

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université A. MIRA Bejaïa
Faculté de technologie
Département de Génie Electrique



Mémoire de Fin d'Etude

En vue de l'obtention du Diplôme Master en Électrotechnique

Option : Électrotechnique Industrielle

Thème :

Etude par simulation d'un actionneur électrique à base d'une machine asynchrone à double étoile

Présenté par :

Mlle : BOUDEBBOUZ Ouarda

Mlle : BOUDJEMIL Nesrine

Encadré par :

Mr : AOUZELLAG Djamel

Mr : HASSAINI Fayçal

**Année Universitaire
2023/2024**

Remerciements

Tout d'abord, nous tenons à remercier DIEU le tout puissant de nous avoir guidé

Et donné le courage et la volonté de réaliser ce travail.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude envers nos promoteurs

*Mr **AOUZELLAG Djamal** et Mr **HASSAINI Fayçal** pour leurs encadrements, conseils avisés
et leurs soutiens tout au long de la rédaction de ce mémoire.*

*Nos plus vifs remerciements vont aussi aux membres du jury d'avoir
accepté d'examiner ce modeste travail et de contribuer à améliorer sa qualité.*

*Nous remercions également Dr **HAMITUCHE Kamel** pour son aide.*

*On exprime nos profonds remerciements pour notre ami **BOUHIRED Aissa** pour son
aide, soutien et encouragement.*

*Nos remerciements sincères à nos familles qui nous ont encouragé et soutenu pendant
notre parcours universitaire.*

Dédicace

*Merci Allah de m'avoir donné la capacité d'écrire et de réfléchir, la force d'y croire, la
patience d'aller jusqu'au bout du rêve*

Je dédie ce modeste travail :

À Ma très chère mère « Farida » et mon très cher père « Brahim » pour leurs soutiens,

Leurs patiences et leurs confiances.

Qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude pour

Tout ce qu'ils font pour moi « que Dieu vous garde et vous bénisse »

À ma sœur Lynda et mon frère Anis

À Ma grand-mère que Dieu ait pitié de lui,

Ma tante Rima et Mes oncles,

Merci pour leurs amours et leurs encouragements

À mon cher ami « Aissa »,

Sans oublier mes sincères remerciements

À ma chère binôme « Nesrine »

Toute ma grande famille,

A toutes mes amis

Ouarda

Dédicace



Je dédie ce modeste travail :

*À ma chère mère Farida, dont l'amour et la sagesse m'ont guidé à travers les chemins
de la connaissance et de la découverte.*

*À mon père Lakhdar, dont la force et le soutien inébranlables m'ont permis de
poursuivre mes rêves avec détermination.*

*À mes frères et sœurs, compagnons de toujours, qui ont partagé avec moi les joies et
les peines, et dont la présence a été un pilier dans ma vie.*

*À mon mari Cherif, partenaire de vie et de cœur, qui a su être le refuge et
l'encouragement dans les moments de doute et la célébration dans les instants de réussite*

*À toute ma famille et amis en particulier Aissa, Kader, Sara, Nassima, Meslissa, Syla,
et ma binôme Ouarda.*

Nesrine

Remerciements

Dédicaces

Sommaire

Liste des symboles

Alphabet grec

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction Générale..... 1

Chapitre I : Généralités sur les machines multiphasées

I.1 Introduction..... 3

I.2 Historique..... 3

I.3 Machine asynchrone 3

 I.3.1 Définition 3

 I.3.2 Constitution 4

 I.3.3 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone 6

I.4 Caractéristiques des machines multiphasées 6

 I.4.1 Machine multiphasées type 1 6

 I.4.2 Machines multiphasées type 2 8

 I.4.3 Domaine d'application 10

 I.4.4 Avantages des machines multiphasées 10

 I.4.5 Inconvénients des machines multiphasées 11

I.5 Caractéristiques des machines à double étoile..... 11

 I.5.1 Définitions des machines asynchrones à double étoile..... 11

 I.5.2 Avantages des machines asynchrones à double étoile 11

 I.5.3 Inconvénients des machine double étoile 12

I.6 Conclusion 12

Chapitre II : Modélisation et simulation de la machine asynchrone à double étoile

II.1 Introduction	13
II.2 Description de la machine asynchrone à double étoile.....	13
II.3 Modélisation de la machine asynchrone à double étoile	14
II.3.1 Hypothèses simplificatrices	14
II.3.2 Modèle naturel de la machine asynchrone à double étoile	14
II.3.2.1 Equations électriques	14
II.3.2.2 Equations magnétiques.....	16
II.3.2.3 Expression du couple électromagnétique.....	17
II.3.3 Modèle biphasé de la MASDE.....	18
II.3.3.1 Transformation de Park.....	18
II.3.3.2 Choix du référentiel.....	19
II.3.3.3 Application de la transformation de Park à la MASDE.....	20
II.3.4 Représentation d'état de la MASDE.....	24
II.4 Simulations numériques	24
II.4.1 Simulation et interprétations des résultats dans le cas les deux étoiles identiques.....	25
II.4.2 Simulation et interprétations des résultats dans le cas les deux étoiles non identiques	29
II.4.3 Comparaisons des résultats	32
II.4.3.1 Comparaison entre le modèle naturel (a,b,c) et le modèle d'axe (d,q,o)	32
II.4.3.2 Comparaison entre les deux cas d'étude	32
II.5 Alimentation de la MASDE par un onduleur de tension à commande MLI	32
II.5.1 Modélisation de l'onduleur de tension à MLI.....	32
II.5.2 Stratégie de commande de l'onduleur	34
II.5.3 Commande par modulation sinus-triangle	34
II.5.4 Association de la MASDE- deux onduleurs de tension à commande MLI.....	35
II.6 Simulations et interprétations des résultats	36
❖ Machine à double étoile à paramètres identiques.....	37
❖ Machine à double étoile à paramètres non identiques	38
II.7 Conclusion	39

Chapitre III : Commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile

III.1 Introduction	41
III.2 Origines de la commande vectorielle.....	41
III.3 Principe de fonctionnement.....	41
III.4 Procédé d'orientation du flux.....	42
III.5 Méthodes de la commande vectorielle	42
III.5.1 Méthode directe.....	43
III.5.2 Méthode indirecte	43
III.6 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse	43
III.6.1 Identification des paramètres des régulateurs PI.....	45
III.6.2 Application de la commande indirecte sur la MASDE	47
III.7 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse	49
III.7.1 Bloc de défluxage.....	49
III.7.2 Simulation et interprétations des résultats	50
III.8 Conclusion.....	53
Conclusion générale	54
Références bibliographiques	55
Résumé	

Liste des symboles

C

C_{em}	Couple électromagnétique	(N. m)
$C_{em1,2}$	Couples électromagnétiques de l'étoile 1 et 2	(N. m)
C_{emt}	Couple électromagnétique total	(N. m)
$C_{em1,2}^*$	Couples électromagnétiques de référence	(N. m)
$C_{emt1,2}^* (lim)$	Couples électromagnétiques de référence limite	(N. m)
$C_{emMax1,2}$	Couples électromagnétiques maximale de l'étoile 1 et 2	(N. m)
C_p	Coefficient de puissance	
C_{p_max}	Coefficient de puissance maximale	
C_r	Couple résistant	(N. m)

E

E	Tension continue	(V)
$E_{1,2}$	Tensions continues des deux étoiles de la MASDE	(V)

F

f	Fréquence des tensions	(Hz)
f_r	Fréquence des tensions de références des onduleurs	(Hz)
f_p	Fréquence de la porteuse	(Hz)
f_i	Fonction de connexion logique des bars d'onduleur	

G

g	Glissement	
-----	------------	--

I

i_a, i_b, i_c	Courants triphasés de l'onduleur	(A)
$i_{sa,b,c 1,2}$	Courants triphasés statoriques (étoile 1 et 2)	(A)

$i_{ra,b,c}$	Courants triphasés rotoriques	(A)
i_{s1}, i_{s2}, i_r	Matrices des courants triphasés statoriques et rotoriques	(A)
i_{ds1}, i_{qs1}	Courants statoriques de l'étoile 1 dans le repère de Park (d, q)	(A)
i_{ds2}, i_{qs2}	Courants statoriques de l'étoile 2 dans le repère de Park (d, q)	(A)
i_{dr}, i_{qr}	Courants rotorique dans le repère de Park (d, q)	(A)
I_a	Courant de l'induit d'une machine à courant continu	(A)
I_F	Courant de l'inducteur d'une machine à courant continu	(A)
i_{ds}^*	Courant statorique direct total de référence	(A)
$i_{dc1,2}$	Courants du bus continu de l'étoile 1 et 2	(A)

J

J	Moment d'inertie des parties tournantes	($kg.m^2$)
-----	---	--------------

K

K_i, K'_i	Paire transistor diode d'un bras d'onduleur	
K, K'	Coefficients du couple d'une machine à courant continu	
K''	Constante des couples de la MASDE	
K_f	Coefficient de frottement de la MASDE	$N.m.s/rd$
K_p, K_i	Gain proportionnel et intégral du régulateur PI	
$K_{ps1,2}, K_{is1,2}$	Gain proportionnel et intégral du régulateur PI de la régulation des courants statoriques de la MASDE	
K_{pv}, K_{iv}	Gain proportionnel et intégral du régulateur PI de la régulation de la vitesse de la MASDE	
K_{pf}, K_{if}	Gain proportionnel et intégral du régulateur PI de la régulation du flux de la MASDE	

L

L_{s1}	Inductance de fuite d'une phase de l'étoile 1	(H)
L_{s2}	Inductance de fuite d'une phase de l'étoile 2	(H)
L_r	Inductance de fuite d'une phase du rotor	(H)
$[L_{s1,s1}]$	Matrice des inductances étoile 1	(H)
$[L_{s1,s2}]$	Matrice des inductances étoile 1-étoile 2	(H)
$[L_{s1,r}]$	Matrice des inductances étoile 1-rotor	(H)
$[L_{s2,s2}]$	Matrice des inductances étoile 2	(H)
$[L_{s2,s1}]$	Matrice des inductances étoile 2-étoile 1	(H)
$[L_{s2,r}]$	Matrice des inductances étoile 2-rotor	(H)
$[L_{r,r}]$	Matrice des inductances du rotor	(H)
$[L_{r,s1}]$	Matrice des inductances rotor-étoile 1	(H)
$[L_{r,s2}]$	Matrice des inductances rotor-étoile 2	(H)
L_m	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor	(H)
L_{ms}	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique	(H)
L_{mr}	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique	(H)
L_{sr}	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor	(H)
L_a	Coefficient des inductances	

 M

min	Minute
m	Indice de modulation

N

n_{ph}	Nombre de phases des machines multiphasées	
n_{pha}	Nombre équivalent de phases des machines multiphasées	
N_s	Vitesse synchronisme	(<i>tr/min</i>)

P

p	Nombre de paire de pôles	
P_{abs}	Puissance absorbée de la MASDE	(<i>W</i>)
P_{em}	Puissance électromagnétique de la MASDE	(<i>W</i>)
P	Opérateur de Laplace	

R

R_{s1}, R_{s2}, R_r	Résistances d'une phase de l'étoile 1, étoile 2 et du rotor	(Ω)
r	Coefficient de réglage en tension	

T

tr	Tours	(<i>s</i>)
T_i, T'_i	Fonction de connexion logique des interrupteurs d'un onduleur	
t	Temps	(<i>s</i>)
T_p	Période de la porteuse triangulaire	(<i>s</i>)
T	Constante du temps d'une fonction de premier ordre	

U

U_{dc}	Tension du bus continu	(<i>V</i>)
U_a	Tension d'alimentation de l'induit de la machine à courant continu	(<i>V</i>)

U_F Tension d'alimentation de l'inducteur de la machine à courant continu (V)

V

v_{AB}, v_{BC}, v_{CA} Tensions entre phase de l'onduleur (V)

v_{AN}, v_{BN}, v_{CN} Tensions simples de l'onduleur (V)

$v_{as1}, v_{bs1}, v_{cs1}$ Tensions triphasées statoriques de l'étoile 1 (V)

$v_{as2}, v_{bs2}, v_{cs2}$ Tensions triphasées statoriques de l'étoile 2 (V)

v_{ar}, v_{br}, v_{cr} Tensions triphasées rotoriques (V)

$[v_{s1}], [v_{s2}], [v_r]$ Matrices des tensions triphasées statoriques et rotoriques (V)

v_{ds1}, v_{qs1} Tensions statoriques de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d, q) (V)

v_{ds2}, v_{qs2} Tensions statoriques de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d, q) (V)

$v_{refa,b,c,1,2}$ Tensions de références sinusoïdales des onduleurs (V)

v_m Valeur crête des tensions de références des onduleurs

v_{pm} Amplitude de la tension triangulaire de la porteuse

v_{ds1r}, v_{qs1r} Tensions de régulations des expressions de références de l'étoile 1 (V)

v_{ds2r}, v_{qs2r} Tensions de régulations des expressions de références de l'étoile 2 (V)

v_{ds1c}, v_{qs1c} Tensions de compensations des expressions de références de l'étoile 1 (V)

v_{ds2c}, v_{qs2c} Tensions de compensations des expressions de références de l'étoile 2 (V)

W

W_{mag} Energie magnétique (J)

Alphabet grec

α	Angle électrique de décalage entre étoiles de type 1 et entre phase de type 2	(rd)
α_m	Angle mécanique de décalage entre étoiles de type 1 et entre phase de type 2	(rd)
$\varphi_{sa1}, \varphi_{sb1}, \varphi_{sc1}$	Flux triphasés statoriques de l'étoile 1	(Wb)
$\varphi_{sa2}, \varphi_{sb2}, \varphi_{sc2}$	Flux triphasés statoriques de l'étoile 2	(Wb)
$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$	Flux triphasés rotoriques	(Wb)
$[\varphi_{ra}], [\varphi_{rb}], [\varphi_{rc}]$	Matrices des flux statoriques et rotorique	(Wb)
φ_F	Flux d'excitation d'une machine à courant continu	(Wb)
$\varphi_{md,q}$	Flux magnétisant dans le repère de Park (d, q)	(Wb)
φ_m	Flux magnétisant total	(Wb)
$\varphi_{ds1}, \varphi_{qs1}$	Flux statoriques de l'étoile 1 dans le repère de Park (d, q)	(Wb)
$\varphi_{ds2}, \varphi_{qs2}$	Flux statoriques de l'étoile 2 dans le repère de Park (d, q)	(Wb)
$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$	Flux rotoriques dans le repère de Park (d, q)	(Wb)
$\varphi_{dg}, \varphi_{qg}$	Flux d'entrefer dans le repère de Park (d, q)	(Wb)
φ_g	Flux d'entrefer total dans le repère de Park (d, q)	(Wb)
φ_s	Flux statorique total dans le repère de Park (d, q)	(Wb)
φ_r	Flux rotorique total dans le repère de Park (d, q)	(Wb)
$\varphi_{d,q \text{ rest}}$	Flux rotoriques (d, q) estimés dans le repère de Park (d, q)	(Wb)
φ_{rest}	Flux rotorique total estimé	(Wb)
φ_n	Flux nominal rotorique de la machine	(Wb)
λ	Rapport de vitesse	
$\lambda_{1,2}$	Constantes d'inductances	
λ_{opt}	Rapport de vitesse optimal	
μ	Constantes d'inductances	
Ω_r	Vitesse rotorique de la machine	(rd/s)

Ω_s	Vitesse de synchronisme	(rd/s)
ω_{coord}	Vitesse angulaire du référentielle de Park (d, q)	(rd/s)
ω_s	Pulsation électrique fondamentale des grandeurs statoriques	(rd/s)
ω_r	Pulsation électrique fondamentale des grandeurs rotoriques	(rd/s)
ω_{gl}	Pulsation électrique fondamentale de glissement	(rd/s)
θ_m	Angle de position mécanique entre étoiles	(rd)
θ_e	Angle de position électrique entre étoiles	(rd)
θ_r	Angle de position rotorique	(rd)
θ	Angle de rotation dans le référentiel de Park (d, q)	(rd)
τ_r	Constantes du temps électrique	(s)
* (exposant)	Symbole de référence	

Liste des figures

Chapitre I

Figure (I.1) : Constitution d'une machine asynchrone à cage.....	4
Figure (I.2) : Différentes types de rotor	5
Figure (I.3) : Différentes formes de barres.....	5
Figure (I.4) : Structure d'un rotor en cage d'écureuil	5
Figure (I.5) : Exemple d'application d'une machine multiphasée à six phases.....	10

Chapitre II

Figure (II.1) : Représentation schématique des enroulements de la MASDE	14
Figure (II.2) : Représentation schématique de modèle de Park de la MASDE.....	19
Figure (II.3) : Allure du couple électromagnétique.....	25
Figure (II.4) : Allure de la vitesse de rotation	26
Figure (II.5) : Allures de courants statoriques.....	27
Figure (II.6) : Allure des courants rotoriques.....	27
Figure (II.7) : Allure des courants statoriques direct et en quadrature des deux étoiles	28
Figure (II.8) : Allure du flux rotoriques direct et en quadrature	29
Figure (II.9) : Allure du couple électromagnétique.....	30
Figure (II.10) : Allure de la vitesse de rotation	30
Figure (II.11) : Allure des courants statoriques.....	31
Figure (II.12) : Allure des courants rotoriques.....	31
Figure (II.13) : Schéma d'un onduleur de tension triphasée.....	33
Figure (II.14) : Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle	35

Figure (II.15) : Association MASDE-Convertisseur de tension à commande MLI.....	36
Figure (II.16) : Evolution des caractéristiques de la MASDE à paramètres non identiques....	38
Figure (II. 17) : Evolution des caractéristiques de la MASDE à paramètres non identiques...	39

Chapitre III

Figure (III.1) : Principe de pilotage vectorielle de la MCC et de la MASDE.....	42
Figure (III.2) : Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC).....	43
Figure (III.3) : Schéma d'un système asservi de premier ordre régulé par un régulateur PI ...	46
Figure (III.4) : Schéma d'un régulateur PI des courants statoriques.....	46
Figure (III.5) : Schéma de la commande FOC sans régulation de vitesse	47
Figure (III.6) : Représentation schématique du bloc de découplage FOC	48
Figure (III.7) : Schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse.....	49
Figure (III.8) : Schéma de défluxage	49
Figure (III.9) : Schéma de la boucle de régulation de la vitesse rotorique	50
Figure (III.10) : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte,avec les paramètres identiques.....	52
Figure (III.11) : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, avec les paramètres non identiques.....	53

Liste des tableaux

Tableau I. 1: Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 1) 7

Tableau I. 2: Machines multiphasées dont le nombre statorique est un nombre impair (machine multiphasées de type 2) 9

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction Générale

Les machines à courant continu (MCC) ont été largement utilisées dans l'industrie pendant de nombreuses années, en particulier pour leur capacité à fonctionner en moteur à vitesse variable [1]. Cependant, les progrès de l'électronique de puissance, des méthodes de commandes avancées et de l'informatique ont permis le développement de technologies alternatives plus performantes comme les moteurs synchrones et asynchrones.

La machine asynchrone, également appelée machine à induction, est de plus en plus utilisée dans les applications industrielles en raison de ses nombreux avantages. Robustesse, fiabilité, faible coût, peu d'entretien, bonne standardisation et simplicité de construction [2].

L'avantage de la machine asynchrone est qu'elle est utilisée comme moteur électrique et les machines synchrones sont d'avantage utilisées comme générateurs. Cependant, ces dernières années, la recherche dans le domaine des énergies renouvelables a conduit à l'introduction de machines asynchrones comme générateurs en raison de leurs avantages, notamment en l'absence des contacts glissants [3].

La machine asynchrone double étoile (MASDE) est l'une des machines multiphasées qui a deux enroulements triphasés identiques. Les enroulements statoriques des deux étoiles sont décalés d'un angle électrique de 30° . Ces enroulements possèdent le même nombre de pôles et reçoivent la même fréquence d'alimentation. Le rotor conserve la structure d'une machine triphasée, ce qui lui permet d'être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour créer un enroulement triphasé [4]. En plus de la segmentation de puissance et de la redondance intéressante qu'elle propose, une telle machine présente l'avantage de diminuer considérablement les fluctuations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques.

Parmi les convertisseurs les plus couramment utilisés, on retrouve les gradateurs et les onduleurs. Les onduleurs permettent d'alimenter la charge à partir d'une source DC, c'est un convertisseur DC-AC [5].

Le système d'entraînement à base d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension présente de nombreux avantages : une structure de machine simple, solide et robuste, ainsi que des techniques de commande devenues performantes grâce aux avancées en matière de semi-conducteurs de puissance et de technologies numériques. Cet ensemble convertisseur-machine reste néanmoins limité à la partie inférieure de la plage des puissances élevées (jusqu'à quelques MW), en raison des contraintes électriques des semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation.

