

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université A. MIRA-BEJAIA



Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

Mémoire de Fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique

Spécialité : électrotechnique industrielle

Thème

**Contribution à l'étude de la machine asynchrone à trois étoiles :
modélisation et commande**

Préparé par :

Mr. MERZOUK Badreddine

Mr. MESSAOUDENE Wahid

Devant le jury composé de :

-OUARI Kamel

-BOUDRIES Zoubir

Dirigé par : AZIB Ahmed

Soutenu : Le 18/06/ 2023

Année Universitaire : 2022/2023

REMERCIEMENT

Nous remercions le bon DIEU qui nous a donné la santé,
La force et la patience d'entamer et de terminer ce travail.

Tout d'abord, ce travail ne serait pas aussi riche et n'aurait pas pu avoir le jour sans l'aide et l'encadrement de **Mr : AZIB Ahmed**, on le remercie pour la qualité de son encadrement exceptionnel, sa patience, sa rigueur et sa disponibilité durant notre préparation de ce mémoire.

Nous remercions également tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs remarques.

Nous tenons également à remercier tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

DÉDICACE

Je dédie ce modeste travail :

Spécialement à mes parents, qui ont cru en moi, et qui ont contribué d'une façon ou d'une autre à la réussite de ce travail.

Ce travail est le fruit de leurs sacrifices qu'ils ont consentis pour mon éducation et ma formation.

A toute ma famille, mes oncles, tantes et amis qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

A mon binôme

Badreddine

DÉDICACE

Je dédie ce modeste travail :

A la mémoire de mon père.

Ce travail est dédié à mon père, décédé trop tôt, qui m'a toujours poussé et motivé dans mes études.

A ma mère, la profonde gratitude, pour ces sacrifices.

A mon frère et sa femme, à mes chères sœurs.

A toute ma famille et amis qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

A mon binôme

Wahid

Sommaire

sommaire

Introduction générale :	1
-------------------------------	---

Chapitre I: État de l'Art des Machines multi-phasées

I.1	Introduction :	3
I.2	Histoire des machines électriques :	3
I.3	La machine asynchrone :	4
I.4	Caractéristiques de la machine multi-phasées :	4
I.4.1	Machines multi-phasées de type1 :	5
I.4.2	Machines multi-phasées de type2	6
I.5	Les applications des machines multi-phasées :	7
I.6	Avantages des machines multi-phasées :	7
I.6.1	Segmentation de puissance :	7
I.6.2	Fiabilité :	8
I.6.3	Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques :	8
I.6.4	Élimination d'harmonique d'espace :	8
I.7	Inconvénients des machines multi-phasées :	8
I.8	Présentation de la machine asynchrone a trois étoiles :	9
I.9	Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à trois étoiles :	9
I.10	Conclusion :	10

Chapitre II: Modélisation de la MASTE

II.1	Introduction :	11
II.2	Hypothèses simplificatrices :	11
II.3	Modélisation de la MASTE :	11
II.3.1	Equations électriques :	11

II.3.2	Les équations ce forme matricielle :	12
II.3.3	Les équations magnétiques :	14
II.3.4	Expression du couple électromagnétique :	16
II.3.5	Equation mécanique :	16
II.4	Modèle biphasé de la MASTE:	17
II.4.1	Transformation de Park :	17
II.4.2	Choix du référentiel :	18
II.4.3	Modèle de MASTE selon le système d'axe généralise « d, q »	19
II.5	Puissance absorbée et le couple électromagnétique :	22
II.6	Simulation et interprétation des résultats :	23
II.7	Alimentation de la MASTE par onduleur de tension à commande MLI :	27
II.7.1	Modélisation de l'onduleur :	27
II.7.2	Commande par modulation sinus-tringle :	28
II.7.3	Association de la MASTE avec trois onduleurs de tension :	30
II.8	Simulation et interprétation des résultats :	31
II.9	Conclusion :	34

Chapitre III : Commande Vectorielle de la MASTE

III.1	Introduction:	35
III.2	Principe de la commande vectorielle :	35
III.3	Choix d'orientation du flux :	36
III.4	Méthodes de la Commande Vectorielle :	37
III.4.1	Méthode directe.....	37
III.4.2	Méthode indirecte.....	37
III.5	Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse	37
III.5.1	Synthèse des régulateurs PI	40
III.5.2	Simulation et interprétation :	43
III.6	Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse :	44

