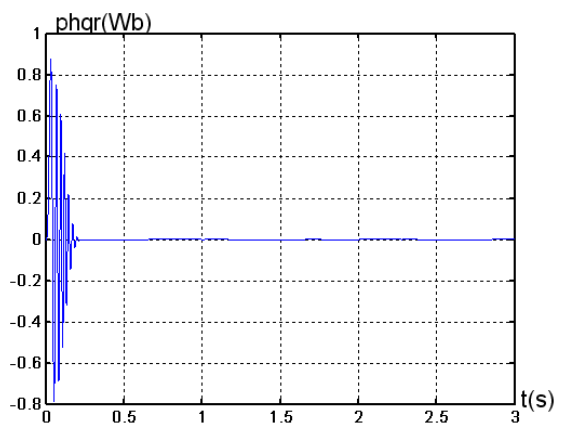
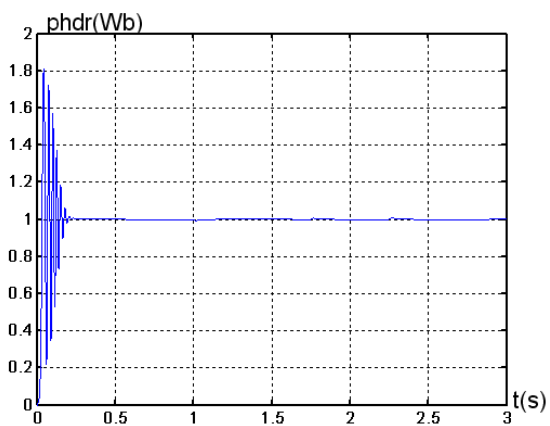
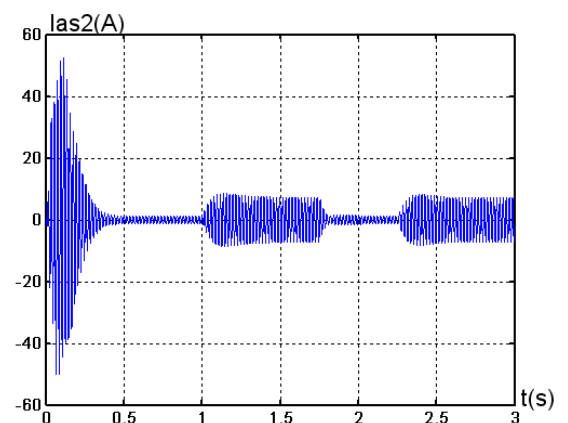
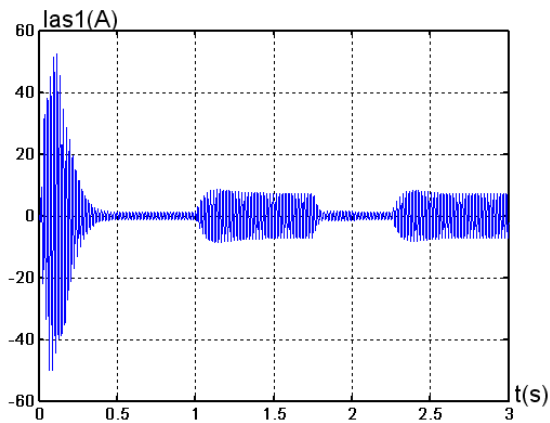
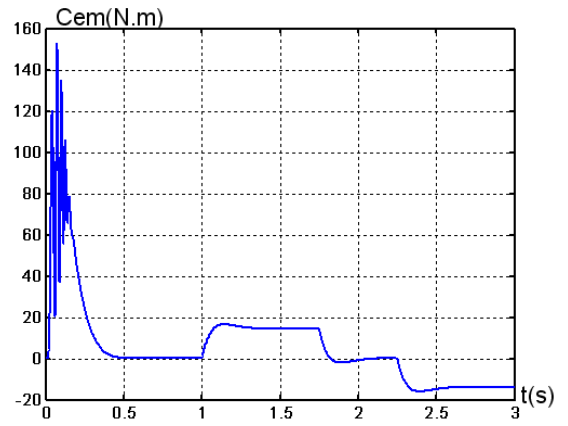
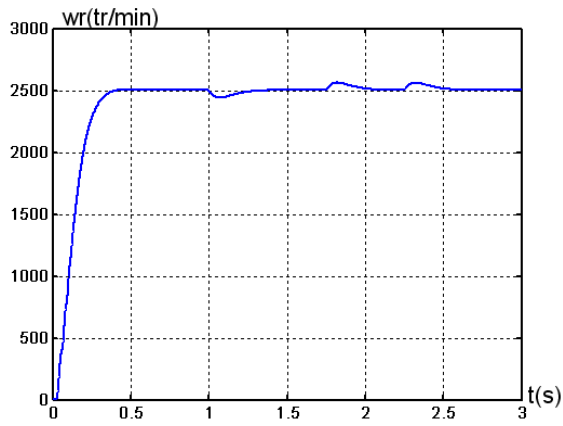
4.4 Résultats de simulation :