Grâce à l'évolution de la méthode de contrôle d'un onduleur appelée modulation de largeur d'impulsion (MLI), le contrôle des onduleurs a été amélioré, ce qui permet une meilleure maîtrise de transite l'énergie électrique et une plus grande précision dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. La machine asynchrone double étoile à rotor à cage d'écureuil a une commande similaire à celle d'une machine triphasée, alimentée par deux onduleurs de tension commandés par MLI. Cette étude utilise une simulation numérique pour

prévoir les différents comportements du système, qu'ils soient en régime statique ou dynamique [6].

L'étude de la MASDE, sa structure, sa modélisation, son alimentation ainsi que sa commande, font l'objet des trois chapitres qui constituent ce projet de fin d'étude tel que :

Le premier chapitre est consacré à la présentation brève de quelques généralités sur les machines multiphasées dans lesquelles sont illustrées, au passage, les avantages, les inconvénients et les domaines d'application de la machine à double étoile.

Dans le deuxième chapitre, la modélisation de la MASDE alimentée en tension sera présentée. La simulation de ce modèle sera effectuée pour montrer les contraintes de la machine en boucle ouverte, et la modélisation d'un onduleur à deux niveaux sera présentée ainsi que l'alimentation de la MASDE par ces onduleurs.

Le troisième chapitre présentera la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE. On va aborder d'abord le principe de la commande et ses diverses méthodes, puis on applique la méthode indirecte à la MASDE.

Enfin, on termine avec une conclusion générale qui synthétisera les points les plus marquants de ce mémoire et récapitulera ainsi en gros le travail abordé.

CHAPITRE I

I.1 Introduction

Parmi plusieurs types de machines électriques, les machines asynchrones sont le type de machines électriques le plus utilisé dans l'industrie. Mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multiphasées".

Ce chapitre permettra d'une part de présenter l'histoire des machines électriques, les caractéristiques intrinsèques des machines multiphasées, leurs avantages et inconvénients, et d'autre part d'introduire la MASDE, ses avantages et inconvénients, et de la situer dans l'ensemble des machines multiphasées.

I.2 Historique

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique, l'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée.

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 1848 apparaissaient 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 1865 l'Italien Antonio Pacinotti 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.)

En 1889, Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski, électricien allemand d'origine russe, inventa la première machine asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil [7].

À partir de la fin des années vingt, les machines à deux enroulements triphasés au stator sont introduites pour développer la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance et les machines asynchrones multiphasées [8].

I.3 Machine asynchrone

I.3.1 Définition

La machine asynchrone est une machine électrique tournante, fonctionnant sur le réseau alternatif de fréquence f ayant $2p$ pôles, a une vitesse différente de celle du synchronisme N_s définie par :

$$N_s = \frac{60f}{p} \quad (\text{I.1})$$

I.3.2 Constitution

L'organisation d'une machine asynchrone triphasée est montré sur figure (I.1), elle est constituée d'une partie fixe (stator) et d'une partie tournante (rotor) magnétiquement couplées.

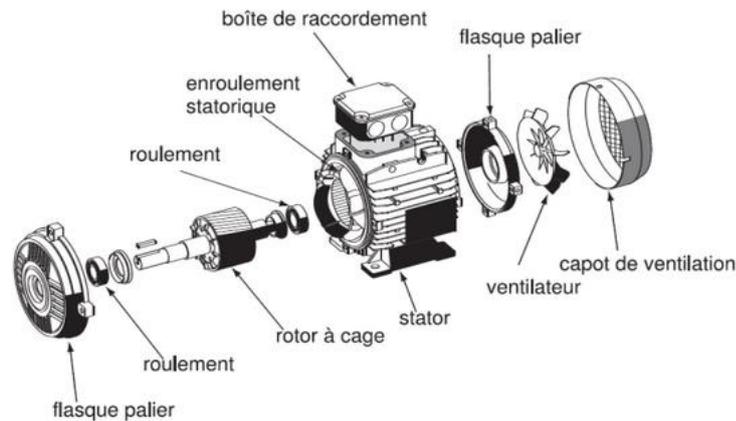


Figure (I.1) : Constitution d'une machine asynchrone à cage

a) Stator

C'est la partie fixe du moteur, le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles minces identiques en forme de couronne qui constituent un cylindre vide, ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage monophasé, biphasé, triphasé ou multiphasées. Cette couronne est serrée dans une carcasse en fonte.

b) Rotor

Le rotor est la partie tournante d'un moteur, le rotor porte l'enroulement dans lequel doit circuler les courants induits. En pratique, on distingue généralement deux types de rotor de la MAS :

- Rotor à cage d'écureuil ;
- Rotor bobiné ;

La (figure I .2) représente les Différents types de rotor.

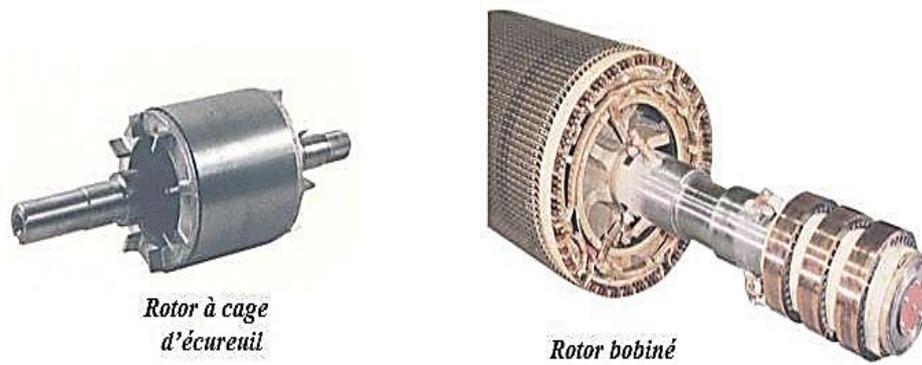


Figure (I.2) : Différents types de rotor

b.1) Rotor à cage d'écureuil

C'est le plus fréquent. Ce type de rotor a été inventé par Michail Ossipowitsch Doliwo - Dobrowolski au début des années 1890. Ces rotors sont constitués de tôles ferromagnétiques et de barres conductrices régulièrement réparties à la périphérie du rotor. Les barres sont reliées entre elles à travers deux anneaux de court-circuit. On peut rencontrer plusieurs formes de barres, comme la figure (I.3) les illustrent [9].

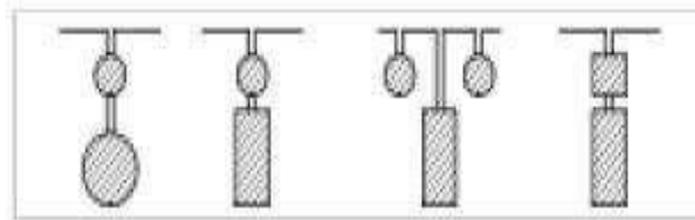


Figure (I.3) : Différentes formes de barres

Les tôles ferromagnétiques servent à guider les lignes de champs tandis que les barres accueillent les courants induits. Ces rotors sont réalisés à partir d'un empilement de tôles découpées et isolées les unes des autres (feuilletage) dans lesquelles on injecte un matériau conducteur de manière à constituer les barres ainsi que les anneaux de court-circuit. Le matériau constituant les barres et les anneaux de court-circuit est généralement un alliage à base d'aluminium, mais on peut aussi rencontrer du cuivre ou du laiton figure (I.4) [9].

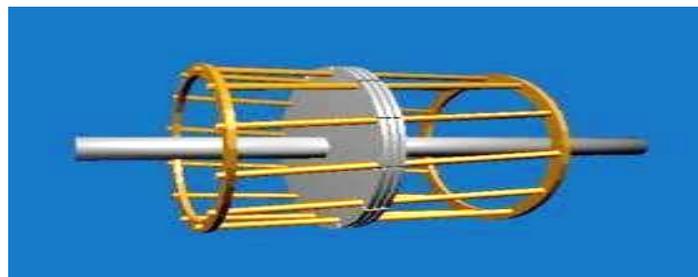


Figure (I.4) : Structure d'un rotor en cage d'écureuil

On distingue deux types de rotor à cage :

- Rotor à simple cage
- Rotor à double encoche ou à encoches profondes

b.2) Rotor bobiné

Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé d'enroulement de trois phases raccordées généralement en étoile avec un neutre flottant, l'extrémité libre de chaque phase est reliée à une bague tournante avec l'arbre. Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer un rhéostat ou un convertisseur statique avec l'enroulement rotorique, actuellement les machines asynchrones à base de ce type de rotor sont les plus utilisées les éoliennes off-shore.

I.3.3 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

Lorsqu'on alimente l'enroulement statorique par un système triphasé de courant symétrique de fréquence f de pulsation $\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f$, les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme.

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{I.2})$$

L'enroulement du rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux : loi de Lenz. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique [9].

I.4 Caractéristiques des machines multiphasées

On distingue habituellement deux types de machines multiphasées, selon le nombre de phases statoriques qui est ou non un multiple de trois, on peut les classer en deux groupes « machines multiphasées de type 1 » et « machines multiphasées de type 2 » [11].

I.4.1 Machine multiphasées type 1

Les machines multiphasées de "type 1" sont des machines dont le nombre de phases statoriques « q » est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en étoiles triphasées : $q=3n$ ($n=1, 2, 3, 4, \dots$) [11].

Pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire (α) entre deux bobines [12].

Pour se différencier entre les configurations possibles, il s'avère donc nécessaire d'introduire un coefficient nommé « nombre équivalent de phases » avec α étant l'angle de décalage entre deux phases. Le coefficient est donné par la formule (I.3) :

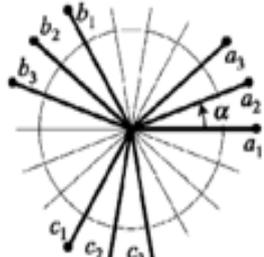
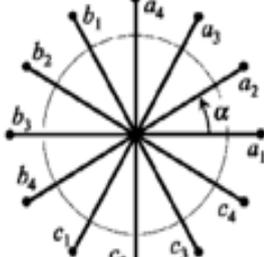
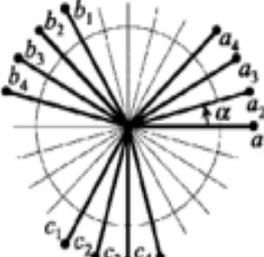
$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (I. 3)$$

Avec : q_α : Nombre équivalent de phases ; α : l'angle de décalage entre deux phases.

Pour plus de compréhension le tableau (I.1) donne le détail de quelques exemples de machines multiphasées type 1 [8].

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

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	

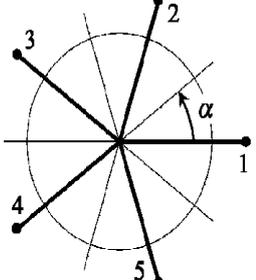
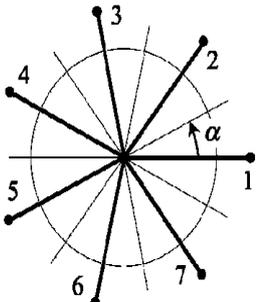
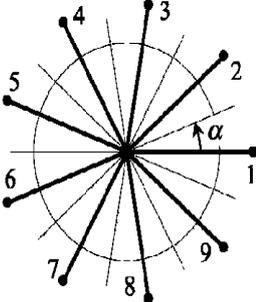
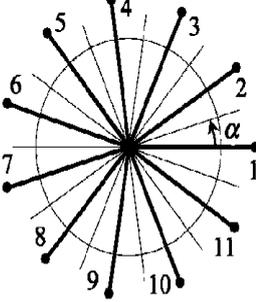
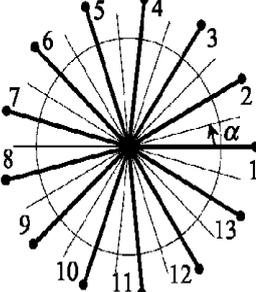
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	
12	12	$\pi/12$	

I.4.2 Machines multiphasées type 2

Les machines multiphasées de "type 2" sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{\alpha} = 2a$. (I.4)

Pour plus de compréhension le tableau (I.2) donne le détail de quelques exemples de machines multiphasées type 2 [8].

Tableau I. 2: Machine multiphasées dont le nombre statorique est un nombre impair (machine multiphasées de type 2)

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
5	5	$\pi/5$	
7	7	$\pi/7$	
9	9	$\pi/9$	
11	11	$\pi/11$	
13	13	$\pi/13$	

I.4.3 Domaine d'application

Les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées de fait qu'elles assurent un fonctionnement en mode dégradé.

Elles sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc.

Une autre application concerne de multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne, elle génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux qui sont résumées dans la figure (I.5) [14].

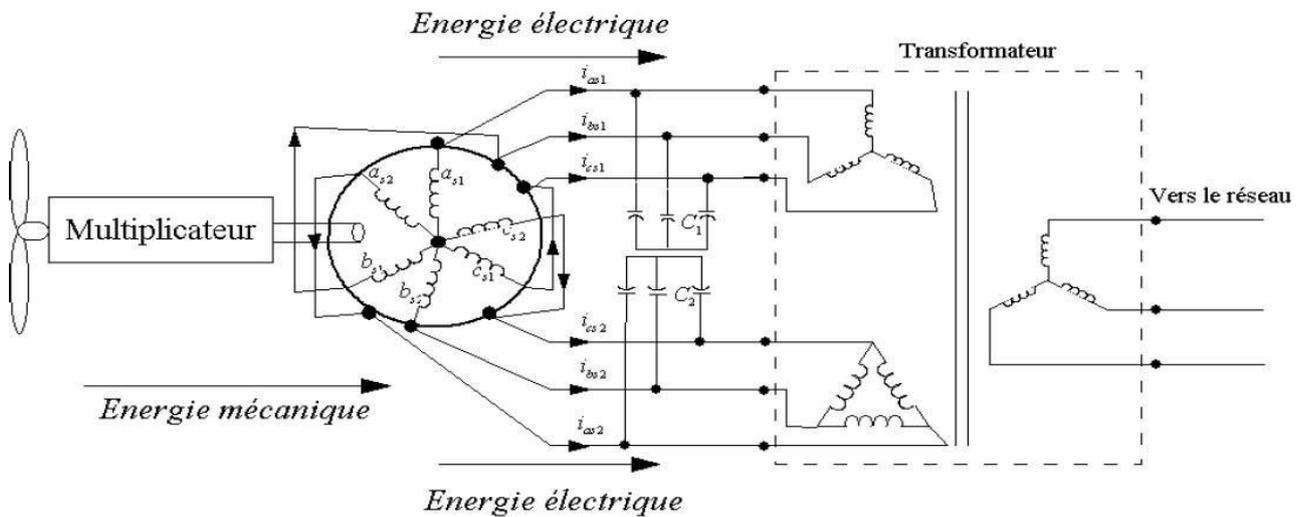


Figure (I.5) : Exemple d'application d'une machine multiphasées à six phases asymétriques

I.4.4 Avantages des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que celles conventionnelles (triphases). Parmi ces avantages, nous citons la segmentation de puissance, la fiabilité, et la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

a) Segmentation de puissance

L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans augmenter les tensions par phases et par conséquent sur les courants à travers les semi-conducteurs constituant les convertisseurs statiques alimentant ces machines [12].

b) Fiabilité

La fiabilité de la machine multiphasées est plus élevée que celle de la machine triphasée, car l'augmentation de nombre de phases donnera pour le système une fonction risque très petite que celle de la machine triphasée. Même si un des enroulements ou un des deux onduleurs soit hors d'usage pour une raison quelconque, la machine a la possibilité de

continuer à tourner avec l'autre enroulement. Cette caractéristique revêt un grand intérêt dans certaines applications (traction navale, traction ferroviaire, etc.) [16].

c) *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 multiphasées alimentée 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 [12].

I.4.5 Inconvénients des machines multiphasées

Les inconvénients majeurs des machines multiphasées sont [15] :

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

I.5 Caractéristiques des machines à double étoile

I.5.1 Définitions des machines asynchrones à double étoile

La machine asynchrone à double étoile est une machine qui comporte deux enroulements déphasés entre eux d'un angle α et un rotor mobile. Parmi les angles les plus utilisés on trouve le plus souvent $\alpha = 30^\circ$.

Chaque enroulement de la machine asynchrone à double étoile est composé de deux enroulements statoriques identiques ou non identiques et un enroulement rotorique à p paires de pôles. Chaque phase de l'enroulement du stator décalé entre elle d'un angle électrique égale $\frac{2\pi}{3}$ dans l'espace. Ces enroulements sont logés dans des encoches de circuit magnétique [17].

I.5.2 Avantages des machines asynchrones à double étoile

La MASDE présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles. Parmi ces avantages, on peut citer :

- Segmentation de la puissance : L'augmentation du nombre de phases provoque la segmentation de la puissance, par conséquent la puissance totale sera divisée par un nombre important de phases, alors la puissance totale demandée par chaque phase sera réduite, ce qui diminue le courant par phase [12] ;
- Élimination d'harmonique d'espace : L'avantage c'est que plus on augmente le nombre de phases, plus le nombre d'encoches par pôle et par phase diminue. Ceci

augmente le facteur de distribution pour le fondamental ;

- Employer la MASDE permettrait de réduire le couple pulsatoire et d'augmenter l'efficacité de la machine [18] ;
- Bas courant par phase sans y réduire la tension (par phase) [19] ;
- Les machines asynchrones double étoile font moins de bruit par rapport aux machines triphasées [18].

I.5.3 Inconvénients des machines à double étoile

- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux présente un inconvénient, ce qui complique sa commande ;
- Le cout : le nombre d'élément semi-conducteur dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le cout de l'ensemble convertisseur/machine [14].

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur les machines multiphasées qui concerne l'historique des machines électriques avec leurs constitutions et leurs principes de fonctionnements et spécialement les machines multiphasées où on a distingué deux types de machines (type 1 et type 2) avec leurs applications, leurs avantages et leurs inconvénients, et on a défini la MASDE avec ses avantages et ses inconvénients.

Le chapitre suivant présentera une étude et une simulation de la MASDE alimentée directe par un réseau sinusoïdal puis avec deux onduleurs triphasés.

CHAPITRE II

II.1 Introduction

La modélisation est une étape fondamentale pour comprendre et étudier le fonctionnement et la commande d'un système, elle consiste à transformer un système réel en un modèle mathématique, généralement sous forme d'équations différentielles qui décrivent le comportement dynamique du système.

Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dite encore théorie généralisée. Cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature) [20].

Ce chapitre est consacré à la modélisation et à la simulation de la MASDE. D'abord, nous avons introduit le modèle mathématique de la MASDE (équations électriques, magnétiques, mécaniques) dans le repère naturel (abc) . Ensuite, on va réduire l'ordre du système en le transformant grâce à la transformation de Park. Cela permet de modéliser la MASDE dans un repère virtuel (d,q,o) qui est effectué dans un premier laps de temps avant de pouvoir alimenter les stators des deux étoiles considérées identiques puis non identiques par des onduleurs de tension à commande MLI. L'étude sera menée avec un décalage angulaire électrique $\alpha = 30^\circ$. Enfin, pour la simulation on utilise l'environnement MATLAB/Simulink et les résultats de simulations seront présentés et commentés.

II.2 Description de la machine asynchrone à double étoile

La MASDE se compose de deux enroulements triphasés dans le stator, qui sont décalés entre eux d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$, et un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil.

Pour simplifier l'étude, les circuits électriques du rotor sont équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit [12].

Les grandeurs relatives à la première étoile, on les notera par l'indice '1' et celles relatives à la deuxième étoile par '2'.

La figure (II.1) reflète la représentation schématique de la MASDE où les angles θ_r et $(\theta_r - \alpha)$ représentent respectivement les positions du rotor (phase a_r), par rapport à la première étoile (phase a_{s1}), et à la deuxième étoile (phase a_{s2}).

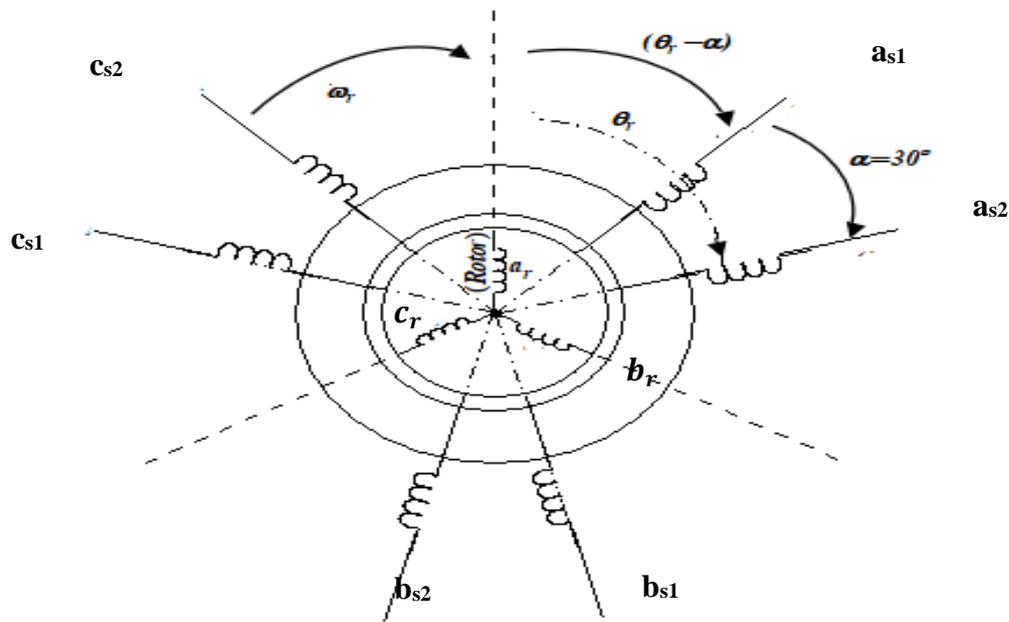


Figure (II. 1) : Représentation schématique des enroulements de la MASDE

II.3 Modélisation de la machine asynchrone à double étoile

La MASDE n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement d'où la nécessité de prendre en compte quelques hypothèses simplificatrices [23].