III.6.1	Bloc de défluxage:.....	44
III.6.2	Identification des paramètres du régulateur de vitesse:.....	45
III.6.3	Simulation et interprétation :	45
III.6.4	Tests de robustesse	47
III.7	Commande vectorielle directe avec régulation de vitesse :.....	50
III.7.1	Estimateur de flux :	50
III.7.2	Identification des paramètres du régulateur de flux :.....	51
III.7.3	Simulation et interprétation des résultats :	52
III.7.4	Tests de robustesse :.....	53
III.8	Conclusion :	56
	Conclusion générale:.....	57
	Annexe A: Les paramètres de MASTE.....	58
	Annexe B: Paramètres des différents régulateurs PI.....	59
	Bibliographies:.....	60

Liste des figures et tableaux

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1 : Schéma d'une machine asynchrone tétraphasée	9
---	---

Chapitre II

Figure II.1: Représentation du modèle généralisé de la MASTE.....	19
Figure II.2: Evolution des caractéristiques de la MASTE alimente par trois sources sinusoïdales avec un couple de charge $Cr = 14$ et $-14 N.m$ respectivement entre les intervalles $t=[2, 3.5]$ et $[4.5, 6]$	25
Figure II.3: Le schéma de l'onduleur triphasé.....	27
Figure II.4: Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle	30
Figure II.5: Association de la MASTE avec trois de tension	31
Figure II.6: l'évolution des caractéristiques de la MASTE alimentée par trois onduleurs de tension à commande M.L.I. sinus-triangle, avec un coefficient de réglage $r=0,8$ et un indice de modulation $m=42$	33

Chapitre III

Figure III. 1: Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE	36
Figure III. 2: Schéma bloc simplifié de la commande a flux orienté (FOC).....	38
Figure III. 3: Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques	41
Figure III. 4: Schéma bloc de découplage en FOC.....	42
Figure III. 5 Evolution des caractéristiques de la MASTE par la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse.....	43
Figure III. 6: Bloc de défluxage	44
Figure III. 7: Bloc de régulation de la vitesse	45
Figure III. 8: Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des charges $Cr = 14$ et $-14 N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]$	46
Figure III. 9: Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de la vitesse (2500 à -2500 tr/mn) à partir de $t = 1.5s$	49
Figure III. 10: Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique Rr de 100% à partir de $t = 1s$, avec l'application des charges $Cr = 14$ et $-14 N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$	50

Figure III. 11: Schéma réduit de régulation de flux.....	51
Figure III. 12: Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et -14N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]$ s.....	53
Figure III. 13: Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'inversion de celle-ci de 2500 à -2500 tr/mn à partir de $t = 1.5\text{s}$	54
Figure III.14: Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% à partir de $t = 1\text{s}$, avec l'application des charges $C_r = 14$ et -14N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]$ s	56

Liste des tableaux

Tableau I. 1 : Machines Multi-phasées de Type1 (Multi-Etoile)	5
Tableau I.2 : Machines Multi-phasées de Type2 (non multiples de trois).	6
Tableau I.3 : Quelques machines asynchrones et leurs utilisations	7

Liste des symboles:

Liste des symboles:

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

C_{em}^{max} : couple électromagnétique maximal (N.m)

C_r : couple résistant (de charge) (N.m)

E : Tension continue (V)

f : Fréquence de la tension de référence (Hz)

f_p : Fréquence de la porteuse (Hz)

f_s : fréquence du réseau (Hz)

$I_{a,b,c-r}$: courants triphasés rotoriques (A)

$I_{a,b,c-s 1,2,3}$: courants triphasés statoriques (étoiles 1,2 et 3) (A)

I_{ds1}, I_{qs1} : courants de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d, q) (A)

I_{ds2}, I_{qs2} : courants de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d, q) (A)

I_{ds3}, I_{qs3} : courants de l'étoile 3 dans le référentiel de Park (d, q) (A)

I_{dr}, I_{qr} : courants rotoriques dans le référentiel de Park (d, q) (A)

J : Moment d'inertie (kg.m²)

K_f : Coefficient de frottement (Nms/rad)

K_i : Gain intégral

K_p : Gain proportionnel

$K_{p-1,2,3}, K_{i-1,2,3}$: gains proportionnels et intégraux des régulateurs PI des courants statoriques (étoiles 1,2 et 3)

$K_{p\varphi}, K_{i\varphi}$: gains proportionnel et intégral du régulateur du flux PI

K_{pV}, K_{iV} : gains proportionnel et intégral du régulateur de vitesse PI

P : nombre de paires de pôles

α : angle électrique de décalage entre les deux étoiles (rad)

ω_{coor} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé (rad/s)

ω_s : pulsation électrique fondamentale des grandeurs statorique (rad/s)

ω_r : pulsation électrique fondamentale des grandeurs rotorique (rad/s)

ω_{gl} : Pulsation électrique fondamentale du glissement (rad/s)

L_{ms} : inductance mutuelle maximale entre deux phases de l'étoile.