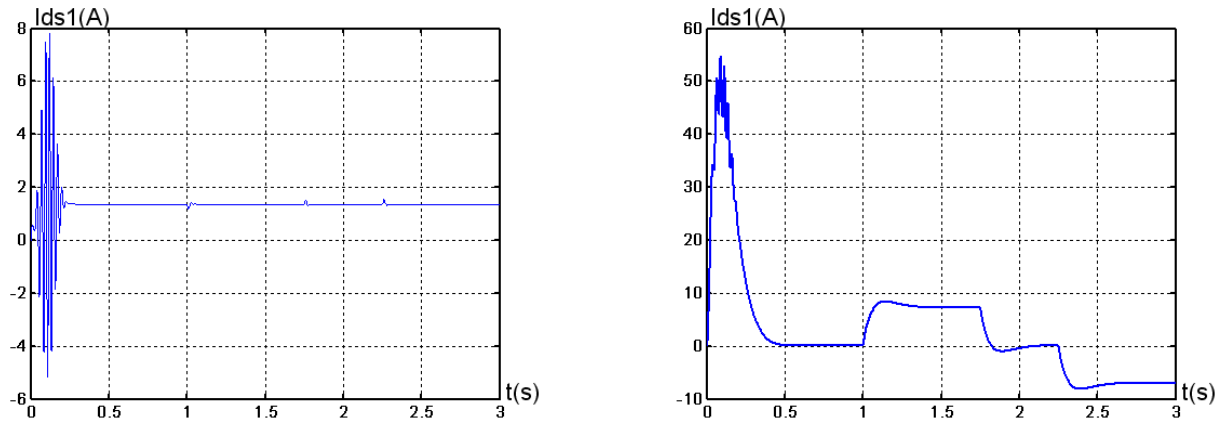
Les résultats de simulation présentés sont réalisés sur MASDE sans onduleur.

En représente initialement la vitesse et le couple de la machine asynchrone double étoile dans le cas d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence 2500 tr/min . À l'instant $t=1s$ on applique un couple résistant de 14 N.m après un démarrage à vide sur la dynamique de la machine asynchrone double étoile à flux orienté, est illustré par la figure (4.7). On constate que le système répond bien au test de la variation du couple de charge. puis à l'instant $t=1.75s$ on évite l'effet du couple résistant (c.-à-d. la machine fonctionne à vide) jusqu'à l'instant $t=2.25s$ on applique un couple qui égale -14 N.m On constate que pour la commandes en temps continu, et

la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation. la figure (4.7) est considérée ce résultat

On peut dire par conséquent que la commande permet une réponse rapide des grandeurs de commande que se soit dans le cas d'une régulation par régulateur RST à temps continu





Fig(4.7) Fig. 3.12 – Régulation de la vitesse par commande RST à partir de $t = 1s$, avec l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$

- **Tests de robustesse**

Afin de tester la robustesse de la commande par r de la MASDE, les mêmes tests que pour la commande vectorielle sont effectués. Rappelons que le premier est celui par inversion de vitesse, et l'autre par la variation de la résistance rotorique.

- **Premier test**

La figure 4.9 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse et du flux rotorique par le commande RST, suivi de l'inversion de la vitesse de 2500 à $-2500tr/mn$ à partir de l'instant $t = 1.5s$.

Cette figure montre clairement que :

Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse (de $t = 0s$ à $1.5s$), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment (figure 4.8).

Au delà de $t = 1.5s$, la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative au bout de $t = 0.4s$ sans aucun dépassement. Le couple électromagnétique atteint $-37N.m$ au moment de l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne négative ($-2500tr/mn$) ; Le courant en quadrature $i_{q1}(A)$ progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique ; les courbes des flux rotoriques observent une légère variation pendant l'inversion de la vitesse.