II.3.1 Hypothèses simplificatrices

Avant de commencer la modélisation de la machine, on considère quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier. Le modèle que nous adopterons tient en compte les hypothèses suivantes [15] :

- La machine est de constitution symétrique ;
- Le circuit magnétique est non saturé ;
- Force magnétomotrice est à répartition spatiale sinusoïdale ;
- Les pertes par hystérésis et par courant de Foucault sont négligées ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- L'effet de peau est négligé ;
- L'entrefer est uniforme.

II.3.2 Modèle naturel de la machine asynchrone à double étoile

II.3.2.1 Equations électriques

Les équations des tensions de la MASDE représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et de la chute inductive due au flux [12].

a) Pour l'étoile 1

$$\begin{cases} v_{as1} = R_{s1}i_{as1} + \frac{d}{dt}\varphi_{as1} \\ v_{bs1} = R_{s1}i_{bs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{bs1} \\ v_{cs1} = R_{s1}i_{cs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{cs1} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

b) Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} v_{as2} = R_{s2}i_{as2} + \frac{d}{dt}\varphi_{as2} \\ v_{bs2} = R_{s2}i_{bs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{bs2} \\ v_{cs2} = R_{s2}i_{cs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{cs2} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

c) Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \varphi_{ar} \\ v_{br} = R_r i_{br} + \frac{d}{dt} \varphi_{br} \\ v_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt} \varphi_{cr} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Les équations sont représentées sous forme matricielle :

Pour l'étoile 1 :

$$[v_{s1}] = [R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s1}] \quad (\text{II.4})$$

Pour l'étoile 2 :

$$[v_{s2}] = [R_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s2}] \quad (\text{II.5})$$

Pour le rotor :

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \quad (\text{II.6})$$

Avec :

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

$[v_{s1}]$: Matrice de tension de l'étoile 1 ; $[v_{s2}]$: Matrice de tension de l'étoile 2 ; $[v_r]$: Matrice de tension du rotor.

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

$[i_{s1}]$: Matrice des courants de l'étoile 1 ; $[i_{s2}]$: Matrice des courants de l'étoile 2 ; $[i_r]$: Matrice des courants du rotor.

$$[\varphi_{s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as1} \\ \varphi_{bs1} \\ \varphi_{cs1} \end{bmatrix}; [\varphi_{s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as2} \\ \varphi_{br2} \\ \varphi_{cs2} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}$$

$[\varphi_{s1}]$: Matrice des flux de l'étoile 1 ; $[\varphi_{s2}]$: Matrice des flux de l'étoile 2 ; $[\varphi_r]$: Matrice des flux du rotor.

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

R_{s1} : Résistance d'une phase de l'étoile 1 ; R_{s2} : Résistance d'une phase de l'étoile 2 ; R_r : Résistance d'une phase du rotor.

$[R_{s1}], [R_{s2}], [R_r]$: Matrices des résistances statoriques et rotorique, respectivement.

II.3.2.2 Equations magnétiques

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

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{s1}] \\ [\varphi_{s2}] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Les sous matrices de la matrice des inductances sont :

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

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

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

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

$$[L_{s1,r}] = [L_{r,s1}]^t = L_{mr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

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

Avec : L_{s1}, L_{s2}, L_r : Inductance de fuite de l'étoile 1, de l'étoile 2 et du rotor respectivement ; L_{ms}, L_{mr} : Valeurs maximales de coefficients d'inductances mutuelle statorique et rotorique respectivement ; $L_{s1} + L_{ms}$: Inductance propre de l'étoile 1.

On pose que $L_{ms} = L_{mr}$: Maximum de l'inductance mutuelle entre la phase statorique et la phase rotorique.

II.3.2.3 Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique total de la machine s'exprime par la dérivée partielle d'énergie électromagnétique stockée par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{emt} = \frac{dW_{mag}}{d\theta_m} = p \frac{dW_{mag}}{d\theta_e} \quad (II.8)$$

Tel que : $C_{emt} = C_{em1} + C_{em2}$

L'énergie magnétique est donnée par l'expression suivante :

$$W_{mag} = \frac{1}{2} ([i_{s1}]^t [\varphi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\varphi_{s2}] + [i_r]^t [\varphi_r]) \quad (II.9)$$

$$D'où C_{emt} = p \left(\underbrace{[i_{s1}]^t \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [i_r]}_{C_{em1}} + \underbrace{[i_{s2}]^t \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [i_r]}_{C_{em2}} \right) \quad (II.10)$$

II.3.2.4 Equation mécanique

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

$$C_{em1} + C_{em2} - C_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + K_f \Omega_r \quad (\text{II.11})$$

Où : $\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$: Vitesses de rotations mécanique et électrique, respectivement ; C_{em} : Couple électromagnétique ; C_r : Couple résistant (couple de la charge) ; J : Moment d'inertie des parties tournantes ; K_f : Coefficient de frottement visqueux.

II.3.3 Modèle biphasé de la MASDE

Afin d'obtenir un modèle mathématique du système plus simple que le modèle physique, des transformations orthogonales sont utilisées pour obtenir des équations simples par des changements de variables appropriés [24].

II.3.3.1 Transformation de Park

La conversion de Concordia suivie par la rotation de Park est une méthode utilisée pour transformer un système de bobinage triphasé couplé en un système biphasé orthogonal, connue sous le nom de transformation de Park *modifiée*. Cette technique est largement employée dans la modélisation des machines électriques fonctionnant sous courant alternatif.

Par la suite, cette méthode de transformation est appliquée à la machine MASDE afin de convertir ses enroulements triphasés en enroulements biphasés, représentés dans le plan (d,q,o) . La figure (II.2) illustre la transformation des enroulements réels (a,b,c) en enroulements orthogonaux (d,q,o) .

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

On transforme le système multiphasés en un système biphasé tournant à la vitesse ω_{coord} .

La matrice de Park générale est :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

La transformation de Park :

$$[G_{dqo}] = [P(\theta)][G_{abc}]$$

La transformation de Park inverse :

$$[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[G_{dqo}]$$

Sachant que : $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$

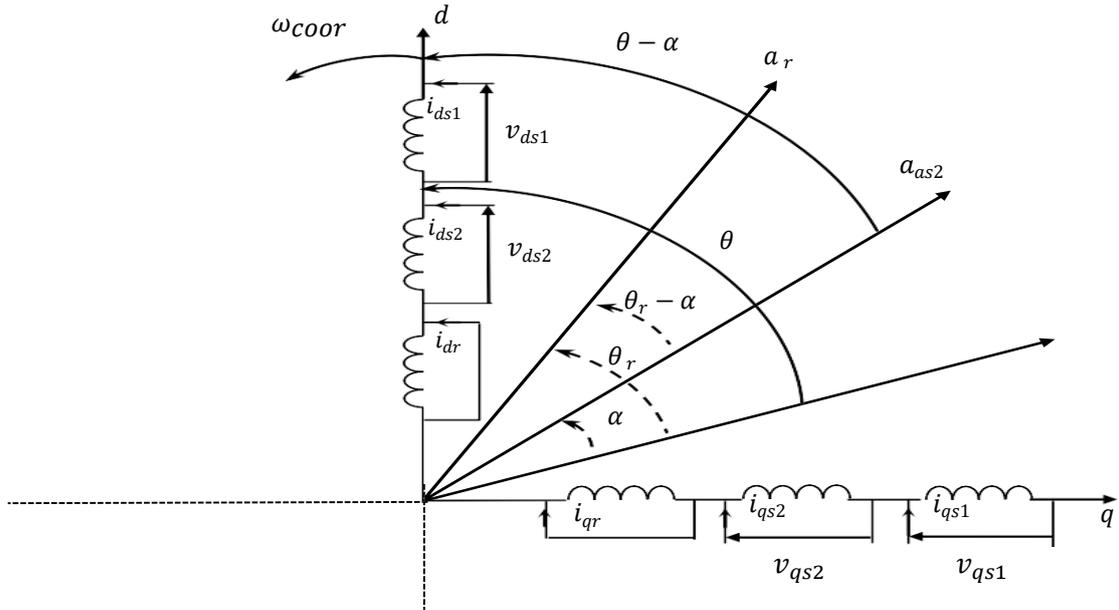


Figure (II. 2) : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

La matrice de Park pour l'étoile 1 est définie comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

La matrice de Park pour l'étoile 2 est définie comme suit :

$$[P(\theta - \alpha)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

La matrice de Park pour le rotor est définie comme suit :

$$[P(\theta - \theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

II.3.3.2 Choix du référentiel

Trois types de référentiels existent dans la pratique, le choix se fait selon le problème à étudier, et des objectifs à atteindre.

❖ Référentiel lié au stator « α, β »

Dans ce référentiel, les axes (α, β) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{coor} = 0$). Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

Ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

❖ **Référentiel lié au rotor « x, y »**

Dans ce référentiel, les axes (x, y) sont immobiles par rapport au rotor ($\omega_{\text{coor}} = \omega_r$). Ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [23].

❖ **Référentiel lié au champ tournant « d, q »**

Dans ce référentiel, les axes (d, q, o) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créée par les enroulements statoriques ($\omega_{\text{coor}} = \omega_s$).

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple puisque ce référentiel n'introduit pas des simplifications dans la transformation des équations et les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue [8]. C'est le type de référentiel qu'on utilisera dans le reste de ce mémoire.

II.3.3.3 Application de la transformation de Park à la MASDE

Avec le choix du référentiel lié au champ tournant en appliquant la transformation de Park aux courants, aux tensions et aux flux, un nouveau système d'équations sera mis en évidence tel que :

• **Transformation des tensions**

$$\begin{cases} [v_{dqo,s1}] = [P(\theta)][v_{s1}] \\ [v_{dqo,s2}] = [P(\theta - \alpha)][v_{s2}] \end{cases}$$

• **Transformation des courants**

$$\begin{cases} [i_{dqo,s1}] = [P(\theta)][i_{s1}] \\ [i_{dqo,s2}] = [P(\theta - \alpha)][i_{s2}] \\ [i_{dqo,r}] = [P(\theta - \theta_r)][i_r] \end{cases}$$

• **Transformation des flux**

$$\begin{cases} [\varphi_{dqo,s1}] = [P(\theta)][\varphi_{s1}] \\ [\varphi_{dqo,s2}] = [P(\theta - \alpha)][\varphi_{s2}] \\ [\varphi_{dqo,r}] = [P(\theta - \theta_r)][\varphi_r] \end{cases}$$

Avec :

$$\begin{aligned} [v_{dqo,s1}] &= \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix}; [v_{dqo,s2}] = \begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix}; [i_{dqo,s1}] = \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix}; [i_{dqo,s2}] = \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} \\ [i_{dqo,r}] &= \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix}; [\varphi_{dqo,s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{os1} \end{bmatrix}; [\varphi_{dqo,s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{os2} \end{bmatrix}; [\varphi_{dqo,r}] = \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

II.3.3.4.1 Equations électriques

En appliquant la transformation de PARK sur le système d'équations électriques (II.1) on aura :

$$[P(\theta)]^{-1} [v_{dqo,s1}] = [R_{s1}][P(\theta)]^{-1} [i_{dqo,s1}] + \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo,s1}] \quad (\text{II.16})$$

$$[P(\theta - \alpha)]^{-1} [v_{dqo,s2}] = [R_{s2}][P(\theta - \alpha)]^{-1} [i_{dqo,s2}] + \frac{d}{dt} [P(\theta - \alpha)]^{-1} [\varphi_{dqo,s2}] \quad (\text{II.17})$$

$$0 = [R_r][P(\theta - \theta_r)]^{-1} [i_{dqo,r}] + \frac{d}{dt} [P(\theta - \theta_r)]^{-1} [\varphi_{dqo,r}] \quad (\text{II.18})$$

En multipliant les équations (II.16), (II.17) et (II.18) par $[P(\theta)]$, $[P(\theta - \alpha)]$ et $[P(\theta - \theta_r)]$, respectivement, on obtient :

Pour l'étoile 1 :

$$[v_{dqo,s1}] = [R_{s1}][i_{dqo,s1}] + [P(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} ([P(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo,s1}]) \quad (\text{II.19})$$

$$[v_{dqo,s1}] = [R_{s1}][i_{dqo,s1}] + [P(\theta)]^{-1} \frac{d\theta}{dt} \frac{d}{d\theta} ([P(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo,s1}]) \quad (\text{II.20})$$

On pose : $\frac{d\theta}{dt} = \omega_s$

$$\text{Alors : } \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{os1} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{os1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Le composant homopolaire est nul, donc on peut simplifier (II.21) comme suite :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} - \omega_s \varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} + \omega_s \varphi_{ds1} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Du même raisonnement pour l'étoile 2 et le rotor, on aura les équations suivantes :

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} - \omega_s \varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} + \omega_s \varphi_{ds2} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_{gl} \varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \omega_{gl} \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Où : $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$.

Avec : $\omega_s = \frac{d\theta}{dt}$; $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$

Finalement, les équations de tension de la MASDE sont :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds1} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs1} + \omega_s\varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds1} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs2} + \omega_s\varphi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\varphi_{dr} - \omega_{gl}\varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\varphi_{qr} + \omega_{gl}\varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

II.3.3.4.2 Equations magnétiques

Après la décomposition et la transformation des flux et des courants de l'équation (II.7), on aura :

$$\begin{cases} [P(\theta)]^{-1}[\varphi_{dqo,s1}] = [L_{s1,s1}][P(\theta)]^{-1}[i_{dqo,s1}] + [L_{s1,s2}][P(\theta - \alpha)]^{-1}[i_{dqo,s2}] + [L_{s1,r}][P(\theta - \theta_r)]^{-1}[i_{dqo,r}] \\ [P(\theta - \alpha)]^{-1}[\varphi_{dqo,s2}] = [L_{s2,s1}][P(\theta)]^{-1}[i_{dqo,s1}] + [L_{s2,s2}][P(\theta - \alpha)]^{-1}[i_{dqo,s2}] + [L_{s2,r}][P(\theta - \theta_r)]^{-1}[i_{dqo,r}] \\ [P(\theta - \theta_r)]^{-1}[\varphi_{dqo,r}] = [L_{r,s1}][P(\theta)]^{-1}[i_{dqo,s1}] + [L_{r,s2}][P(\theta - \alpha)]^{-1}[i_{dqo,s2}] + [L_{s2,r}][P(\theta - \theta_r)]^{-1}[i_{dqo,r}] \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

On obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1}+L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2}+L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{ds2} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{qs1} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1}+L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2}+L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs1} \\ i_{qs2} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Avec : $L_{s1}+L_m$, $L_{s2}+L_m$, $L_r + L_m$: Inductances propres cycliques de l'étoile 1, l'étoile 2 et rotor, respectivement.

II.3.3.4.3 Equation mécanique

➤ Puissances absorbées

La transformation de Park *modifié* repose sur l'invariance de la puissance instantanée dans les deux systèmes de transformation. Ce qui, de toute évidence, conduit à leur équivalence physique. En négligeant les composantes homopolaire, la puissance absorbée par la MASDE dans le système d'axe (d, q) est exprimée par :

$$P_{abs} = [v_{s1}]^t [i_{s1}] + [v_{s2}]^t [i_{s2}]$$

Ce qui donne :

$$P_{abs} = v_{as1}i_{as1} + v_{bs1}i_{bs1} + v_{cs1}i_{cs1} + v_{as2}i_{as2} + v_{bs2}i_{bs2} + v_{cs2}i_{cs2} \quad (\text{II.30})$$

On peut écrire cette expression :

$$P_{abs} = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} + v_{dr}i_{dr} + v_{qr}i_{qr} \quad (\text{II.31})$$

En remplaçant les expressions de tensions ($v_{ds1}, v_{ds2}, v_{qs1}, v_{qs2}$) par leurs expressions dans (II.27), on trouve :

$$P_{abs} = \left[(R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s1}i_{ds2}^2 + R_{s1}i_{qs2}^2 + R_r i_{dr}^2 + R_r i_{qr}^2) + \left(\frac{d\varphi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} i_{qs2} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} i_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} i_{qr} \right) + \omega_r (\varphi_{ds1} i_{qs1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} + \varphi_{dr} i_{qr} - \varphi_{qs1} i_{ds1} - \varphi_{qs2} i_{ds2} - \varphi_{qr} i_{dr}) \right] \quad (\text{II.32})$$

Ces expressions se composent de trois termes :

- Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule statoriques et rotorique.
- Le second terme représente la variation de l'énergie électromagnétique (réserve d'énergie).
- Le troisième terme représente la puissance électromagnétique P_{em} .

Sachant que :

$$P_{em} = \omega_r (\varphi_{ds1} i_{qs1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} + \varphi_{dr} i_{qr} - \varphi_{qs1} i_{ds1} - \varphi_{qs2} i_{ds2} - \varphi_{qr} i_{dr}) \quad (\text{II.33})$$

➤ Couples électromagnétiques

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_r} = p \frac{P_{em}}{\omega_r} \quad (\text{II.34})$$

En remplaçant par l'équation (II.33), on aura :

$$C_{em} = p (\varphi_{ds1} i_{qs1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} + \varphi_{dr} i_{qr} - \varphi_{qs1} i_{ds1} - \varphi_{qs2} i_{ds2} - \varphi_{qr} i_{dr}) \quad (\text{II.35})$$

En remplaçant les flux ($\varphi_{ds1}, \varphi_{qs1}, \varphi_{ds2}, \varphi_{qs2}$) par leurs expressions de (II.27), on obtient :

$$C_{em} = p L_m (i_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - (i_{ds1} + i_{ds2}) i_{qr}) \quad (\text{II.36})$$

A partir des expressions des flux rotoriques ($\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$) exprimées dans (II.27), on tire les courants rotoriques :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{dr} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{qr} - L_m (i_{qs1} + i_{qs2})] \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

En introduisant les expressions des courants (i_{dr}, i_{qr}) dans l'expression du couple électromagnétique (II.36), on aura :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \left(\varphi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \varphi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2}) \right) \quad (\text{II.38})$$

II.3.4 Représentation d'état de la MASDE

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

$$[B]. [U] = [L]. [\dot{I}] + \omega_{gl}[C]. [I] + [D]. [I] \quad (\text{II.39})$$

Avec :

$U = [v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{ds2} \ v_{qs2} \ 0 \ 0]^t$: Vecteur de commande (Vecteur d'entrée) ;

$I = [i_{ds1} \ i_{qs1} \ i_{ds2} \ i_{qs2} \ i_{dr} \ i_{qr}]^t$: Vecteur d'état, et $[\dot{I}] = \frac{d}{dt} [I]$;

$[B] = \text{diag}[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]$;

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

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 & -(L_r + L_m) \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} R_{s1} & -\omega_s(L_{s1} + L_m) & 0 & -\omega_s L_m & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s(L_{s1} + L_m) & R_{s1} & \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s L_m & R_{s2} & -\omega_s(L_{s2} + L_m) & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s(L_{s2} + L_m) & R_{s2} & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

En mettant le système (II.39) sous forme d'état, on trouve :

$$[\dot{I}] = [L]^{-1} \{ [B]. [U] - \omega_{gl}[C]. [I] - [D]. [I] \} \quad (\text{II.40})$$

II.4 Simulation numérique

Pour la simulation, il suffit d'implanter le modèle naturel (a, b, c) et (d, q, o) de la machine MASDE sous l'environnement MATLAB/Simulink.

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

- Pour la 1^{ère} étoile :

$$\begin{cases} v_{sa1} = v_m \sin(\omega_s t) \\ v_{sb1} = v_m \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc1} = v_m \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

- Pour la 2^{ème} étoile :

$$\begin{cases} v_{sa2} = v_m \sin(\omega_s t - \alpha) \\ v_{sb2} = v_m \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ v_{sc2} = v_m \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Avec : $v_m = \sqrt{2}v_{eff}$

- Pour le rotor, les tensions v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} sont nulles (rotor à cage d'écureuil).

II.4.1 Simulation et interprétations des résultats dans le cas où les deux étoiles identiques

Cela implique l'étude du comportement de la MASDE dans le cas de deux étoiles identiques dans les deux repères (a,b,c) et (d,q,o) , avec $R_{s1} = R_{s2}, L_{s1} = L_{s2}$. Les paramètres de la machine étudiée sont donnés dans l'annexe (A).