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

L_{sr} : inductance mutuelle maximale entre une phase de l'étoile (1,2,3) et une phase du rotor

$L_{s1,2,3}, L_r$: inductances de fuit des enroulements statorique et rotorique

$L_{s1r}, L_{s2r}, L_{s3r}$: inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques

$L_{s-1,2,3}$: inductances mutuelles entre phases du stator 1,2 et 3

θ_m : angle mécanique

θ_e : angle électrique

θ_r : position du rotor par rapport à l'étoile 1 (rad)

$\theta_{r-\alpha}$: position du rotor par rapport à l'étoile 2 (rad)

$\theta_{r-2\alpha}$: position du rotor par rapport à l'étoile 3 (rad)

θ_{gl} : angle entre les systèmes d'axes biphasés et triphasés

Ω : Vitesse de rotation de la machine.

R_{s1} : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 1

R_{s2} : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 2

R_{s3} : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 3

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$\varphi_{a,b,c-r}$: flux triphasées rotorique

$\varphi_{a,b,c-s1,2,3}$: flux triphasées statoriques (étoiles 1,2 et 3)

$\varphi_{ds1}, \varphi_{qs1}$: flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d, q)

$\varphi_{ds2}, \varphi_{qs2}$: flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d, q)

$\varphi_{ds3}, \varphi_{qs3}$: flux de l'étoile 3 dans le référentiel de Park (d, q)

φ_f : flux imposé par le courant d'excitation I_f

φ_n : flux nominal

φ_{rest} : flux rotorique estime

φ_s : flux statorique

* (exposant) : grandeur de référence

τ : constante de temps d'un système du premier ordre (s)

τ_r : constante de temps rotorique (s)

[X] : vecteur d'état

m : indice de modulation

S : opérateur de Laplace

V_{pm} : valeur crête de l'onde de modulation (V)

V_{ref} : tension de référence (V)

V_{max} : amplitude de la tension de référence (V)

V_{dr}, V_{qr} Tensions rotoriques dans le référentiel de Park (d, q) (V)

V_{d1}, V_{q1} : tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d, q) (V)

V_{d2}, V_{q2} : tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d, q) (V)

V_{d3}, V_{q3} : tensions de l'étoile 3 dans le référentiel de Park (d, q) (V)

r : coefficient de réglage en tension

T_p : période de la porteuse (s)

t : temps (s)

t (exposant) : transposé d'une matrice

Notation

Notation

FOC: Field Oriented Control (Commande a flux orienté)

MASTE : Machine Asynchrone Trois Etoile

MCC : Machine à Courant Continu

MFOC : Modified Field Oriented Control (Commande a flux orienté modifié)

M.L.I : Modulation par Largeur d'Impulsion

PI : Proportionnel - Intégrale

Introduction générale

Introduction générale :

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie et particulièrement en traction électrique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées, tant du point de vue de la dynamique de la vitesse que de la précision du couple délivré.

Au début de la révolution industrielle la machine à courant continu a été la plus utilisée pour réaliser ces actionneurs vu la simplicité de sa commande. Néanmoins, cette machine présente plusieurs inconvénients liés à son collecteur mécanique. Par conséquent, les chercheurs ont proposé différents solutions, parmi lesquelles les machines à courants alternative. Ces dernières possèdent de nombreux avantages, l'absence de collecteur leur permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue et une vitesse de fonctionnement élevée. [1]

En effet, les machines multiphasées présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que : segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance.

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

L'objectif de notre travail de recherche est d'approfondir notre compréhension sur la machine asynchrone à trois étoiles et de développer des méthodes améliorées pour leur modélisation et leur commande. Pour ce faire, le mémoire est organisé en trois chapitres montrent comme suit :

Nous allons mentionner dans le premier chapitre l'histoire des machines électriques et la machine asynchrone, les caractéristiques de la machine multi-phasées, les applications des machine multi-phasées, leurs avantages et inconvénients. On va mentionner aussi une présentation sur la machine asynchrone à trois étoiles et leurs principes de fonctionnement.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone à trois étoiles (MASTE) et son alimentation. Après avoir décrit la machine, nous développons tout d'abord un modèle triphasé de la MASTE, puis un modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Ensuite, nous présentons l'alimentation de la machine par trois onduleurs de tension à

commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). Enfin, nous commentons les résultats de simulation obtenus, en les illustrant et en les visualisant.

Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASTE. Nous commençons par donner un aperçu du principe de la commande vectorielle, ainsi qu'un rappel sur les différentes méthodes utilisées. Ensuite, nous abordons en premier lieu l'application de la méthode indirecte, puis celle de la méthode directe. Des tests de robustesse sont également effectués sur chacune de ces méthodes, dans le but de mettre en évidence leurs caractéristiques spécifiques sur la MASTE. Nous présentons les résultats de simulations et en faisons l'interprétation, afin de caractériser les performances de chaque méthode.

Nous finirons ce travail par une conclusion générale qui résume l'ensemble des résultats obtenus.

Chapitre I:
État de l'Art des Machines multi-phasées

I.1 Introduction :

Les machines asynchrones sont les machines les plus utilisées dans l'ensemble des applications industrielles, mais on s'intéresse depuis longtemps aux machines ayant plus de trois phases. Ces machines sont appelées « les machines multi-phasées » ou « les machines à grand nombre de phases ».

Dans ce chapitre nous allons exposer premièrement l'historique des machines électriques. Ensuite, on va définir les machines multi-phasées et nous donnerons leurs caractéristiques, l'application des machines multi-phasées et leurs avantages et Inconvénients. Enfin, nous allons présenter la machine à trois toiles et son principe de fonctionnement.

I.2 Histoire des machines électriques : [2] [3]

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique, et en 1822 Peter Barlow lui adjoint une roue dentée.

En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. En parallèle, 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.

L'année suivante Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Paxi, ont réalisé la génératrice à courant continu.

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

En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable. En 1848 apparaissaient les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m. Ces moteurs furent utilisés pour les applications industrielles.

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

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

En 1888 Nikola Tesla a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique.

En 1889 l'Allemand Michael Dolivo-Dobrowolski réalise la première machine asynchrone triphasée cette dernière domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à

plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, la moins coûteuse, la moins exigeante en termes d'entretien, présente un taux de défaillance très peu élevé, fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances ...etc.

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance.

I.3 La machine asynchrone :

La machine asynchrone, est une machine à courant alternatif à une vitesse de rotor différente à celle du champ magnétique tournant (la vitesse de rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ magnétique tournant).

La machine asynchrone est appelée aussi une machine à induction car le transfert d'énergie du stator au rotor ou vice versa se fait par induction électromagnétique.

La vitesse de synchronisme est donnée par l'équation suivante :

$$N_s = \frac{60f_s}{P} \quad (\text{I.1})$$

Avec : N_s : la vitesse de synchronisme (tr/mn)

f_s : fréquence du réseau (Hz)

P : nombre de paires de pôles

I.4 Caractéristiques de la machine multi-phasées :

D'une manière générale, on distingue deux types de machine multi-phasée selon que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois, ainsi elles peuvent être classées en deux groupes [4][5] [6] [7] :

- Machines multi-phasées de types 1.
- Machines multi-phasées de types 2.

Nous traitons également rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair à moins qu'il ne s'agisse d'un triple.

On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes. C'est-à-dire le décalage entre les étoiles, pour pouvoir différencier entre les configurations possibles, on peut introduire un autre terme : le nombre de phases équivalent, il est défini comme suit :

$$Nph_{\alpha} = \frac{\pi}{\alpha} \tag{I.2}$$

Par exemple : une machine trois étoile (9 phases) et le décalage angulaire entre les étoiles $\alpha = \frac{\pi}{9}$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine ayant même nombre de phase mais leurs étoiles sont décalées de $\alpha = \frac{\pi}{4.5}$.