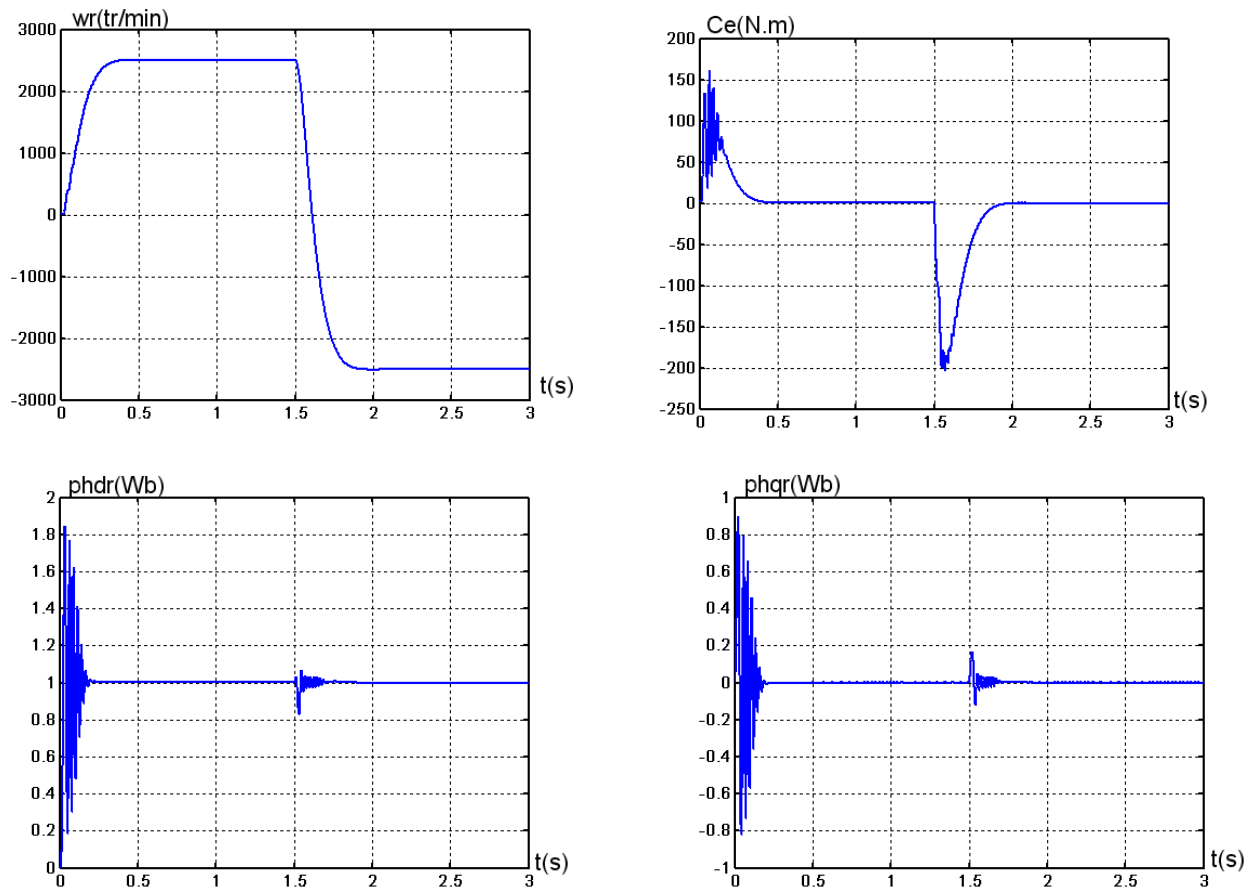


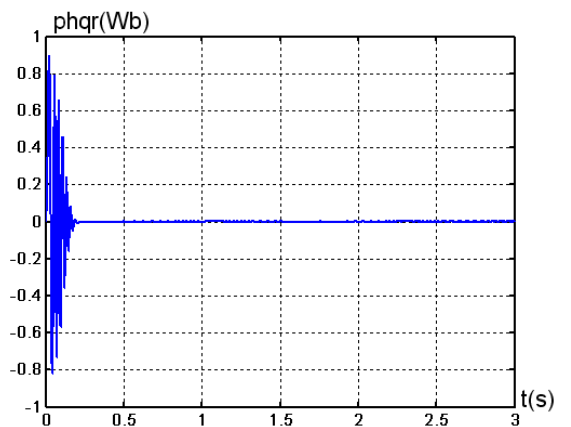
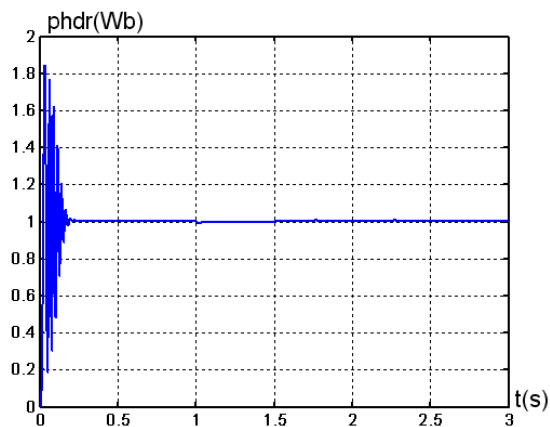
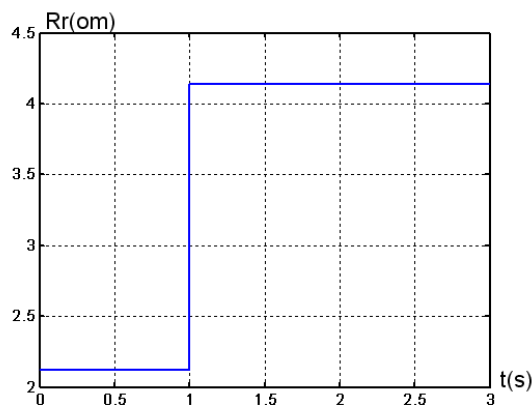
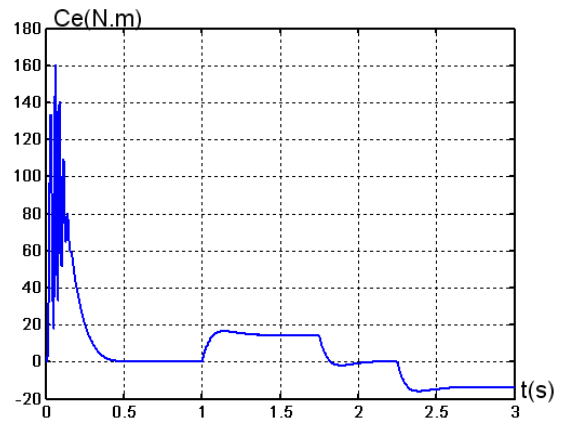
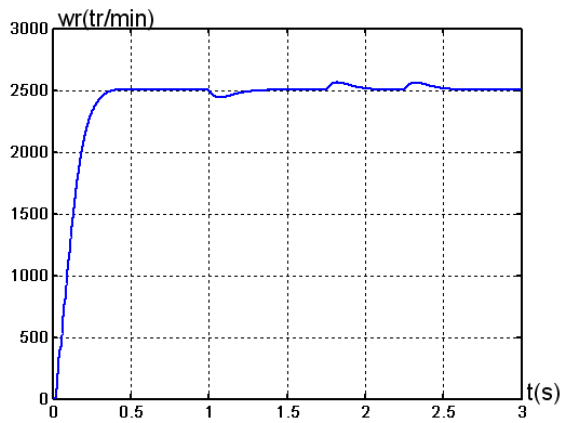
Fig (4.8)– Régulation de la vitesse par la commande RST, suivi de l'inversion de celle-ci de 2500 à -2500 tr/mn à partir de t = 1.5s

• **Second test**

La figure 4.10 représente les caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% à partir de $t = 1s$, avec l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$.

Ces dernières montrent :

Premièrement, une légère diminution de la vitesse (0.187% par rapport à la vitesse de consigne) au moment de l'insertion de la charge $C_r = 14N.m$ et de l'augmentation de la résistance rotorique $t = 1s$. Deuxièmement, la stabilité de l'évolution du couple $C_{em}(N.m)$. Finalement, une légère perturbation est observée par les flux rotoriques, qui est due à l'effet simultané de la variation de la résistance rotorique et de la charge ($C_r = 14N.m$), car à partir de $t = 1.75s$ ils reprennent leurs progressions selon leurs consignes sans perturbation, malgré l'augmentation de la résistance rotorique et de l'application de la charge $C_r = -14N.m$ à partir de $t = 2.25s$.



Fig(4.9)– Régulation de la vitesse par la commande RST, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% à partir de $t = 1$ s, avec l'application des charges $C_r=14$ et -14 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]$

4.6 CONCLUSION

On a présenté dans ce chapitre l'étude et l'application d'une structure de régulation RST en temps continu. Cette technique de régulation présente l'avantage d'une mise en oeuvre simple reposant sur un principe formel de manipulation de polynômes permettant de déboucher sur des fonctions de transfert faciles à traiter. La régulation RST en temps continu donne des résultats très acceptables. Cette technique de régulation a permis de répondre aux objectifs espérés, notamment, le rejet des perturbations, le suivi des consignes et la robustesse de la stabilité face aux variations paramétriques.