❖ Couple électromagnétique

Au démarrage à vide, on remarque que le couple électromagnétique passe par un régime transitoire. Durant cette période, il présente des oscillations qui parviennent à une valeur maximale d'un pic de couple 50.83 N.m . Ensuite, il diminue progressivement pour disparaître après 0.22 s . Il se stabilise alors à sa valeur minimale de 0.38 N.m , ce qui correspond à la compensation des pertes par frottements.

En appliquant la charge nominale $C_r = 13.2 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 1 \text{ s}$, on observe que le couple électromagnétique atteint une valeur de $13,46 \text{ N.m}$.

À l'instant $t = 2 \text{ s}$, la charge est déconnectée. Le couple électromagnétique diminue alors et retourne à sa valeur initiale à vide.

À l'instant $t = 3 \text{ s}$, on observe une diminution du couple qui suit de près la référence du couple de charge. Cette diminution atteint une valeur de $-12,77 \text{ N.m}$ (fonctionnement génératrice), comme le montre la figure (II.3).

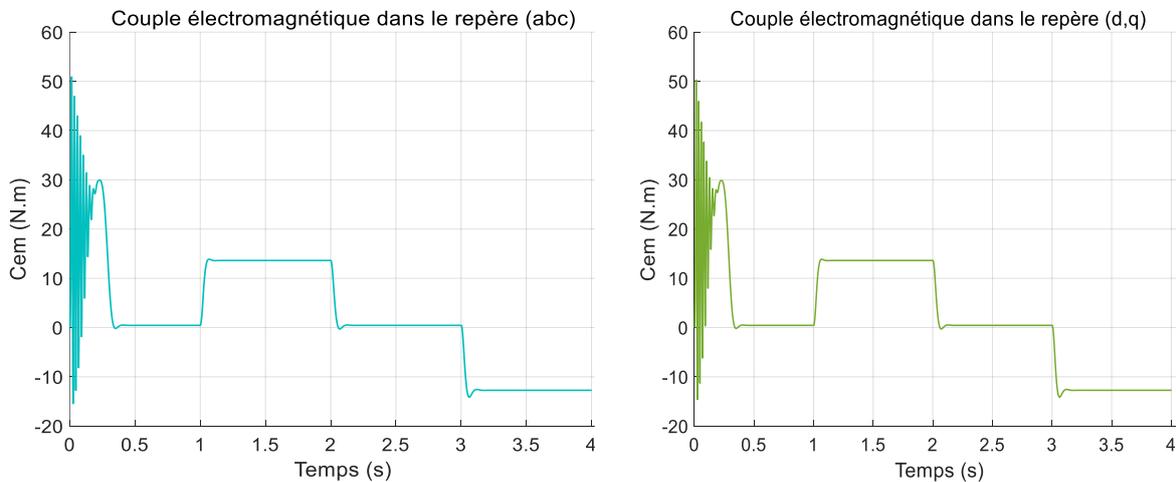


Figure (II. 3) : Allure du couple électromagnétique

❖ Vitesse de rotation

Au démarrage à vide et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente progressivement, évoluant de manière presque linéaire, ce qui reflète le temps de réponse de la machine. Ensuite, elle se stabilise près de la vitesse synchrone, atteignant une valeur de 313.22 rad/s .

Quand on applique la charge à $t = 1 \text{ s}$, la vitesse diminue jusqu'à 297.7 rad/s , indiquant que la machine fonctionne comme un moteur. Ensuite les charges sont séparées dans l'intervalle $[2 \text{ s}, 3 \text{ s}]$, l'axe de la machine revient à sa vitesse précédente une fois déchargé.

À l'instant $t = 3 \text{ s}$, l'arbre de la machine est entraîné à une vitesse de rotation de 325.5 rad/s . À cette zone, le glissement devient négatif, ce qui signifie que la machine fonctionne comme une génératrice.

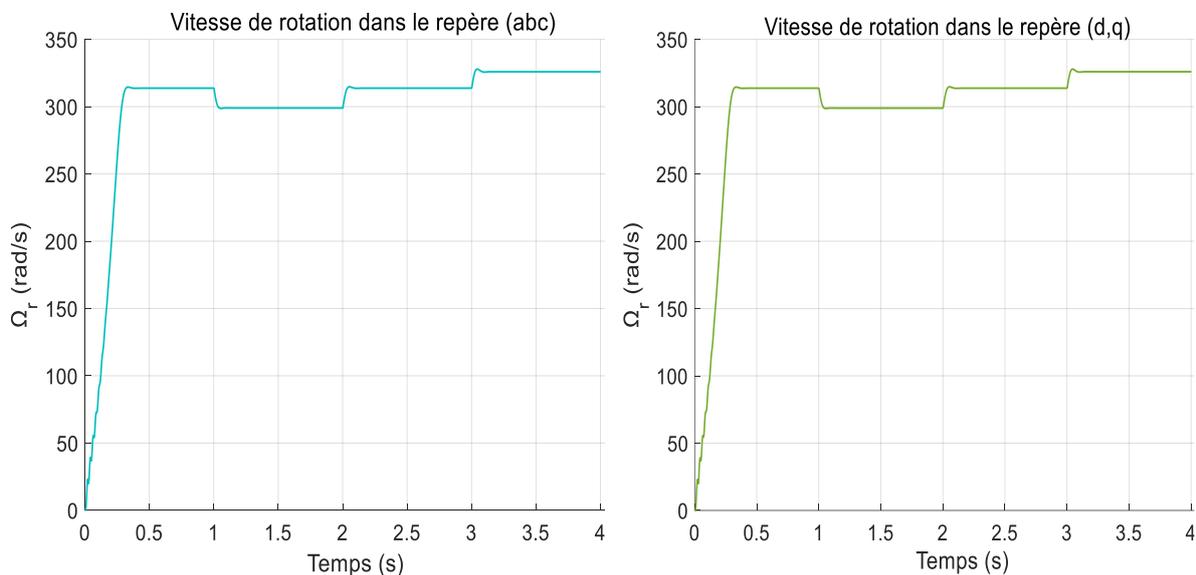


Figure (II.4) : Allure de la vitesse de rotation

❖ Courants statoriques

Lors du démarrage à vide, les courants statoriques des étoiles 1 et 2, i_{s1} et i_{s2} , traversent une phase transitoire. Durant cette période, leurs valeurs efficaces atteignent 18.5 A , soit près de cinq fois le courant nominal. Le régime permanent est atteint après une période de 0.35 s , donnant lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante de 2.79 A .

Après l'application de la charge à $t = 1 \text{ s}$, on observe une augmentation significative des courants statoriques des deux étoiles, qui atteignent alors une valeur maximale de 3.3 A , à $t = 2 \text{ s}$ la charge est déconnectée, le courant diminue et reprend la valeur à vide précédente.

À l'application de la charge, à $t = 3 \text{ s}$, les courants statoriques i_{s1} et i_{s2} augmentent pour atteindre une valeur de 3.3 A . L'évolution de ces courants statoriques sont représentés dans la figure (II.5).

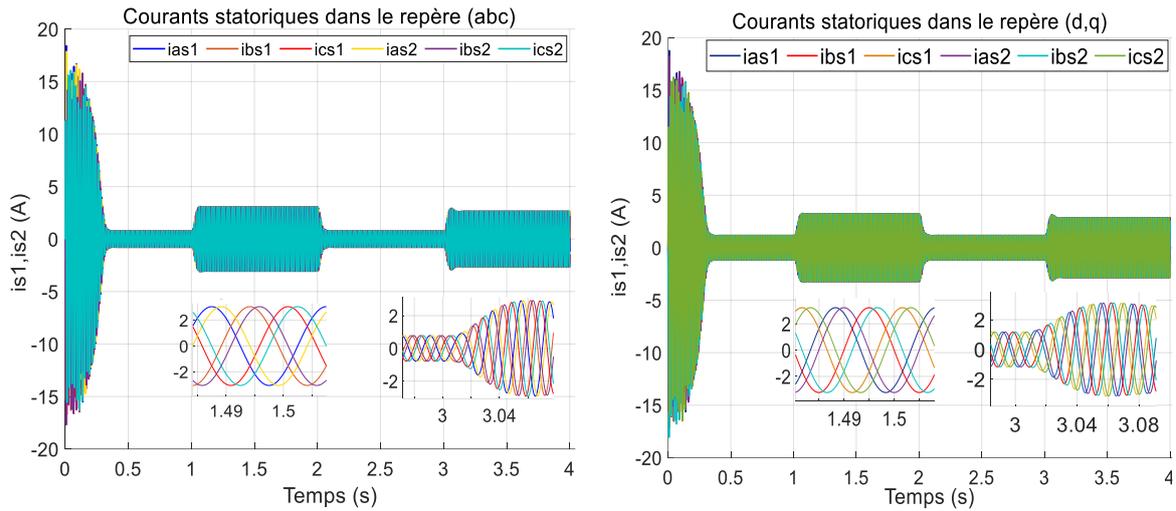


Figure (II. 5) : Allures de courants statoriques

❖ Courants rotoriques

Au démarrage pendant le régime transitoire, les courants rotoriques évoluent de la même manière que les courants statoriques en termes d’amplitude. Atteignent rapidement une valeur maximale de 32 A. Ils diminuent ensuite légèrement et se stabilisent autour de 0 A après environ 0,5 s.

À l’instant $t = 1$ s, les courants rotoriques augmentent pour atteindre une valeur maximale de 5.75 A. À $t = 2$ s, lorsque la charge est débranchée, les courants deviennent presque nuls.

À l’instant $t = 3$ s, les courants rotoriques augmentent à une valeur maximale de 4.81 A.

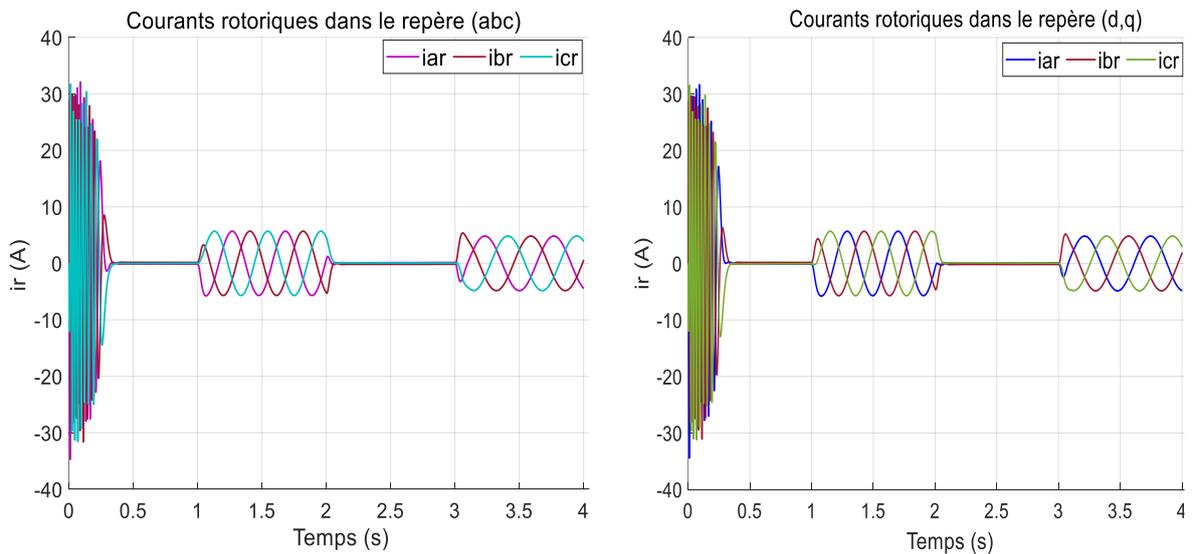


Figure (II. 6) : Allure des courants rotoriques

❖ Courants statoriques direct et en quadrature

Au démarrage, ces courants augmentent presque linéairement avec quelques oscillations pendant environ 0,22 s. Ils se stabilisent ensuite, atteignant $-1,42 A$ pour les courants selon l'axe direct $i_{ds1} = i_{ds2}$ est $-1,13 A$ pour les courants selon l'axe en quadrature $i_{qs1} = i_{qs2}$.

À l'instant $t = 3 s$, les courants statoriques direct des deux étoiles diminuent à une valeur de $-1,89 A$. En revanche, les courants statoriques en quadrature des deux étoiles augmentent jusqu'à une valeur de $2,87 A$.

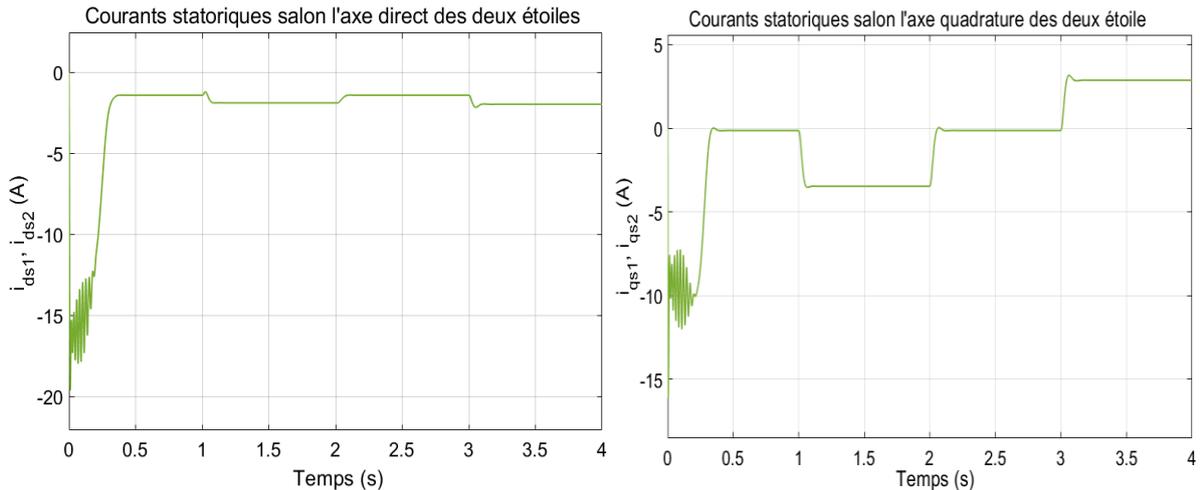


Figure (II. 7) : Allure des courants statoriques direct et en quadrature des deux étoiles

❖ Flux rotoriques direct et en quadrature

Au démarrage, le flux rotorique direct et le flux rotorique en quadrature présentent des oscillations pendant 0,22 s. Ensuite, ils diminuent de manière presque linéaire et se stabilisent à $-2,08 Wb$ pour φ_{dr} et $-0,03 Wb$ pour φ_{qr} .

À l'instant $t = 1 s$, φ_{dr} atteint une valeur de $-1,92 Wb$ tandis que φ_{qr} atteint $-0,29 Wb$. Puis à $t = 2 s$, lorsque la charge est débranchée, le flux reprend ses valeurs précédentes à vide.

À l'instant $t = 3 s$, le flux diminue à $-2,11 Wb$ pour φ_{dr} et à $-0,35 Wb$ pour le flux φ_{qr} . La figure (II.8) montre l'évolution des flux rotoriques direct et en quadrature.

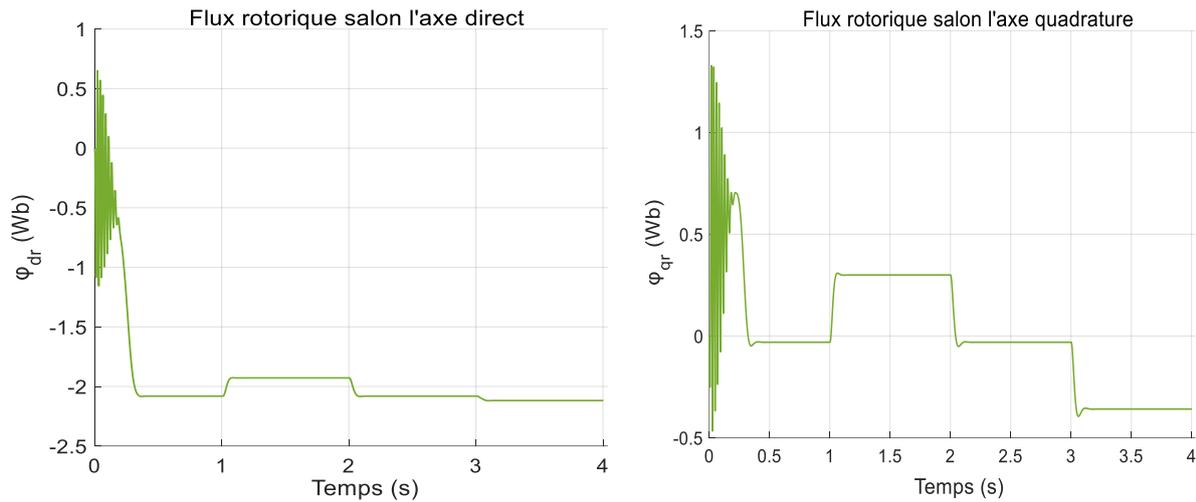


Figure (II. 8) : Allure du flux rotoriques direct et en quadrature

II.4.2 Simulation et interprétations des résultats dans le cas les deux étoiles non identiques

Il s'agit de l'étude du comportement de la MASDE dans le cas d'une configuration étoiles non identique dans les deux repères (a,b,c) et (d,q,o) , étant donné que $R_{s1} \neq R_{s2}$, $L_{s1} \neq L_{s2}$. Les paramètres de la machine étudiée sont donnés dans l'annexe (A).

❖ Couple électromagnétique total

Au démarrage à vide, on remarque que le couple électromagnétique passe par un régime transitoire. Durant cette période, il présente des oscillations qui parviennent à une valeur maximale de 50.83 N.m . Ensuite, il diminue progressivement pour disparaître après 0.22 s . Il se stabilise alors à sa valeur minimale de 0.38 N.m , ce qui correspond à la compensation des pertes par frottements.

En appliquant la charge $C_r = 13.2 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 2 \text{ s}$, on observe que le couple électromagnétique atteint une valeur de $13,46 \text{ N.m}$, qui correspond au couple résistant.

À l'instant $t = 2 \text{ s}$, la charge est déconnectée. Le couple électromagnétique diminue alors et retourne à sa valeur initiale à vide.

À l'instant $t = 3 \text{ s}$, on observe une diminution du couple qui suit de près la référence du couple de charge. Cette diminution atteint une valeur de $-12,77 \text{ N.m}$.

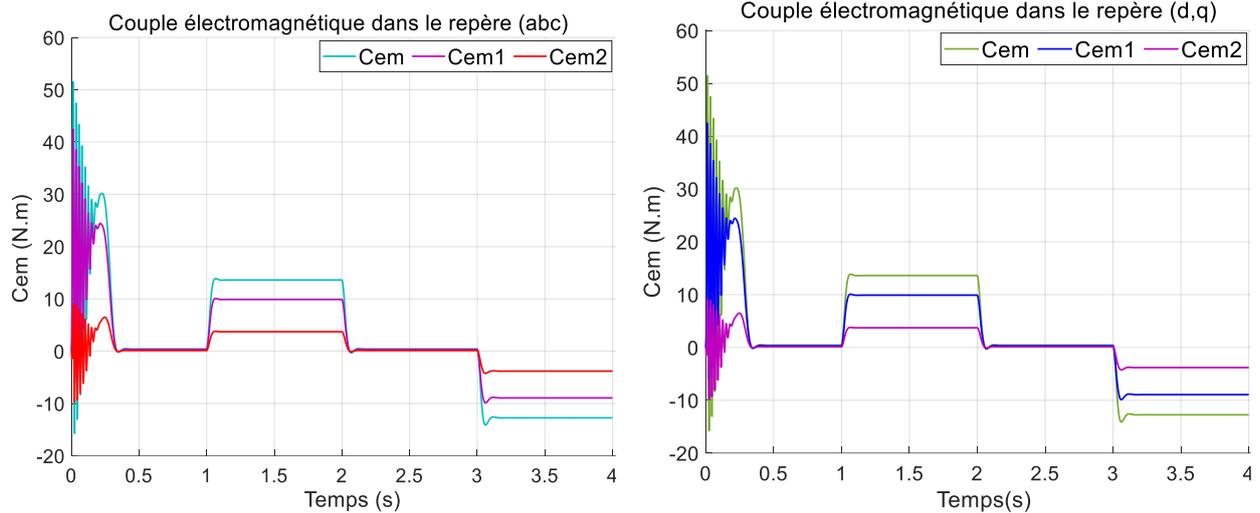


Figure (II.9) : Allures des couples électromagnétiques

❖ **Vitesse de rotation**

Au démarrage à vide et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente progressivement, évoluant de manière presque linéaire, ce qui reflète le temps de réponse de la machine. Ensuite, elle se stabilise près de la vitesse synchrone, atteignant une valeur de 313.22 rad/s .

Quand on applique la charge (fonctionnement moteur) à $t = 1 \text{ s}$ la vitesse diminue jusqu'à 297.7 rad/s .

À l'instant $t = 3 \text{ s}$, l'arbre de la machine est entraîné à une vitesse de rotation de 325.5 rad/s . À cette zone, le glissement devient négatif, ce qui signifie que la machine fonctionne en génératrice.

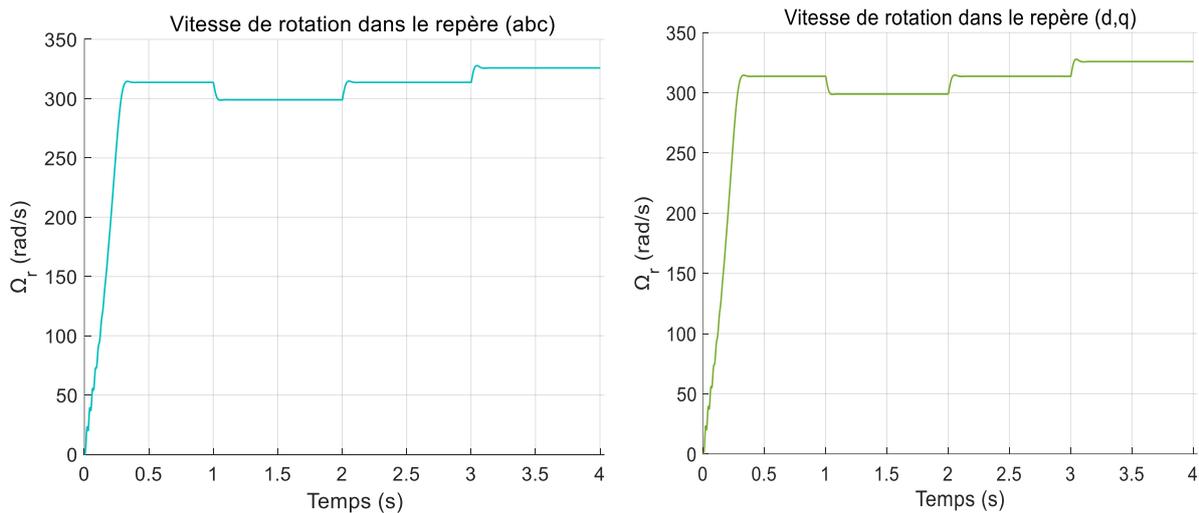


Figure (II.10) : Allure de la vitesse de rotation

❖ **Courants statoriques**

Au démarrage de la machine, les courants absorbés par les deux étoiles présentent des pics importants. Pour l'étoile 1, le courant atteint une valeur maximale de $i_{s1} = 26 \text{ A}$, et pour

l'étoile 2, il atteint $i_{s2} = 9,9 A$. En réalité, le courant absorbé par la machine est presque cinq fois supérieur au courant nominal. Après une période de 0,35 s, le système atteint un régime permanent où les courants dans les étoiles 1 et 2 adoptent une forme sinusoïdale avec des amplitudes constantes de 2,18 A et 0,61 A respectivement.

Après que la charge est connectée, la machine demande plus de courant au réseau en fonction de la nature de la charge. Lorsqu'une charge de 13,2 N.m est appliquée, le courant varie autour de 6,32 A pour l'étoile 1 et de 1,79 A pour l'étoile 2. Au total, la machine absorbe un courant de 8,11 A, ce qui correspond au courant nominal de la machine.

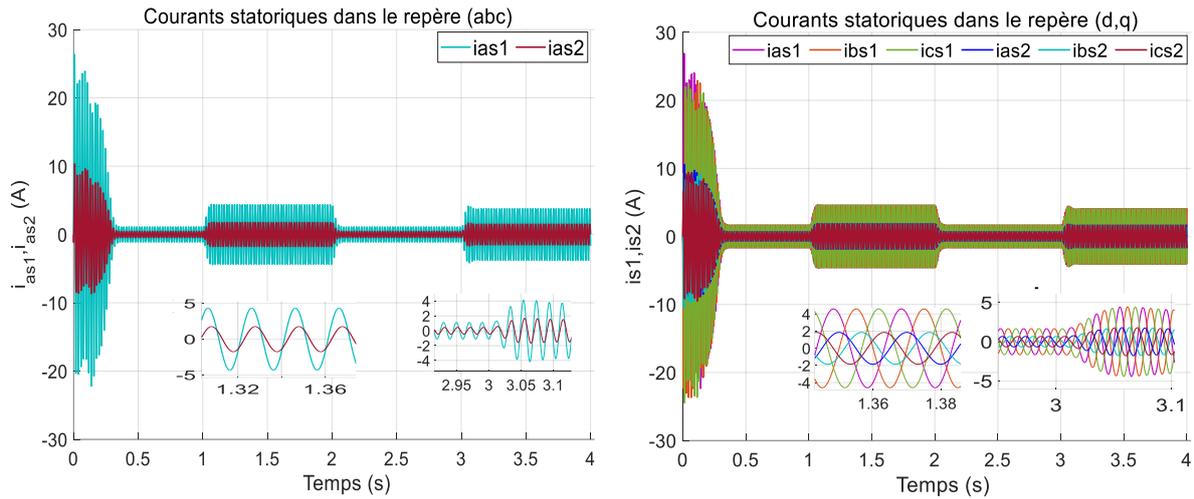


Figure (II. 10) : Allure des courants statoriques

❖ Courants rotoriques

Les courants rotoriques suivent une évolution similaire à celle des courants statoriques pendant le régime transitoire. Le régime permanent est atteint à 0,36 s. À ce stade, les courants sont presque nuls en raison des faibles valeurs de glissement.

À l'instant $t = 1 s$, les courants rotoriques augmentent pour atteindre une valeur de 5.75 A. À $t = 2 s$, lorsque la charge est débranchée, les courants deviennent presque nuls.

À l'instant $t = 3 s$, les courants rotoriques augmentent à une valeur maximale de 4.81 A. Comme la montre dans la figure (II.12).

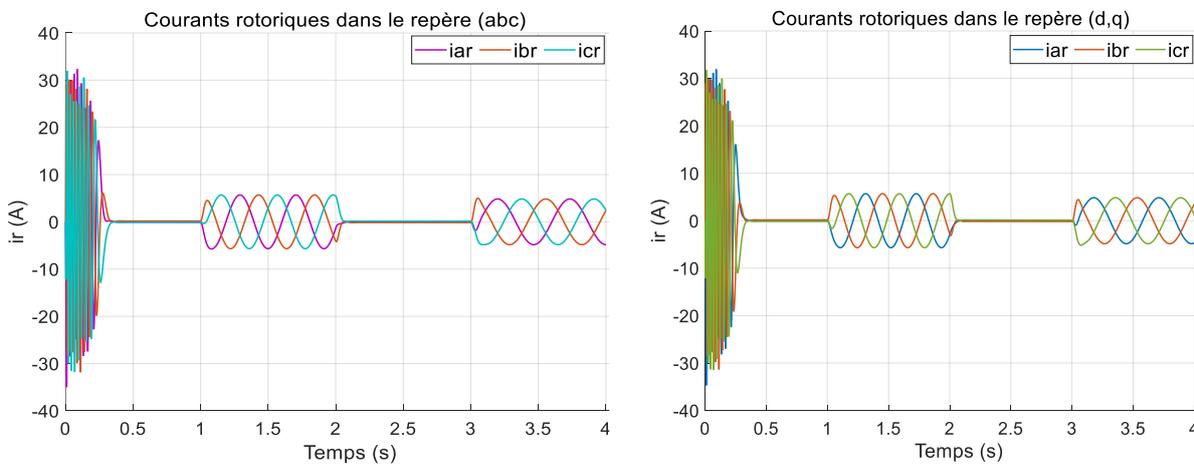


Figure (II. 11) : Allure des courants rotoriques

II.4.3 Comparaison des résultats

II.4.3.1 Comparaison entre le modèle naturel (a,b,c) et le modèle d'axe (d,q,o)

Après avoir simulé les deux modèles (a,b,c) et (d,q,o) , nous observons que les résultats obtenus sont identiques pour la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, ainsi que les courants statoriques et rotoriques.

II.4.3.2 Comparaison entre les deux cas d'étude

Lors de l'étude du comportement de la machine dans les deux cas, nous avons observé que les résultats de la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et le courant rotorique sont identiques. Cependant, les courants statoriques diffèrent dans le premier cas d'étude.

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

II.5.1 Modélisation de l'onduleur de tension à MLI

Un onduleur autonome (à commande adjacente ou MLI) est un convertisseur statique qui permet de transformer de l'énergie d'une source continue à une source d'énergie alternative, quoi peut être à fréquence fixe ou variable [22] [25].

Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique des onduleurs. Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutation commandé. Il est constitué de trois branches identiques où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposées parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaire. Chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états distincts définis par la fonction de connexion logique suivante :

$$f_i = \begin{cases} +1 & \text{si } K_i \text{ est fermé, } K'_i \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } K_i \text{ est ouvert, } K'_i \text{ est fermé} \end{cases}$$

Avec : $f_i + \bar{f}_i = 1$ et $i = 1,2,3$.

L'onduleur triphasé peut être illustré par le schéma de la figure (II.12) :

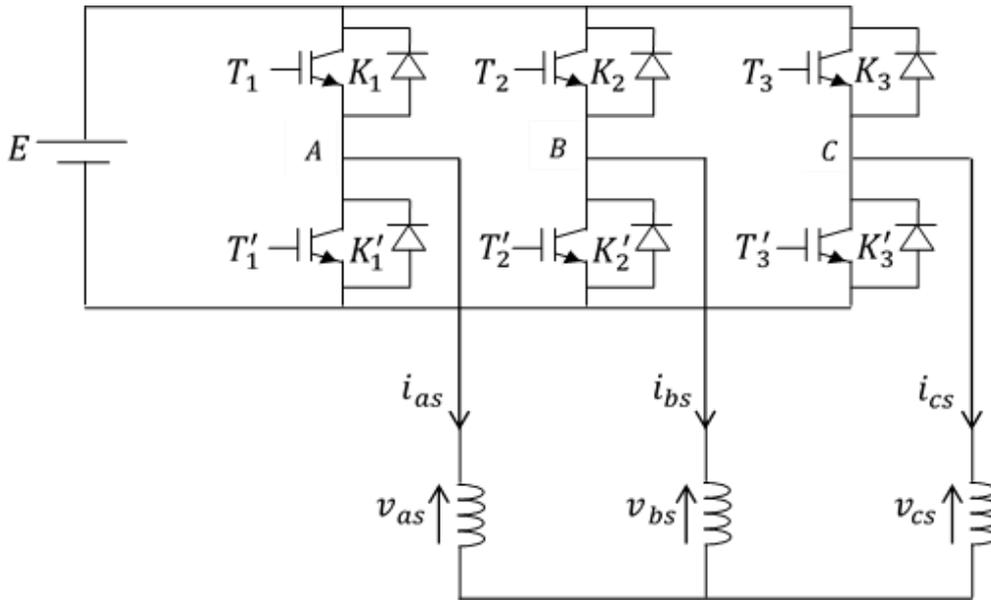


Figure (II. 12) : Schéma d'un onduleur de tension triphasée

Ainsi, les tensions composées sont données par :

- Pour le premier onduleur :

$$v_{AB1} = v_{as1} - v_{bs1} = E(f_1 - f_2) \quad (II.43)$$

$$v_{BC1} = v_{bs1} - v_{cs1} = E(f_2 - f_3) \quad (II.44)$$

$$v_{CA1} = v_{cs1} - v_{as1} = E(f_3 - f_1) \quad (II.45)$$

- Pour le second onduleur :

$$v_{AB2} = v_{as2} - v_{bs2} = E(f_4 - f_5) \quad (II.46)$$

$$v_{BC2} = v_{bs2} - v_{cs2} = E(f_5 - f_6) \quad (II.47)$$

$$v_{CA2} = v_{cs2} - v_{as2} = E(f_6 - f_4) \quad (II.48)$$

Les tensions simples ($v_{as1,2}$, $v_{bs1,2}$ et $v_{cs1,2}$) forment un système équilibré, tel que :

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \quad (II.49)$$

$$v_{as2} + v_{bs2} + v_{cs2} = 0 \quad (II.50)$$

La résolution des équations (II.44) - (II.49) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (II.51)$$

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \quad (II.52)$$

II.5.2 Stratégie de commande de l'onduleur

La commande de l'onduleur par M.L.I (Modulation de Largeur d'Impulsion) permet de produire à partir d'une source à fréquence et à tension fixes, des tensions alternatives variables en amplitude et en fréquence, avec un faible taux d'harmonique. Pour notre étude nous appliquons la stratégie de commande par MLI sinus-triangle.

II.5.3 Commande par modulation sinus-triangle

La M.L.I 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 [25].

- Pour la première étoile :

$$\begin{cases} v_{refa1} = v_m \sin(2\pi f_r t) \\ v_{refb1} = v_m \sin\left(2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{refc1} = v_m \sin\left(2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.53)$$

- Pour la deuxième étoile :

$$\begin{cases} v_{refa2} = v_m \sin(2\pi f_r t - \alpha) \\ v_{refb2} = v_m \sin\left(2\pi f_r t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{refc2} = v_m \sin\left(2\pi f_r t - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.54)$$

f : Fréquence de référence ; v_m : Amplitude de la tension de référence.

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$v_p(t) = \begin{cases} v_{pm} \left(\frac{+4t}{T_p} - 1\right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ v_{pm} \left(\frac{-4t}{T_p} + 3\right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II.55)$$

Avec T_p et v_{pm} : Représentant respectivement la période et l'amplitude de la porteuse.

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation m représentant le rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f_r) ;
- Le coefficient de réglage en tension r représentant le rapport de l'amplitude de la tension de référence (v_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (v_{pm}).

La figure (II.13) représente le principe de la commande par MLI sinus-triangle dont $r = 0.82$ et $m = 63$.

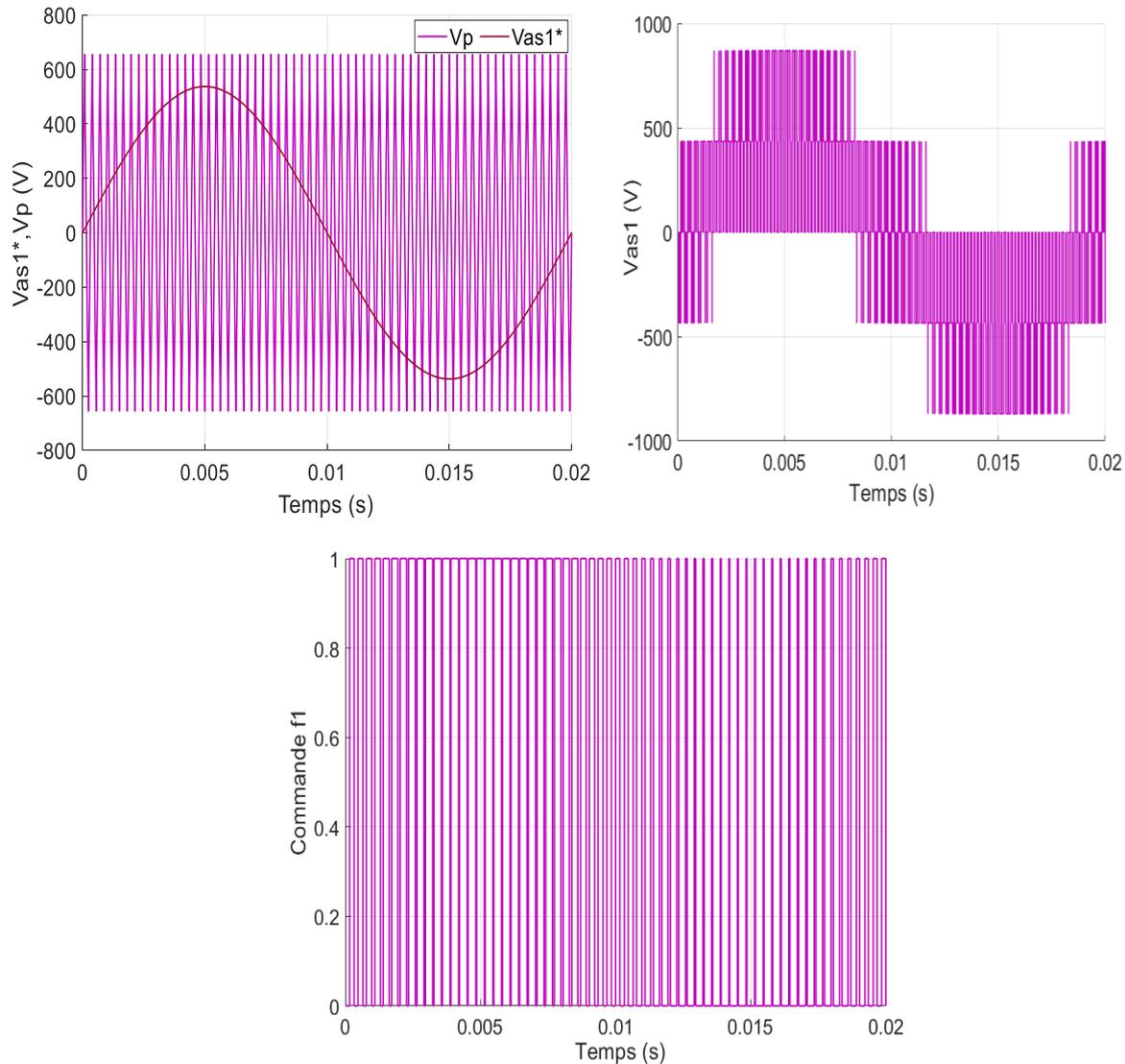


Figure (II. 13) : Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle

II.5.4 Association de la MASDE-onduleur de tension à commande MLI

L'alimentation de la MASDE se fait par l'association de deux onduleurs de tension alimentés par une ou deux sources de tension continu et commandé par la technique MLI déphasé de $\alpha = -\pi/6$, la porteuse triangulaire peut être unique en utilisant un indice de modulation $m = 63$, où deux porteuses déphasées de $-\pi/6$ pour un indice $m = 21$.

La représentation schématique de l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension à commande M.L.I sinus-triangle est montré par la figure (II.14).