De plus, les résultats de simulation montrent que les caractéristiques vitesses, couple et courants atteignent le régime permanent pour un temps de réponse suffisamment court, on constate aussi que la régulation et robustesse vis-à-vis de la variation de la charge ou la perturbation et bien rejeté de même lors de la variation de la consigne.

A travers l'étude comparative, on peut conclure que le régulateur RST présente beaucoup d'avantages par rapport au régulateur PI.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire propose la synthèse d'une commande vectorielle à base d'un régulateur RST de la machine asynchrone double étoile commandée en tension et basée sur l'orientation du flux rotorique.

Le but de ce travail est de réaliser une commande vectorielle plus performante en utilisant un régulateur RST.

- Le premier chapitre a été consacré à la présentation des généralités sur la machine asynchrone multi-phasées, ses applications, ses avantages et ses inconvénients.
- Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone double étoile qui est compliqué, et afin de réduire cette complexité nous avons utilisé la transformation de PARK, nous avons étudié également l'association de cette machine aux deux onduleurs de tension commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI.
- Dans le troisième chapitre nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle directe et indirecte de la MASDE utilisant un réglage classique (régulateur PI) d'où nous avons remarqué que ce réglage classique ne contrôle pas d'une manière satisfaisante le régime transitoire de la MASDE lors du changement de consigne et de l'application de charge.
- Dans le dernier chapitre nous avons étudié la commande vectorielle à base d'un régulateur RST. Les résultats obtenus lors de l'application de ce régulateur montrent les objectifs de régulation que nous cherchons à atteindre concernant la robustesse en termes de stabilité, rejet de perturbations, rapidité et élimination des pics du couple lors la variation de consigne.

Finalement, on peut conclure que cette étude par l'utilisation du régulateur RST représente une bonne robustesse et bonne stabilité lors de fonctionnement de système à régler.

En continuité à ce travail, on propose quelques perspectives, qui se traduisent par l'application des techniques de réglage de l'automatique moderne tels que :

- La commande par la logique floue ;
- La commande adaptative de la MASDE ;
- Etude en simulation des propriétés de *RST-GPC* (commande prédictive généralisée) ;
- Etude et l'application des algorithmes génétique ;

ANNEXE

Annexe A

Force magnétomotrice des enroulements de la MASDE

A.1 Relation générale des équations des ondes pulsatoires et des ondes mobiles

L'expression mathématique d'une onde pulsant sinusoïdalement dans le temps et répartie dans l'espace également sinusoïdalement peut être écrite sous la forme suivante [01] :

$$F(t, x) = F_{\delta m} \sin(\omega t) \cos\left(\frac{2\pi}{T_e} x\right) \quad (\text{A.1})$$

$$\omega t = \frac{2\pi}{T} t$$

T représente la période de l'onde dans le temps ;

T_e représente la période de l'onde dans l'espace ;

$F_{\delta m}$ représente l'amplitude de l'onde.

Dans le cas des machines électriques à courant alternatif $T_e = 2\tau_p$, ou τ_p représente le pas polaire . Par conséquent, on obtient la F.M.M d'un enroulement d'une machine asynchrone pour le premier harmonique suivante :

$$F(t, x) = F_{\delta m} \sin(\omega t) \cos\left(\frac{2\pi}{\tau_p} x\right) \quad (\text{A.2})$$

D'une manière générale :

$$F(t, x) = F_{\delta m} \sin(\omega t - \theta_t) \cos\left(\frac{2\pi}{\tau_p} x - \theta_x\right) \quad (\text{A.3})$$

θ_t : représente la position initiale de l'onde dans le temps ;

θ_x représente la position initiale de l'onde dans l'espace.

A.2 Les forces magnétomotrices (F.M.M) d'une MASDE

✓ Pour la première étoile

$$\begin{cases} F_{a1}(t, x) = F_{\delta m1} \sin(\omega t - \theta_{t1}) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x1}\right) \\ F_{b1}(t, x) = F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \theta_{t1} - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x1} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ F_{c1}(t, x) = F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \theta_{t1} + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x1} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

En additionnant les trois F.M.M des trois phases, on obtient la F.M.M résultante de la première étoile suivante:

$$\begin{aligned}
F_{res1}(t, x) &= F_{a1}(t, x) + F_{b1}(t, x) + F_{c1}(t, x) \\
&= F_{\delta m1} [\sin(\omega t - \theta_{t1}) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x1}\right) \\
&\quad + \sin\left(\omega t - \theta_{t1} - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x1} - \frac{2\pi}{3}\right) \\
&\quad + \sin\left(\omega t - \theta_{t1} + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x1} + \frac{2\pi}{3}\right)] \quad (A.5)
\end{aligned}$$