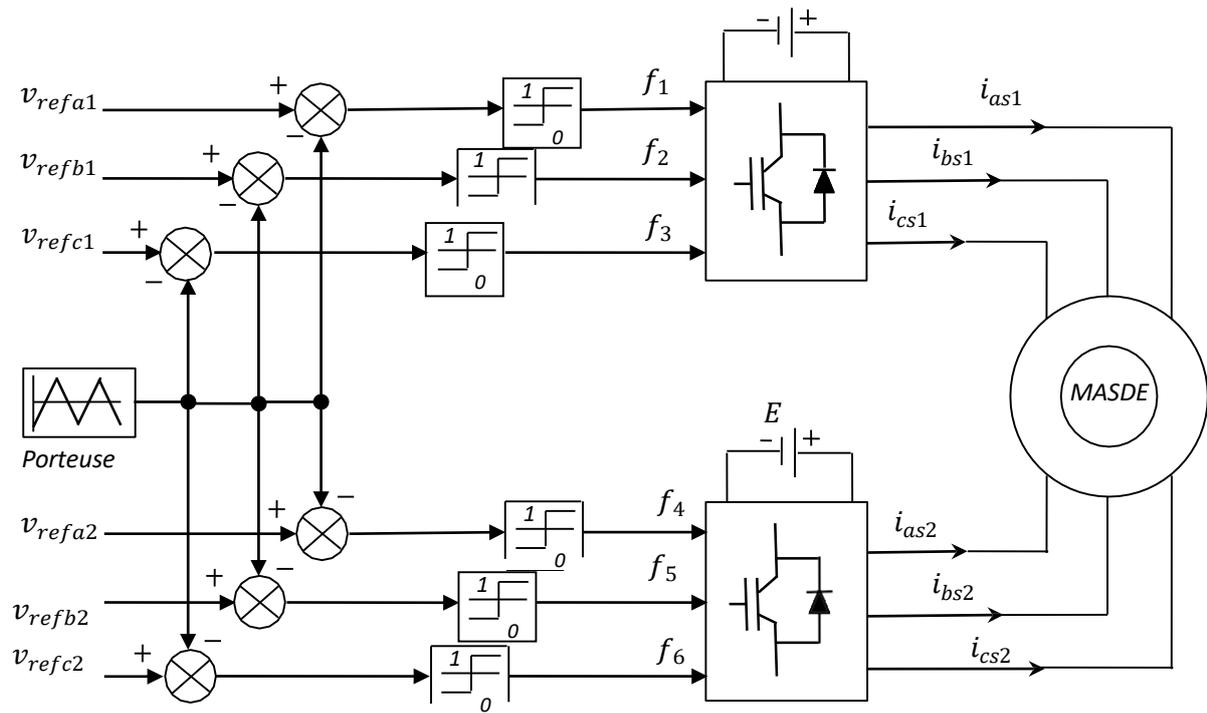


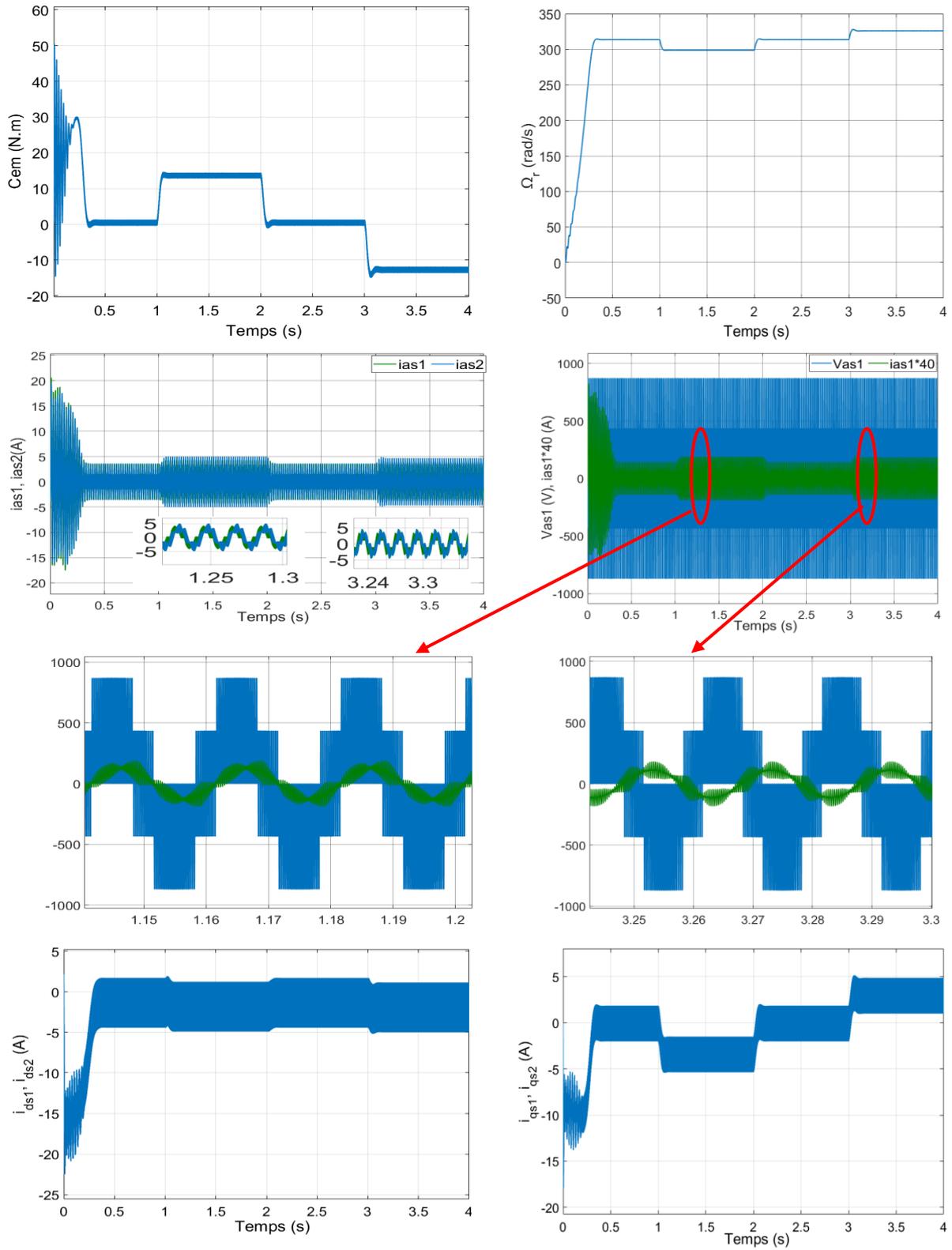
Figure (II. 14) : Association MASDE-Convertisseur de tension à commande MLI

II.6 Simulation et interprétations des résultats

La simulation est effectuée avec un décalage angulaire $\alpha = 30^\circ$. Les figures (II.15) et (II.16) représentent l'évolution des caractéristiques de la MASDE à paramètres identiques et non identiques alimentée par deux onduleurs de tensions à commande MLI sinus triangle dont $r = 0.82$ et $m = 63$ avec l'application de charge.

Cette dernière montre que les résultats obtenus sont approximativement similaires avec ceux obtenus par l'alimentation directe figures (II.3 - II.12). Cependant les allures et en particulier celles, du couple électromagnétique, des courants statoriques et de ceux suivant les axes directs et en quadratures (représentées par les étoiles 1 et 2) montre que cette technique engendre une augmentation significative des ondulations. Celles-ci sont principalement dues aux harmoniques délivrés par les onduleurs utilisés dans le système, qui se répercutent essentiellement sur le couple électromagnétique.

➤ *Machine à double étoile à paramètres identiques*



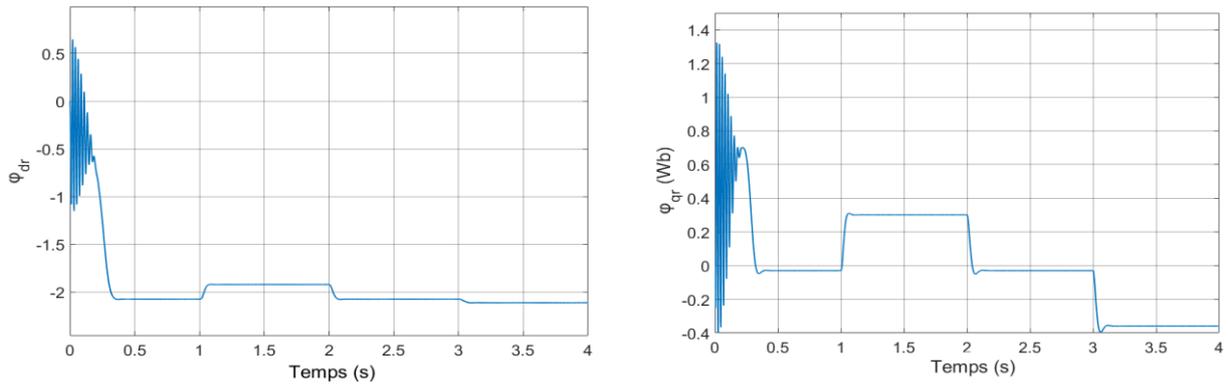
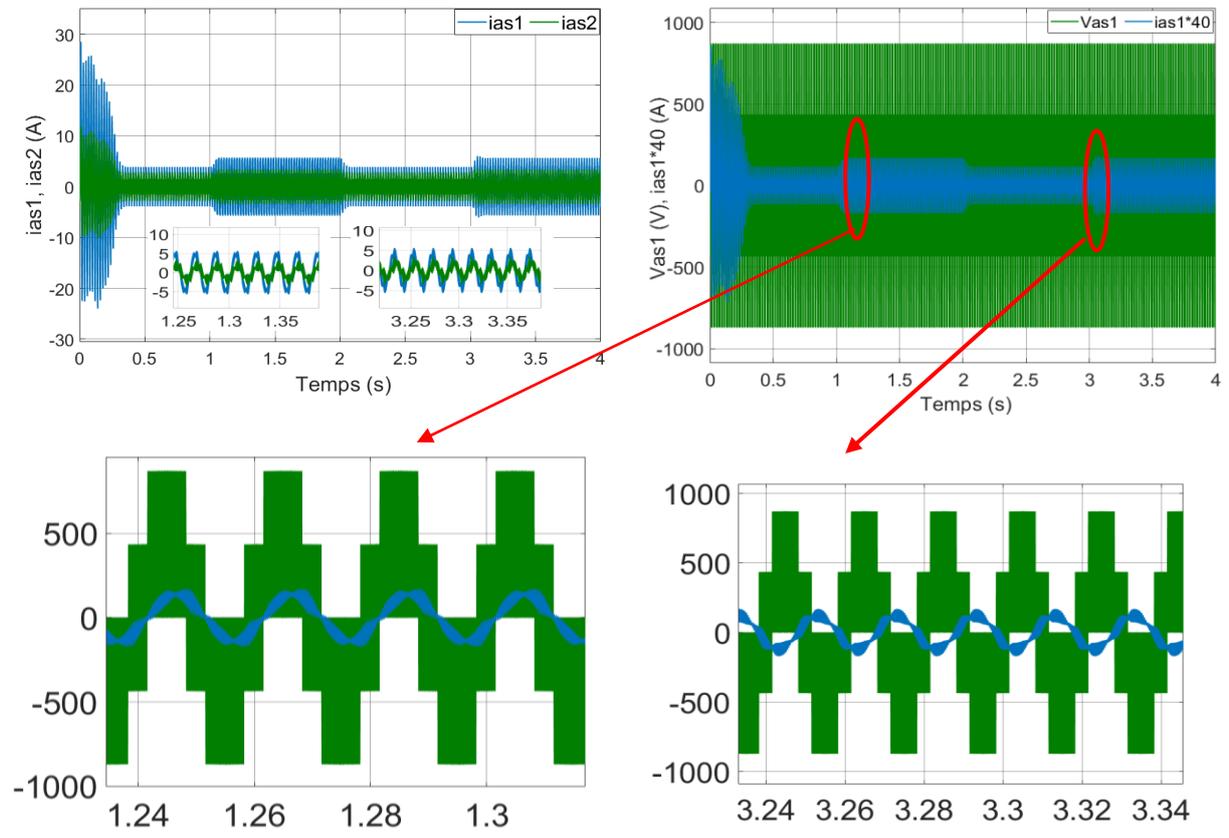


Figure (II. 15) : Evolution des caractéristiques de la MASDE à paramètres identiques alimentée par deux convertisseurs suivis de l'application des charges $C_r=13.2 \text{ N.m}$ et $C_r=-13.2 \text{ N.m}$, respectivement entre les intervalles du temps [1,2] s et [3,4] s

➤ Machine à double étoile à paramètres non identiques



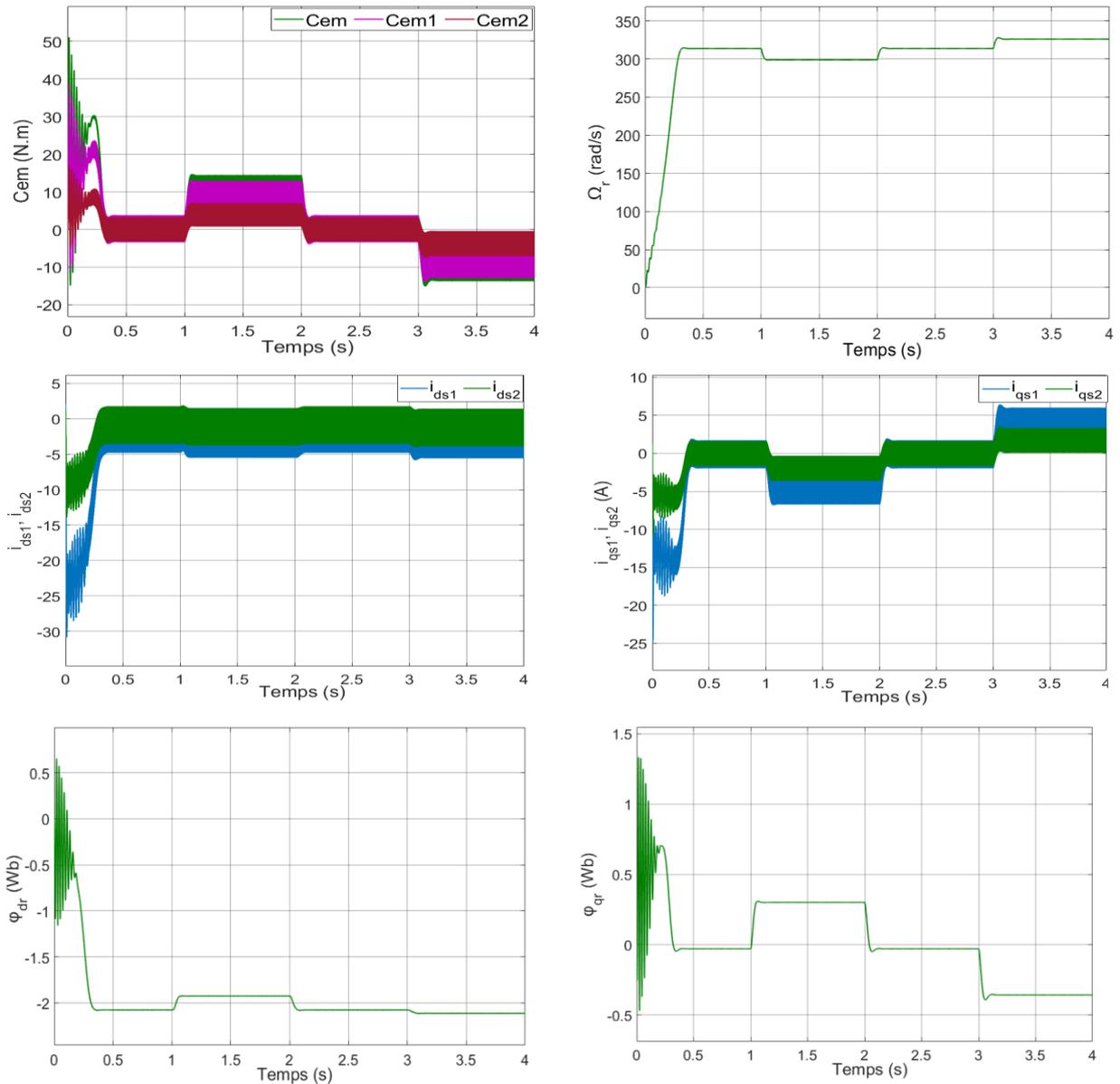


Figure (II. 16) : Evolution des caractéristiques de la MASDE à paramètres non identiques alimentée par deux convertisseurs suivis de l'application des charges $C_r=13.2 \text{ N.m}$ et $C_r=-13.2 \text{ N.m}$ respectivement entre les intervalles du temps [1,2] s et [3,4] s

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité la modélisation de la machine asynchrone triphasée à double étoile. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique basé sur la théorie unifiée des machines électriques, dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. En passant du modèle triphasé au modèle biphasé à l'aide de la transformation de Park *modifié*, après nous avons étudié la commande MLI.

Nous avons étudié les caractéristiques de la MASDE alimentée d'abord par des sources sinusoïdales, puis par des onduleurs de tension M.L.I, dans des conditions à vide et en charge.

Une simulation de la MASDE pour le modèle naturel et le modèle de Park, a été réalisée à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink. Cette simulation a été effectuée pour les deux cas les étoiles identiques et les étoiles non identiques.

Les résultats de la simulation montrent qu'il est nécessaire de réguler la vitesse de rotation de la MASDE de manière indépendante de la charge appliquée lorsqu'elle est alimentée via deux onduleurs de tension. Le prochain chapitre se concentrera donc sur la régulation de la vitesse à travers la commande vectorielle.

CHAPITRE III

III.1 Introduction

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ou la position. Parmi les commandes scalaires proposées pour la commande de la machine on cite la commande $\frac{V}{f}$ constante qui consiste à contrôler le couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de la tension d'alimentation à la fréquence. Toutefois, ce type de commande ne peut pas donner des performances dynamiques appréciables à basse vitesse [27].

En 1972, Blaschke a proposé une nouvelle théorie de commande, dite par flux orienté, qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée.

Aujourd'hui grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des variateurs à machine asynchrone ou synchrone [28].

Dans ce chapitre, nous commençons par expliquer le principe et les diverses méthodes de la commande vectorielle. Ensuite, nous analysons les performances de ce type de réglage à partir des résultats de simulation obtenus.

III.2 Origines de la commande vectorielle

Les origines de la commande vectorielle, contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du dix-neuvième 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].

III.3 Principe de fonctionnement

Le principe de la commande vectorielle (ou commande par flux orienté) consiste à orienter une des composantes de flux statorique, rotorique ou de l'entrefer sur un axe du référentiel tournant à la vitesse ω_s . Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone est la principale caractéristique de la commande vectorielle conduisant aux hautes performances industrielles des entraînements asynchrones (machine de papeterie, laminoirs, traction électrique, etc.) supportant les perturbations de la charge [29].

La (figure III.1) représente le Principe de pilotage vectorielle de la MCC et de la MASDE.

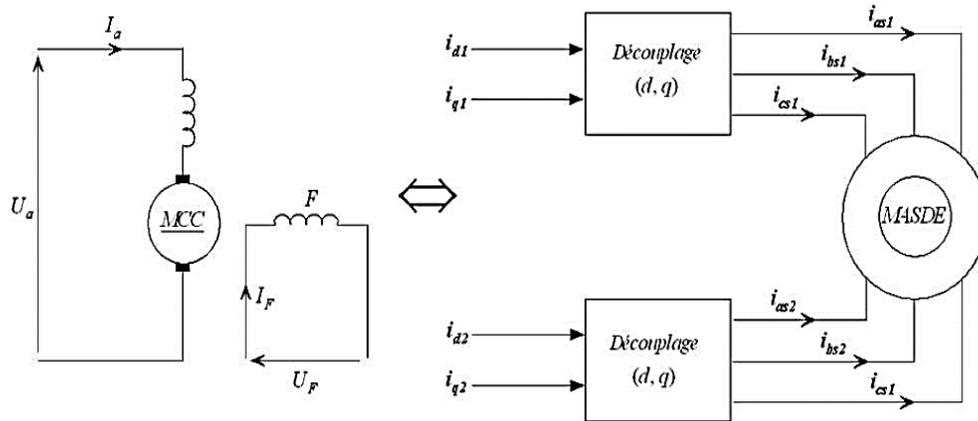


Figure (III. 1) : Principe de pilotage vectorielle de la MCC et de la MASDE

Le but de cette commande est d’assimiler le comportement de la machine asynchrone à double étoile à celui d’une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects :

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

En effet, dans une machine à courant continu le courant d’induit (I_a) contrôle le couple et le courant inducteur (I_F) contrôle le flux.

La relation du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = k\varphi_F I_a = k' I_a I_F \tag{III.1}$$

Avec : φ_F : Flux imposé par le courant d’excitation I_F ; I_a : courant d’induit ; k, k' : constantes.

III.4 Procédé d’orientation du flux

Le principe du contrôle vectoriel habite dans l’orientation du flux dans la machine au stator, au rotor, ou dans l’entrefer suivant l’un des deux axes d ou q, pour cela on trois choix :

- Orientation du flux rotorique :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r; \varphi_{qr} = 0. \tag{III.2}$$

- Orientation du flux statorique :

$$\varphi_{ds} = \varphi_s; \varphi_{qs} = 0. \tag{III.3}$$

- Orientation du flux d’entrefer :

$$\varphi_{dg} = \varphi_g; \varphi_{qg} = 0. \tag{III.4}$$

Dans notre cas, nous optons pour le choix de l’orientation du flux rotorique (III.2).

III.5 Méthodes de la commande vectorielle

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

III.5.1 Méthode directe

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

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles ;
- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [29].

III.5.2 Méthode indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude de flux, mais seulement sa position. Dans ce cas, le flux est contrôlé en boucle ouverte [30]. Cette dernière elle permet un contrôle plus précis de la vitesse et du couple des moteurs électriques, une meilleure dynamique de réponse et une réduction de consommation d'énergie.

III.6 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

Les lois de commande de MASDE sont établies à partir de leurs équations liées au champ tournant et par orientation de flux rotorique. la figure (III.2) illustre le Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC).



Figure (III. 2) : Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)

En considérant comme grandeurs de références le flux rotorique φ_r^* et les couples C_{em1}^* et C_{em2}^* et en exprimant que :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r^* \tag{III.5}$$

$$\varphi_{qr} = 0 \tag{III.6}$$

$$P\varphi_r^* = 0 \tag{III.7}$$

Avec : $P = \frac{d}{dt}$: Opérateur de Laplace ; $\omega_{gl}^* = (\omega_s^* - \omega_r)$

En remplaçant (III.5) et (III.7) dans le système d'équations des tensions rotoriques (II.26), on obtient :

$$R_r i_{dr} = 0 ; i_{dr} = 0 \quad (III.8)$$

$$R_r i_{qr} + \omega_{gl}^* \varphi_r^* = 0 ; i_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \varphi_r^*}{R_r} \quad (III.9)$$

Et à partir des équations (II.38), on trouve :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_r^* - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (III.10)$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (III.11)$$

En introduisant (III.10) et (III.11) dans le système d'équations des flux statoriques (II.28), on aura :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \mu i_{ds2} + \mu \varphi_r^* \\ \varphi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \mu i_{qs2} \\ \varphi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \mu i_{ds1} + \mu \varphi_r^* \\ \varphi_{qs2} = \lambda_1 i_{qs2} + L_r i_{qs1} \end{cases} \quad (III.12)$$

Avec :

$$\mu = \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

$$\lambda_{1,2} = L_{s1,2} + \mu L_r$$

En substituant (III.8) dans (III.10), on tire :

$$\varphi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (III.13)$$

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

$$L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) = -(L_m + L_r) i_{qr} \quad (III.14)$$

A partir (II.), on exprime l'expression de couple électromagnétique suivante :

$$\begin{cases} C_{em1} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r i_{qs1} \\ C_{em2} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r i_{qs2} \end{cases} \quad (III.15)$$

En remplaçant (III.12) à (III.14) dans le système d'équations des tensions statoriques (II.25) et en introduisant l'expression (III.9), on obtient :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} P i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1}^* = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} P i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ v_{ds2}^* = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} P i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2}^* = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} P i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (III.16)$$

Avec : $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$.

En introduisant l'équation (III.9) dans (III.11), on tire :

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} \frac{(i_{qs1} + i_{qs2})}{\varphi_r^*} \quad (\text{III.17})$$

A partir (III.15), on trouve :

$$\begin{cases} i_{qs1} = \frac{(L_m + L_r)}{p L_m} \frac{C_{em1}^*}{\varphi_r^*} \\ i_{qs2} = \frac{(L_m + L_r)}{p L_m} \frac{C_{em2}^*}{\varphi_r^*} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

L'expression (III.16) montre que les tensions (v_{ds1}^* , v_{qs1}^* , v_{ds2}^* , et v_{qs2}^*) influent au même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures (i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} , et i_{qs2}), donc sur le flux et les couples électromagnétiques. Pour cela il est nécessaire de découpler la commande du couple et du flux, alors on a des nouvelles variables :

$$\begin{cases} v_{ds1r} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} P i_{ds1} \\ v_{qs1r} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} P i_{qs1} \\ v_{ds2r} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} P i_{ds2} \\ v_{qs2r} = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} P i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Les tensions statoriques de référence (v_{ds1r} , v_{qs1r} , v_{ds2r} , v_{qs2r}) à flux constante, utilisent pour compenser l'erreur introduite lors de découplage donnée par :

$$\begin{cases} v_{ds1c}^* = v_{ds1r} - v_{ds1c} \\ v_{qs1c}^* = v_{qs1r} + v_{qs1c} \\ v_{ds2c}^* = v_{ds2r} - v_{ds2c} \\ v_{qs2c}^* = v_{qs2r} + v_{qs2c} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Tel que :

$$\begin{cases} v_{ds1c} = \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1c} = \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ v_{ds2c} = \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2c} = \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

III.6.1 Identification des paramètres des régulateurs PI

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes [9]. L'identification des paramètres des régulateurs PI des systèmes dont la fonction de transfert est du premier ordre, telle que :

$$H(P) = \frac{1}{aP + b} \quad (\text{III.22})$$

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert du PI est :

$$C(P) = K_p + \frac{K_i}{P} \quad (\text{III.23})$$

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un régulateur PI est donné par la figure (III.3).

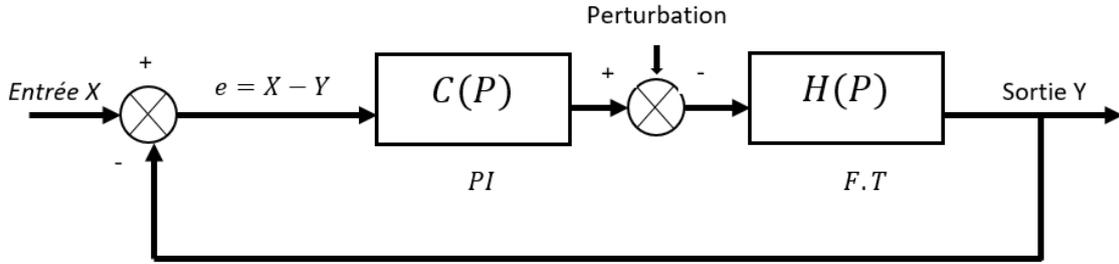


Figure (III. 3) : Schéma d'un système asservi de premier ordre régulé par un régulateur PI

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

$$T(P) = C(P)H(P) = \frac{K_p P + K_i}{aP^2 + bP} \quad (III.24)$$

En boucle fermée, on obtient :

$$F(P) = \frac{T(P)}{1+T(P)} = \frac{K_p + K_i}{ap^2 + (b+k_p)p + K_i} \quad (III.25)$$

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

$$G(P) = \frac{1}{TP+1} \quad (III.26)$$

Il suffit d'identifier (III.24) à (III.25) comme suit :

$$\frac{K_p P + K_i}{aP^2 + (b+K_p)P + K_i} = \frac{1}{TP+1} \quad (III.27)$$

Ce qui donne :

$$K_p TP^2 + (K_i T + K_p)P + K_i = aP^2 + (b + K_p)P + K_i \quad (III.28)$$

D'où :

$$\begin{cases} K_p = \frac{a}{T} \\ K_i = \frac{b}{T} \end{cases} \quad (III.29)$$

La figure (III.4) représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques (première et deuxième étoiles).

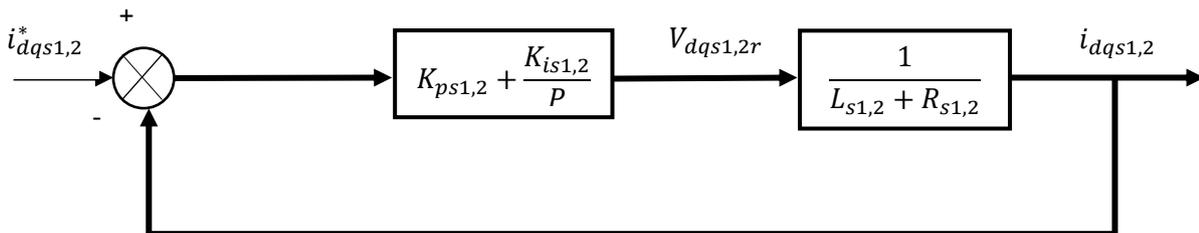


Figure (III. 4) : Schéma d'un régulateur PI des courants statoriques

La fonction de transfert de PI est : $K_{p1,2} + \frac{K_{i1,2}}{s}$

Telle que : $K_{p1,2}$: Coefficient de proportionnalité ; $K_{i1,2}$: Coefficient d'intégration.

$$\text{Avec : } \begin{cases} K_{ps1} = \frac{L_{s1}}{T} \\ K_{is1} = \frac{R_{s1}}{T} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} K_{ps2} = \frac{L_{s2}}{T} \\ K_{is2} = \frac{R_{s2}}{T} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Pour avoir une dynamique du processus rapide, on prend $T = \frac{\tau_r}{6}$, avec $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ représente la constante de temps électrique du système.

III.6.2 Application de la commande indirecte sur la MASDE

L'application de la commande vectorielle indirecte sans le réglage de vitesse sur la machine asynchrone à double étoile est illustrée par la figure (III.5).

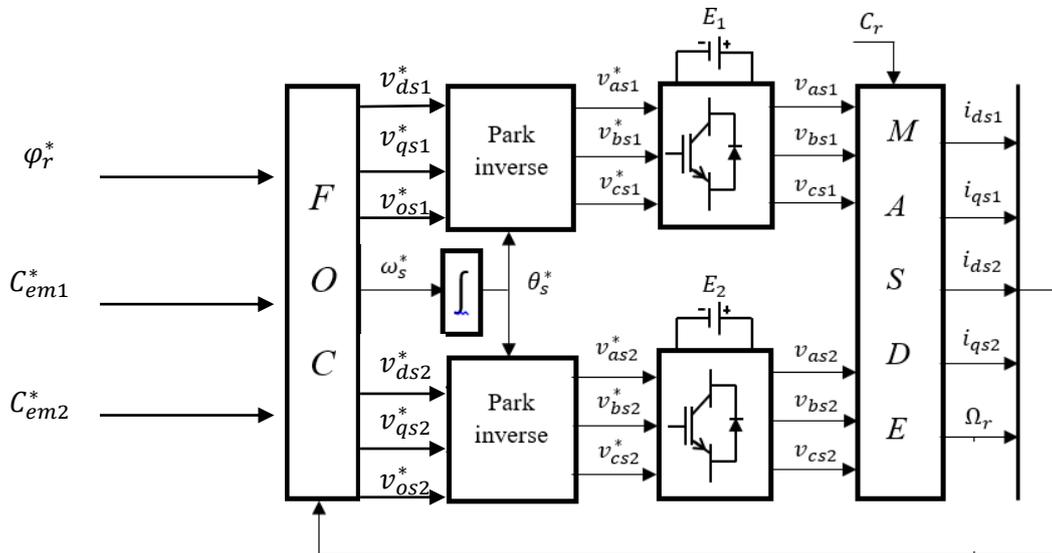


Figure (III. 5) : Schéma de la commande FOC sans régulation de vitesse

Le schéma du bloc de découplage FOC est représenté par la figure (III.6) .

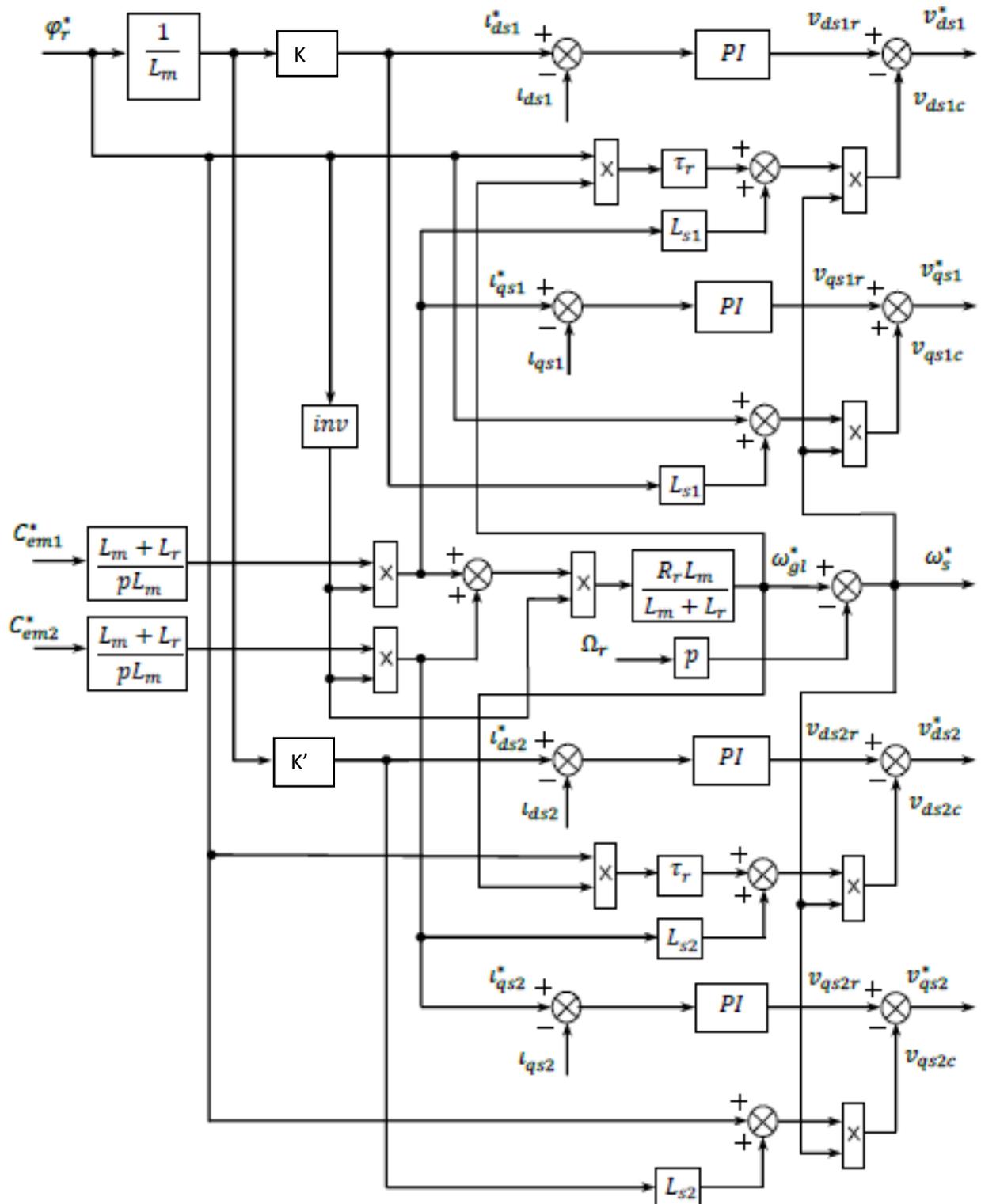


Figure (III. 6) : Représentation schématique du bloc de découplage FOC

III.7 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais simplement sa position calculée en fonction des grandeurs de référence. Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse rotorique.

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

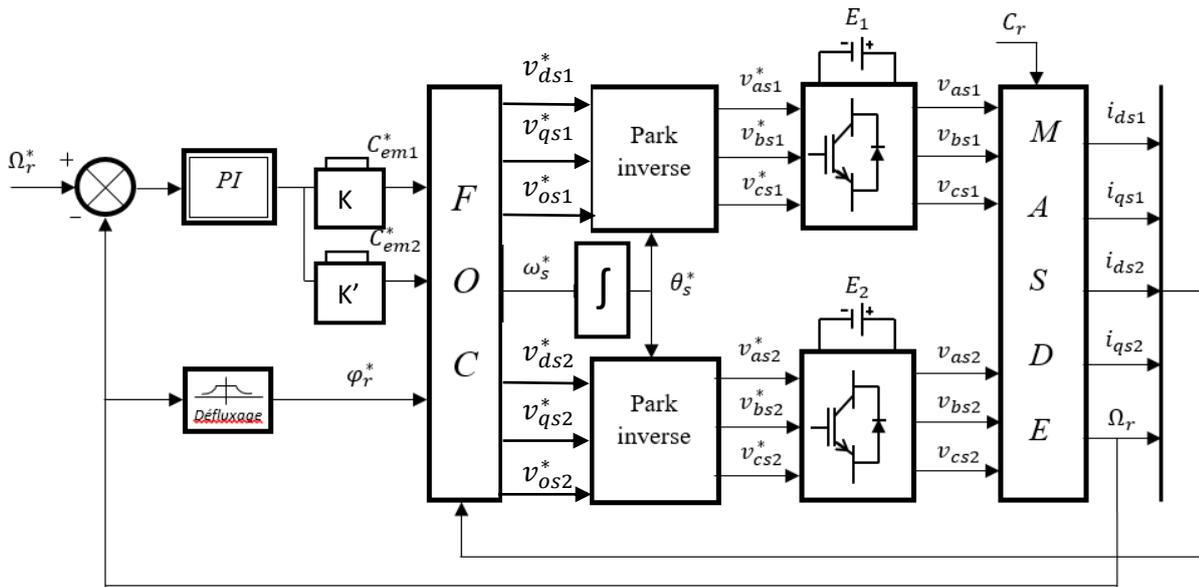


Figure (III. 7) : Schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse

III.7.1 Bloc de défluxage

Dans le cas où la tension aux bornes de la machine est constante alors le flux augmente avec une vitesse inférieure ou égale la vitesse nominale et diminue avec une vitesse supérieure à la vitesse nominale. Ce principe est défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \varphi_r^* = \varphi_n & \text{si} & |\Omega_r| \leq \Omega_n \\ \varphi_r^* = \varphi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega_r|} & \text{si} & |\Omega_r| > \Omega_n \end{cases} \quad (III.31)$$

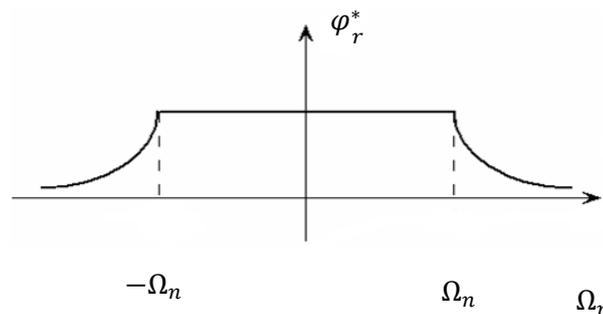


Figure (III. 8) : Schéma de défluxage

III.7.2 Identification des paramètres du régulateur de vitesse

Pour le réglage de la vitesse plusieurs types peuvent être appliqués, un régulateur PI est le plus simple.

Le schéma de la boucle de régulation de la vitesse est donné par la figure (III.9) :

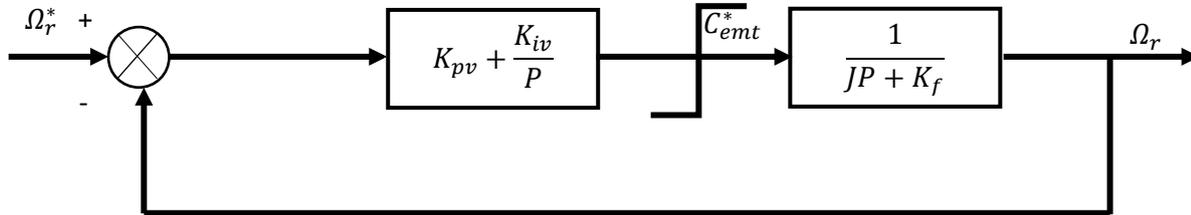


Figure (III. 9) : Schéma de la boucle de régulation de la vitesse rotorique

Dans cette boucle de régulation le couple électromagnétique total C_{emt}^* serait égale la somme du couple de la première étoile C_{em1}^* et de la deuxième étoile C_{em2}^* .

L'identification nous donne :

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{J}{T} \\ K_{iv} = \frac{K_f}{T} \end{cases} \quad (III.32)$$

On prend : $T = \tau_r$.

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

$$C_{em1,2}^*(lim) = \begin{cases} C_{em1,2}^* & Si \quad |C_{em1,2}^*| \leq C_{emMax1,2} \\ C_{emMax1,2} \text{Sign}(C_{em}^*) & Si \quad |C_{em1,2}^*| \geq C_{emMax1,2} \end{cases} \quad (III.33)$$

III.7.2 Simulation et interprétations des résultats

Le premier cas pour les paramètres identiques $K = K' = 0.5$ les résultats son présente dans la figure (III.10).

Le deuxième cas pour les paramètres non identique $K = 0.70, K' = 0.30$ les résultats son présente dans la figure (III.11).

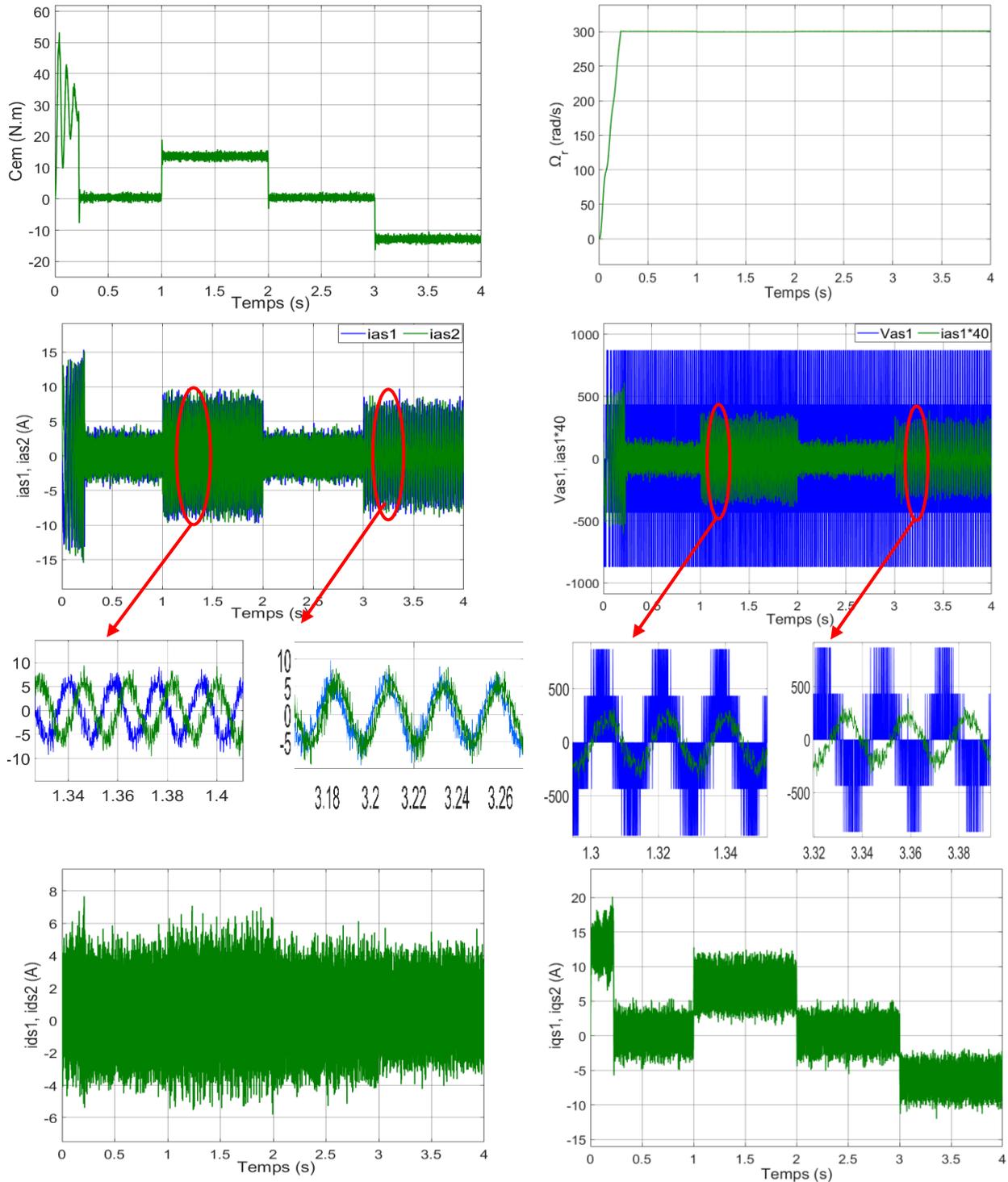
Les figures (III.10), (II.11) représentes l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte à paramètres identiques et non identiques, suivi de l'application des charges $C_r = 13.2 \text{N.m}$ à $t = 1 \text{s}$, en imposant la vitesse de référence = 300 rad/s. Celle-ci montre :

Au démarrage à vide, la vitesse prend rapidement (à $t = 0.25 \text{s}$) la valeur de consigne. Le couple électromagnétique stabilise à une valeur proche de 0 (due au frottement) après des ondulations amortis d'un dépassement maximal de 53.4 N.m à $t = 0.035 \text{s}$. Pour les courants statoriques, un fort appel d'environ 2 fois le courant nominale au début puis en régime permanent contenu d'une façon sinusoidale. Le courant en quadratique évolue identiquement

avec le couple électromagnétique dans le régime permanent. Les flux rotoriques suivent leurs consignes en régime permanent.