Après tout calcul fait, on trouve :

$$F_{res1}(t, x) = \frac{3}{2} F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x (\theta_{t1} - \theta_{x1})\right) \quad (A.6)$$

En considérant le point de repère $\theta_{t1} = 0$ et $\theta_{x1} = 0$, on aura l'expression suivante:

$$F_{res1}(t, x) = \frac{3}{2} F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) \quad (A.7)$$

Pour la deuxième étoile

$$\begin{cases}
F_{a2}(t, x) = F_{\delta m2} \sin(\omega t - \theta_{t2}) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x2}\right) \\
F_{b2}(t, x) = F_{\delta m2} \sin\left(\omega t - \theta_{t2} - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x2} - \frac{2\pi}{3}\right) \\
F_{c2}(t, x) = F_{\delta m2} \sin\left(\omega t - \theta_{t2} + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_{x2} + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{cases} \quad (A.8)$$

La F.M.M résultante de la somme des trois F.M.M des trois phases de la deuxième étoile est:

$$F_{res2}(t, x) = F_{a2}(t, x) + F_{b2}(t, x) + F_{c2}(t, x) \quad (A.9)$$

Ce qui aboutit à:

$$F_{res2}(t, x) = \frac{3}{2} F_{\delta m2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x - (\theta_{t2} - \theta_{x2})\right) \quad (A.10)$$

Puisque les deux étoiles sont logées dans le même circuit magnétique, la F.M.M résultante totale est égale à:

$$\begin{aligned}
F_{res}(t, x) &= F_{res1}(t, x) + F_{res2}(t, x) \\
&= \frac{3}{2} F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) + \frac{3}{2} F_{\delta m2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x - (\theta_{t2} - \theta_{x2})\right) \quad (A.11)
\end{aligned}$$

Sachant que les deux étoiles sont identiques (mêmes paramètres électriques magnétiques et géométriques), alors:

$$F_{\delta m1} = F_{\delta m2} = F_{\delta m} \quad (\text{A.12})$$

D'ou la F.M.M totale s'écrit:

$$F_{res}(t, x) = \frac{3}{2} F_{\delta m} [\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) + \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x - (\theta_{t2} - \theta_{x2})\right)] \quad (\text{A.13})$$

Cependant, les exigences d'un meilleur rendement, nécessite la maximisation de la F.M.M totale, ce qui est obtenu si et seulement si $\theta_{t2} = \theta_{x2}$, et on aura par conséquent l'expression de la F.M.M totale suivante:

$$F_{res}(t, x) = \frac{3}{2} F_{\delta m} [\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) + \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x\right)] \quad (\text{A.14})$$

Ce qui nous donne:

$$F_{res}(t, x) = 3 F_{\delta m} [\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x\right)] \quad (\text{A.15})$$

Pour les machines multipages dont les deux étoiles sont de nombre de phases m_1 et m_2 respectivement, on aura les F.M.M résultante suivante:

$$F_{res1}(t, x) = \frac{m_1}{2} F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x - (\theta_{t1} - \theta_{x1})\right) \quad (\text{A.16})$$

$$F_{res2}(t, x) = \frac{m_2}{2} F_{\delta m2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x - (\theta_{t2} - \theta_{x2})\right) \quad (\text{A.17})$$

Avec $m_1 > 1$ et $m_2 > 1$

En additionnant les deux F.M.M résultantes, on aura la F.M.M résultante totale suivante :

$$F_{res}(t, x) = \frac{1}{2} [m_1 F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x - (\theta_{t1} - \theta_{x1})\right) + m_2 F_{\delta m2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x - (\theta_{t2} - \theta_{x2})\right)] \quad (\text{A.18})$$

En choisissant le point de repère $\theta_{t1} = 0$ et $\theta_{x1} = 0$, et sachant que la F.M.M totale maximale s'obtient si et seulement si $\theta_{t2} = \theta_{x2}$, alors l'expression (A.16) devient

$$F_{res}(t, x) = \frac{1}{2} [m_1 F_{\delta m} + m_2 F_{\delta m}] \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_p} x \right) \quad (\text{A.19})$$

D'une façon analogue, on peut additionner les F.M.M des harmoniques supérieurs de chacune des deux étoiles (de m_1 et m_2 phases)

Annexe B

Calcul des grandeurs de la MASDE selon la transformation de Park

B.1 Calcul des tensions directes et quadratiques de la MASDE pour un décalage électrique α quelconque entre les deux étoiles

Les tensions de la MASDE selon le repère de Park (dqo) à partir des tensions réelles sont:

– Pour la première étoile :

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ v_{o1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