L'application du charge $C_r = 13.2$ N.m (fonctionnement moteur) provoque une augmentation de couple et des courants statoriques. La vitesse, les flux suivent toujours les consignes.

L'application du charge $C_r = -13.2$ N.m (fonctionnement génératrice) engendre une diminution du couple et du courant en quadratique.



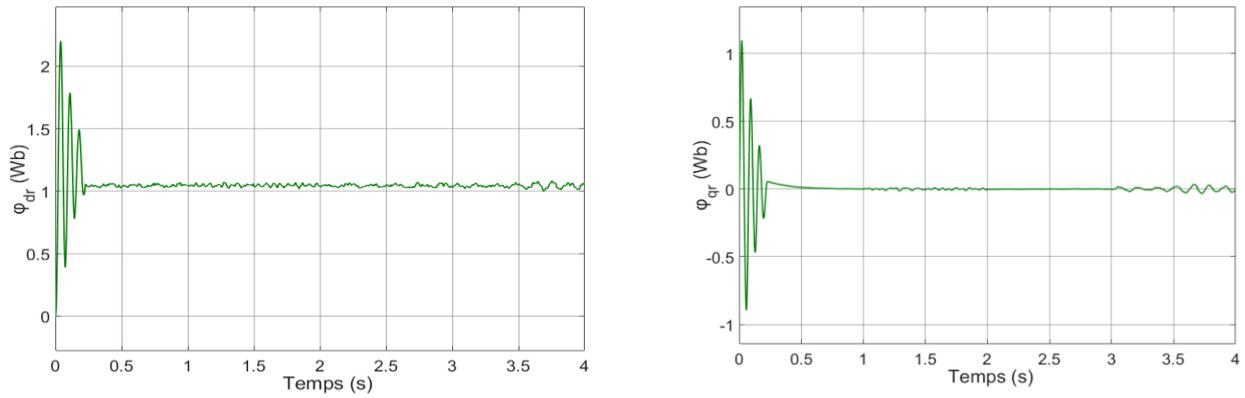
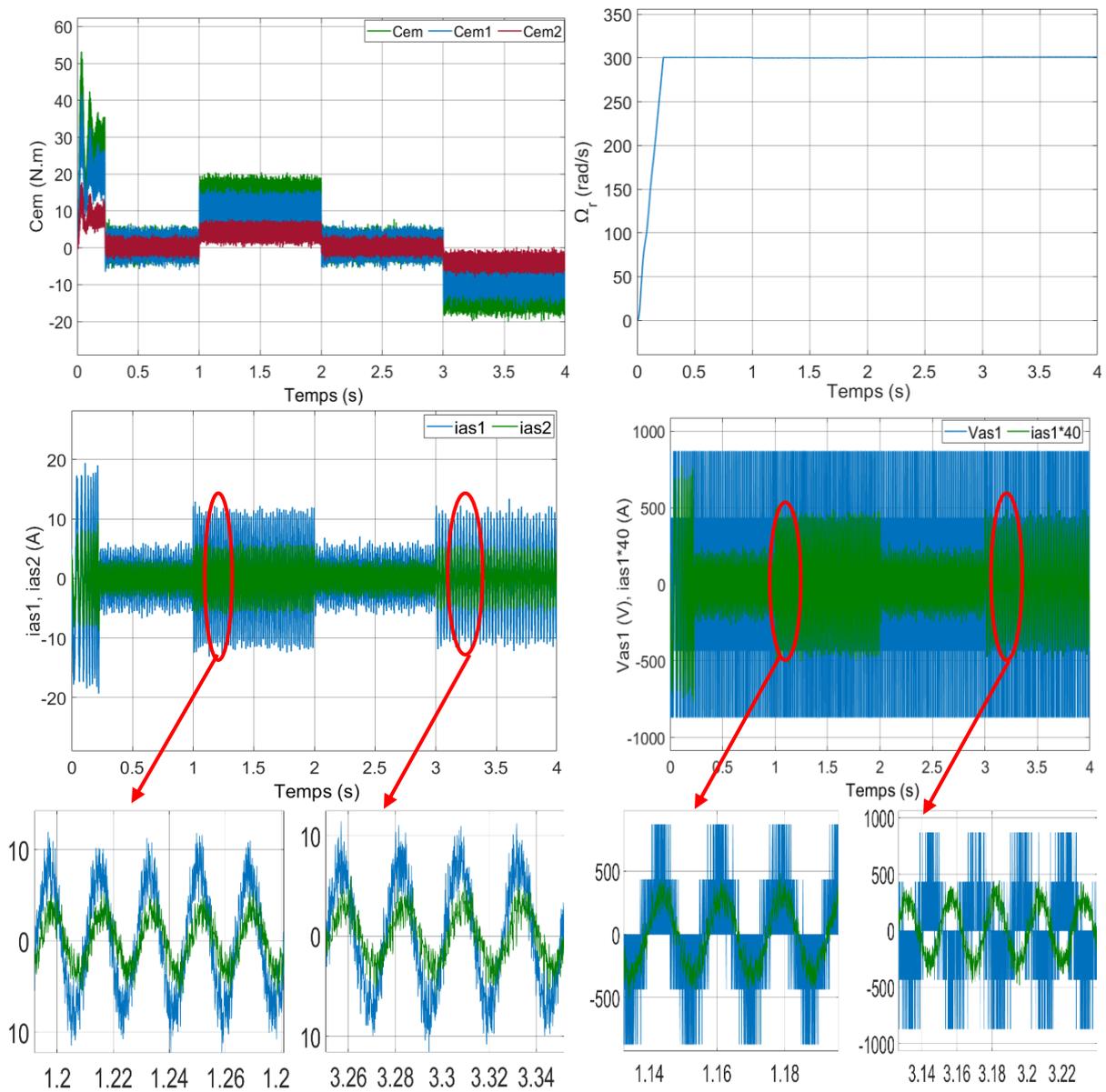


Figure (III. 10) : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, avec les paramètres identiques



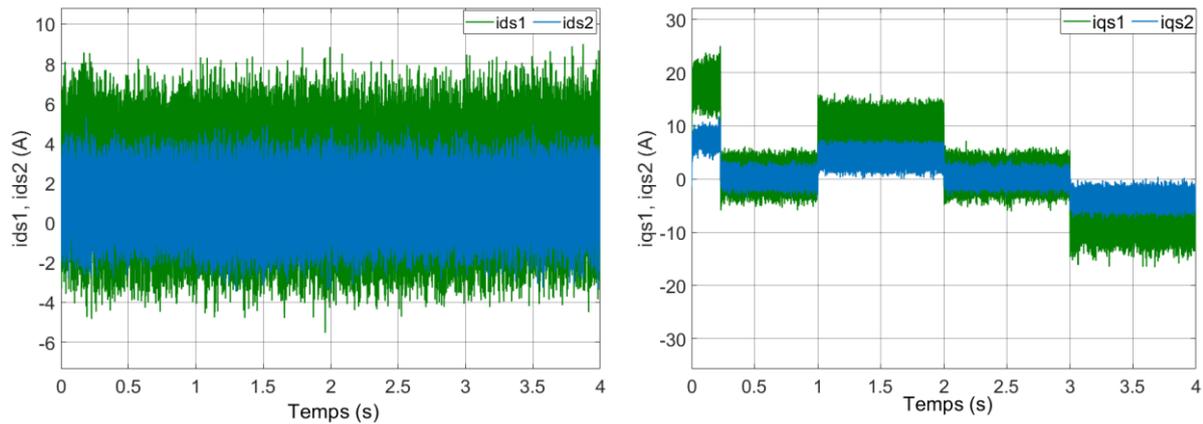


Figure (III.11) : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, avec les paramètres non identiques.

III.8 Conclusion

Ce chapitre explore l'application de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique sur la machine asynchrone double étoile, l'objectif principal étant la régulation de la vitesse. Cette étude met en évidence les caractéristiques spécifiques de cette technique de commande appliquée à la MASDE.

Comparée à l'alimentation directe depuis le réseau et aux onduleurs de tension mentionnés précédemment, la régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte est plus performante en termes de précision et de stabilité.

Les régulateurs classiques comme les régulateurs PI peuvent être adéquats lorsque les exigences en termes de précision et de performance du système ne sont pas particulièrement élevées.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire expose une étude générale, la modélisation et la commande de la MASDE en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices, et nous avons fixé comme objectif principal la commande vectorielle de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension.

Le premier chapitre est consacré à la présentation des généralités sur les machines multiphasées, les classifications en fonction du nombre de phases du stator. On a cité aussi leurs avantages, tels que la segmentation de la puissance, la réduction des ondulations de couple et des pertes rotoriques, ainsi que leur fiabilité. De plus, on a abordé leurs inconvénients et leurs applications industrielles.

Pour approfondir la compréhension de la machine, le deuxième chapitre s'était concentré sur la modélisation MASDE à partir des équations mathématiques dans le repère naturel (abc) et repère biphasé en utilisant la transformation de Park *modifiée* (d, q, o) pour simplifier la modélisation, la MASDE alimentée par deux sources de tension triphasées équilibrées. L'objectif est d'analyser son comportement dans deux configurations : lorsque les étoiles sont identiques et lorsque les étoiles sont non identiques. Nous avons réalisé des simulations sur MATLAB/Simulink pour étudier le comportement de la MASDE dans les différents cas. Puis l'association de MASDE avec deux onduleurs de tension commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique de MASDE, on a appliqué la commande indirecte. Cette dernière vise à obtenir un comportement similaire à celui d'une machine à courant continu en termes de contrôle du couple et de vitesse. Ce principe repose sur l'orientation du flux rotorique indirectement appliquée pour la régulation de la vitesse à l'aide de régulateurs classiques de type PI. Puis l'association de la machine avec deux onduleurs de tension commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de réduire les harmoniques supérieurs temporaires.

Les résultats de simulation confirment que le système fonctionne en respectant les principes fondamentaux, avec une amélioration notable des réponses qui se rapprochent précisément des valeurs de référence.

D'après ce travail, on conclut par la présentation des avantages de la commande vectorielle indirecte :

- Plus facile à implémenter, elle consiste à ne pas mesurer le flux de la machine mais à supposer d'être établi en régime permanent à la valeur désirée ;
- Elle n'exige pas de capteur de flux donc il n'y aura pas de régulation de flux ;
- Méthode plus attractive, simple à réaliser et plus utilisée ;
- Elle peut être utilisée pour le contrôle dans les basses vitesses.

En continuité à ce travail, on propose quelques perspectives qui se traduisent par les essais expérimentaux et l'application des techniques de réglage de l'automatique moderne à savoir les commandes avancées (la fusion des réseaux de neurones avec les techniques floues, la commande par mode glissant, la commande adaptative floue, etc.) et l'utilisation des onduleurs multi niveaux.

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

- [01] M. Sadeg et F. Yahiatene « Etude et réalisation de la commande par retour d'état adaptative d'un moteur à courant continu », Mémoire de Master Université Djilali liabes de sidi bel Abbes, 2016.
- [02] W. Boudjlat et A. Himoura « Etude et simulation d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension a commandé MLI », Mémoire de Master Université Badji Mokhtar-Annaba, 2017.
- [03] Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone. From /http/ :www.academia.edu. Consulté en juin 2024.
- [04] H. Amimeur, « Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile », Thèse de Doctorat en science de l'université de Batna, 2012.
- [05] Chapitre 2 Convertisseurs Courant Alternatif Courant Continu from (fr.scribd.com).
- [06] M. Oubachir & M. Zeggai « Commande directe du couple (DTC) pour une machine asynchrone à double étoile », Mémoire de Master Université Aboubakr Belkaïd–Tlemcen, 2021.
- [07] M. Bernard, « Historique des machines électromagnétiques et plus particulières des machines à réluctance variable ». Revue 3E. In°3. pp. 3–8, 1995 ;
- [08] J. Belhadj, I. Slama-Belkhodja, M. Pietrzak-David, B.de Fornel, « A multi machine multi-inverter DTC strategy », Electrimacs, 18-21. Electric Drives 1, 2002 ;
- [09] " Les Machines Asynchrones "site d'internet " [http:// fr.wikipedia-org / wiki / Machine Asynchrone "](http://fr.wikipedia-org/wiki/Machine_Asynchrone) ;
- [10] K. Khalfaoui et S. Harrache, "Etude et Analyse des Procédés de Démarrage des moteurs asynchrones Triphasés ", Mémoire d'ingénieur, Université Med Boudiaf M'Sila, 2006 ;
- [11] B. Mohamed said et S. Berrababh, « Commande non linéaire d'une machine asynchrone double étoile », Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2020 ;
- [12] D. Hadiouche, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure », Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré de NancyI, faculté des sciences et technique, 2001 ;
- [13] L. Benalia, « Commande en tension des moteurs à induction double alimentés », Thèse de Doctorat, Université de BATNA, 2010 ;
- [14] E. Merabet, « Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008 ;
- [15] D.Hadiouche, H.Razik & A.Rezzoug, " Modelling of a double-star induction motor with arbitrary shift angle between its three phase windings", EPE-PEMC2000, Kosice ;

- [16] S. Azzi et B. Azzi. « Étude et modélisation de la machine asynchrone double étoile : application à la traction électrique ». Mémoire de Master, 2014 ;
- [17] H-reza.P. N, Pooya D, Abbas.S «A novel structure for vector control of symmetricalsix-phase Induction machines withthreecurrentsensors» ETASR – Engineer in Technology & Applied Science Research Vol. 1, No. 2, 2011, 23-29 ;
- [18] G. K. Singh, “Multi-phase induction machine drive research a survey,” Electric Power System Research., pp. 139 - 47, vol. 61, 2002 ;
- [19] G. Crellet & G. Clerc, « Actionneurs électriques », Edition Eyrolles, Paris, France, 1997.
- [20] H. Tamrabet « Robustesse d’un contrôle vectoriel de structure minimal d’une machine asynchrone ». Mémoire de Magister, Université de Batna, 2006.
- [21] L. Baghli « Modélisation et commande de la machine asynchrone » cours Tlemcen, 2020.
- [22] H.Ney, « Equipement de puissance », Edition Fernand Nathan, Paris, 1988.
- [23] S. Alloune, « Commande des machines polyphasées », Mémoire de Magister de l’université de Bejaia, Algérie 2005.
- [24] H.Yantour et J.Saadi, A.Khoumsi, « Modélisation et simulation d’une commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone (DTC) », 6e conférence Francophone de Modélisation et Simulation, MOSIM’06, Rabat-MAROC, 2006.
- [25] H. Amimeur, Contribution à la commande d’une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, Mémoire de Magister de l’Université de Batna, Algérie, 2008.
- [26] G.A.Capolino & Y.Y.Fu, “ Commande des machines asynchrones par flux oriente : principe, méthode et simulation”, Institut méditerranéen de technologie département électronique de puissance et systèmes associés.
- [27] Yayuan Fu “ Commande découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées ” Thèse de doctorat, Université montpellier II, 1991.
- [28] Lakhdari Meftah, « Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour aerogeneration » mémoire de Magister, 2014.
- [29] E. Merabet & A. Belayali, « Commande par la logique floue d’une machine asynchrone double stator », Mémoire d’ingénieur, M’sila 2005.
- [30] R. Zaimeddine, « Contrôle Direct du Couple d’une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux », thèse de doctorat, école national polytechniques 2007.

Annexe A

Tableau 1 : Paramètres de la MASDE à étoiles identiques

Puissance nominale	$P_n = 4 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 380 \text{ V}$
Vitesse nominale	$\Omega_r = 308 \text{ rd/s}$
Résistances d'une phase statorique (étoile 1 et 2)	$R_{s1} = R_{s2} = 9.25 \text{ } \Omega$
Inductances de fuites d'une phase statorique (étoile 1 et 2)	$L_{s1} = L_{s2} = 0.007 \text{ H}$
Résistance d'une phase rotorique	$R_r = 4.265 \text{ } \Omega$
Inductance de fuite d'une phase rotorique	$L_r = 0.048 \text{ H}$
Inductance mutuelle cyclique stators-rotor	$L_m = 0.73 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.021 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.0014 \text{ N.m.s/rd}$
Nombre de paires de poles	$p = 1$

Les paramètres de la MASDE à étoiles non identiques sont donnés par le tableau 2 :

Tableau 2 : Paramètres de la MASDE à étoiles non identiques

Puissance nominale	$P_n = 4 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 380 \text{ V}$
Vitesse nominale	$\Omega_r = 308 \text{ rd/s}$
Résistances d'une phase statorique de l'étoile 1	$R_{s1} = 6.38 \text{ } \Omega$
Résistances d'une phase statorique de l'étoile 2	$R_{s2} = 15.44 \text{ } \Omega$
Inductances de fuites d'une phase statorique de l'étoile 1	$L_{s1} = 0.048 \text{ H}$
Inductances de fuites d'une phase statorique de l'étoile 2	$L_{s2} = 0.011 \text{ H}$
Résistance d'une phase rotorique	$R_r = 4.265 \text{ } \Omega$
Inductance de fuite d'une phase rotorique	$L_r = 0.048 \text{ H}$
Inductance mutuelle cyclique stators-rotor	$L_m = 0.73 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.021 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.0014 \text{ N.m.s/rd}$
Nombre de paires de poles	$p = 1$

Résumé :

Pour des applications de forte puissance, les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Nous avons étudié l'exemple le plus courant des machines multiphasées, il s'agit de la machine asynchrone double étoile.

Ce mémoire présente une étude de la modélisation et la commande en vitesse de la machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension. On a commencé par une étude théorique sur les types des machines multiphasées, et les machines à double étoile, puis on a étudié l'association des convertisseurs statique avec MASDE, après on termine notre travail par l'étude de la technique de commande vectorielle indirecte à base de régulateurs linéaires de type PI. Finalement, les résultats des simulations sont effectués pour la validation des commandes.

Abstract:

For high power applications, multi-phase machines are increasingly used for reasons of reliability and power segmentation. We have studied the most common example of multi-phase machines, this is the double star asynchronous machine. This thesis presents a study of the modeling and speed control of the double star asynchronous machine (MASDE) powered by two voltage inverters. We started with a theoretical study on the types of multiphase machines, and double star machines, then we studied the association of static converters with MASDE, after which we finished our work with the study of the indirect vector control technique with base of PI type linear regulators. Finally, the simulation results are presented.

ملخص :

بالنسبة لتطبيقات الطاقة العالية، يتم استخدام الآلات متعددة الأطوار بشكل متزايد لأسباب تتعلق بالموثوقية وتجزئة الطاقة. لقد درسنا لكم المثال الأكثر شيوعاً للآلات متعددة الأطوار، وهي الآلة غير المتزامنة ذات النجمة المزدوجة. تقدم هذه الأطروحة دراسة النمذجة والتحكم في السرعة للآلة غير المتزامنة ذات النجم المزدوج (MASDE) المدعومة بمحولين للجهد. بدأنا بدراسة نظرية لأنواع الآلات متعددة الأطوار، والآلات ذات النجمة المزدوجة، ثم قمنا بدراسة ارتباط المحولات الساكنة مع MASDE ، وبعد ذلك انتهينا من عملنا بدراسة تقنية التحكم بالنواقل غير المباشرة بقاعدة PI من النوع الخطي المنظمين. وأخيراً، يتم عرض نتائج المحاكاة.

MASDE : Machine asynchrone à double étoile.

PI : Régulateur.