Avec:

$$\begin{cases} v_{as1} = V_m \cos \theta \\ v_{bs1} = V_m \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs1} = V_m \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

D'où:

$$\begin{cases} v_{d1} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m [\cos \theta \cos \theta + \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})] \\ v_{q1} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m [\sin \theta \cos \theta + \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})] \\ v_{o1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sqrt{2}} V_m [\cos \theta + \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})] \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

Après tout calcul fait, on trouve:

$$\begin{cases} v_{d1} = \frac{\sqrt{6}}{2} V_m \\ v_{q1} = 0 \\ v_{o1} = 0 \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

Pour la deuxième étoile

$$\begin{pmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \\ v_{o2} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{pmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{pmatrix} \quad (\text{B.5})$$

Avec:

$$\begin{cases} v_{as2} = V_m \cos(\theta - \alpha) \\ v_{bs2} = V_m \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs2} = V_m \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

En introduisant (B.6) dans (B.5) et après tout calcul fait, on aboutit à

$$\begin{cases} v_{d2} = \frac{\sqrt{6}}{2} V_m \\ v_{q2} = 0 \\ v_{o2} = 0 \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

De (B.4) et (B.7), on constate que :

$$\begin{cases} v_{d1} = v_{d2} \\ v_{q1} = v_{q2} \\ v_{o1} = v_{o2} \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

B.2 Calcul des courants directs et quadratiques de la MASDE pour un décalage électrique α quelconque entre les deux étoiles

Sachant que les courants sont déphasés d'un angle Φ par rapport aux tensions, qui est du à l'effet inductif de la machine, donc les équations des courants selon les axes réels seront:

Pour la première étoile

$$\begin{cases} i_{as1} = I_m \cos(\theta - \varphi) \\ i_{bs1} = I_m \cos(\theta - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{cs1} = I_m \cos(\theta - \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

Pour la deuxième étoile

$$\begin{cases} i_{as2} = I_m \cos(\theta - \varphi) \\ i_{bs2} = I_m \cos(\theta - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{cs2} = I_m \cos(\theta - \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

Les courants de la MASDE suivant le repère de Park dqo sont:

$$\begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{o1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

En remplaçant (B.9) dans (B.11) et après tout calcul fait, on aura:

$$\begin{cases} i_{d1} = \frac{\sqrt{6}}{2} I_m \cos \varphi \\ i_{q1} = -\frac{\sqrt{6}}{2} I_m \sin \varphi \\ i_{o1} = 0 \end{cases} \quad (\text{B.12})$$

Pour la deuxième étoile

$$\begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{o2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.13})$$

En poursuivant le même raisonnement que précédemment, on obtient:

$$\begin{cases} i_{d2} = \frac{\sqrt{6}}{2} I_m \cos \varphi \\ i_{q2} = -\frac{\sqrt{6}}{2} I_m \sin \varphi \\ i_{o2} = 0 \end{cases} \quad (\text{B.14})$$

Des systèmes d'équations (B.12) et (B.14), on constate que:

$$\begin{cases} i_{d1} = i_{d2} \\ i_{q1} = i_{q2} \\ i_{o1} = i_{o2} \end{cases} \quad (\text{B.15})$$

D'après les systèmes d'équations (B.8) et (B.15), on remarque que l'angle de décalage électrique $\alpha = \theta_{t2} = \theta_{x2}$ (voir annexe A) entre les deux étoiles n'apparaît pas au niveau des grandeurs (tensions et courants) directes et quadratiques. Toutefois, on conclut que le décalage des deux étoiles engendre seulement le même angle de déphasage au niveau des sources d'alimentation.

Annexe C

Paramètre de la machine asynchrone à double étoile

Puissance nominale	$P_n=4,5\text{kw}$
Tension nominale	$V_n=220\text{V}$
Courant nominale	$I_n=6,5\text{A}$
Nombre de paires de pôles	$p=1$
Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1}=3,72\Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2}=3,72\Omega$
Résistance rotorique	$R_r=2,12\Omega$
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	$J=0,662\text{kg.M}^2$
Coefficient de frottement	$K_f=0,001\text{Nms/rd}$
Fréquence nominale	$f=50\text{Hz}$

BIBLIGRAPHQUES

- ❖ [01] M. Bernard, "Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable," *Revue 3E.In°3.*, pp. 3–8, Juin 1995.
- ❖ [02] D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, "Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machine : analysis, performance evaluation, and DSP implementation," *IEEE Trans on Indus Appl.*, vol. 42, no. 4, pp. 1112–1122, July/August 2006.
- ❖ [03] D. Hadiouche, contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure, Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001.
- ❖ [04] E. A. Klingshirn, "High phase order induction motors—Part I – Description and theoretical consideration," *IEEE Trans Pow App Syst.*, vol. PAS–102, no. 1, pp. 47–53, Jan 1983.
- ❖ [05] L. A. Philip, E. A. Robert, "The history of induction motors in America," *Proceedings of the IEEE.*, vol. 64, no. 9, pp. 1380–1383, Sept 1976.
- ❖ [06] G. K. Singh, "Multi-phase induction machine drive research—a survey," *Electric Power System Research.*, pp. 139–47, vol. 61, 2002.
- ❖ [07] Elkheir Merabet , "Commande Floue Adaptative d' une Machine Asynchrone Double Etoile" Mémoire de Magister en Electrotechnique,, Université de Batna
- ❖ [08] D. Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug, "Study and simulation of space vector PWM control of double-star induction motors," *IEEE–CIEP, Acapulco, Mexico.*,pp. 42–47, October 2000.
- ❖ [09] MERABET Elkhier et BELAYALI Abbas "commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator ".Mémoire d' ingénieure en électrotechnique M'sila
- ❖ [10] J. Camille de Barros, "Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone" Thèse de Doctorat, Université Marseille, France 2003.
- ❖ [11]G. Segulier, et F. Labrique, "Les Convertisseurs de L'électronique de Puissance, vol. 5, Commande et Comportement Dynamique " Edition Tec.Doc, Paris Cedex, 1998.
- ❖ [12] G. Crellet, G. Clerc, *Actionneurs électriques*, Editions Eyrolles, Paris, France,1997.
- ❖ [13] G. A. Capolino, "Commande numérique vectorielle des machines à courant alternatif alimentées en courant," *RGE N°5 /92.*, Mai 1992
- ❖ [14] M. B. Michael , John K. Pedersen, Frede Blaabjerg, "Field-oriented control of an induction motor using random pulsewidth modulation," *IEEE Trans on Indus Appl.*, vol. 37, no. 6, pp. 1777–1785, November/December 2001.
- ❖ [15] M. Pietrzak-david, Bernard de Fornel, "Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle," *SEE Journ'ee d'études Lille.*, pp. 1–19, Lille, Décembre 1992
- ❖ [16] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Pastorelli, C. Zimaglia, "Induction motors field oriented control based on averaged parameters," *In IEEE, 0-7803-1993-1/94.*, pp. 81–87, 1994

- ❖ [17] M. Pietrzak-david, Bernard de Fornel, “Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle,” SEE Journée d’études Lille., pp. 1–19, Lille, Décembre 1992
- ❖ [18] G. K. Singh, K. Nam, S. K. Lim, “A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine,” IEEE Transactions on Industrial Electronics Vol. 52, No. 4, pp. 1177–1184, August 2005
- ❖ [19] A. L. Nemmour, Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation, Mémoire de Magister de l’Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Avril 2002.
- ❖ [20] R .Lateb, « Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d’espace et de temps application a la propulsion marine par Pod » Thèse de Doctorat, Université E.M.P d’ALGER, 19/10/2006 .
- ❖ [21] G. Grellet, G. Clarc, «Actionneur électriques (principe/modèle/commande) », Livre Ed Eyolles , 2000.
- ❖ [22] T.Boutabba, « Commande vectorielle d’une machine asynchrone par régulateur de vitesse RST » Mémoire de d’ingénieur, Batna 2004 .
- ❖ [23] J.F. Yhuel, S. Siala, J.C. Le Claire « Current Fed Induction Machine » L.A.R.G.E. - "GE U", Saint Nazaire, France.
- ❖ [24] M. Kostenko, L. Piotrovski, Machines électriques, Tome II, Editions Mir, Moscou, 1979

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE**

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par :

Mme. BENALIA Leila.

Présenté par :

TERKI Antara.

ABDELKRIM Ammar.

Thème :

**COMMANDE PAR RST DE LA MACHINE
ASYNCHRONE A DOUBLE ÉTOILE**

Résumé:

Ce mémoire, présente une étude de la modélisation, de la commande en vitesse de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension.

La transformation de Park permet d'obtenir un modèle de la machine. Deux commandes sont appliquées pour régler la vitesse de la machine ; l'une vectorielle avec ses deux variantes directe et indirecte à base de régulateur linéaires de type PI et l'autre commande par régulateur numérique RST.

Des résultats de simulation sont présentés pour montrer la robustesse de ces techniques de Commande En tenant de la saturation, un modèle de la machine double étoile.

Mots clés:

Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE), Onduleur de tension, Commande vectorielle, Régulateur PI, Régulateur RST.