I.4.1 Machines multi-phasées de type1 :

Dans les machines multi-phasées de type1 le nombre de phase statorique est un multiple de trois, on puisse les grouper en η étoile triphasées :

$$Nph = 3\eta \quad (\eta = 1,2,3,4, \dots) \tag{I.3}$$

Le tableau I.1 montre quelque configuration de la machine multi-phasée type 1 :

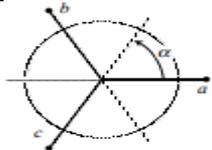
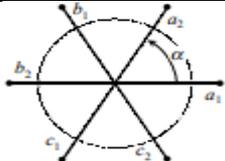
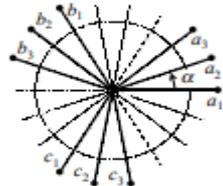
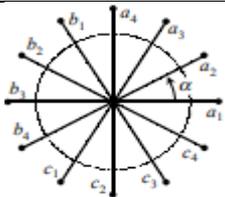
Nombre de phases (Nph)	Nombre équivalent de phases(Nph α)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
3	3	60	
6	3	60	
9	9	20	
12	6	30	

Tableau I. 1 : Machines Multi-phasées de Type1 (Multi-Etoile) [3]

I.4.2 Machines multi-phasées de type2

Le nombre de phases statoriques N_{ph} dans ce type de machines est un nombre impair (non multiple de trois).

$$N_{ph} = 2\eta + 1 \quad \eta = (1,2,3,4, \dots) \quad (I.4)$$

Les phases sont régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{N_{ph}} = 2\alpha$. On a donc le nombre de phases égal au nombre équivalent de phases : $N_{ph} = N_{ph}\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$.

Le tableau I.2 montre quelque configuration de la machine multi-phasée type 2 :

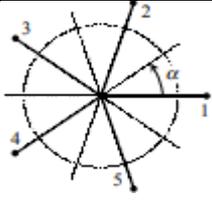
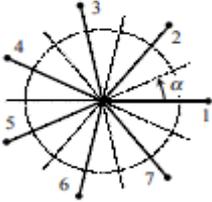
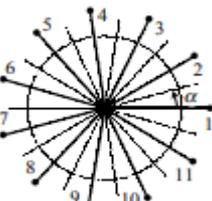
Nombre de phases (N_{ph})	Nombre équivalent de phases ($N_{ph}\alpha$)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
5	5	36	
7	7	25.71	
11	11	16.36	
13	13	13.84	

Tableau I.2 : Machines Multi-phasées de Type2 (non multiples de trois). [3]

I.5 Les applications des machines multi-phasées :

Les machines multi-phasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels et pour transformer l'énergie éolienne.

Ces applications comprennent les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les broyeurs, Compresseurs, broyeurs à ciment, etc. [7]

Le tableau suivant donne quelques machines asynchrones et leurs utilisations [8] :

Nombre de phases	Puissance	Domaine d'application
12	1.7 à 5 MW	Sous-marins
9	1.4 MW	Générateur
6	600 kW	Eolienne

Tableau I.3 : Quelques machines asynchrones et leurs utilisations

I.6 Avantages des machines multi-phasées :

Les machines multi-phasées sont plus avantageuses que les machines triphasées classiques cela pour ces différentes raisons [4] [3] [7] :

I.6.1 Segmentation de puissance :

L'augmentation du nombre de phases dans une machine multi-phasées entraîne automatiquement une augmentation dans sa puissance. La solution pour réduire les courant de phases sans réduire la tension d'alimentation consiste à augmenter le nombre de phase du stator. Cela permet de répartir la puissance totale demandée par la machine sur un plus grand nombre de phases, ce qui réduit la puissance par phase. Ainsi on peut alimenter la machine avec un onduleur équipé de composants semi-conducteurs de calibre inférieur, capables de fonctionner a des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple. L'avantage principale des machines multi-phasées est la segmentation de la puissance, qui est particulièrement mise en avant de nos jours.

I.6.2 Fiabilité :

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commander la machine dans ce régime, consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue. Dans les machines multi-phasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à ($N_{ph} = 6$) phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue. Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine.

I.6.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques :

Dans une machine triphasée, l'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamental est principalement créée par les harmoniques cinq et sept de temps. Mais dans une machine multi-phasée, ces harmoniques ne créent pas de *FMM*, l'harmonique de couple de rang six est donc éliminé. Cette propriété des machines multi-phasées à éliminer les harmoniques de couple de rang faible est aussi un avantage certain.

I.6.4 Élimination d'harmonique d'espace :

Plus la valeur de N_{ph_α} (nombre équivalent de phase dont $N_{ph_\alpha} = \pi/\alpha$) est grande, plus les rangs des premiers harmoniques d'espace existants sont élevés. Ces derniers sont ceux de rang dix-sept et dix-neuf pour la machine à neuf phases par exemple. On peut ainsi éliminer les harmoniques cinq et sept, responsables d'un creux au voisinage du septième de la vitesse synchrone, dans la caractéristique couple/vitesse de certaines machines triphasées. Nous remarquons également que à un nombre d'encoches donné, plus le nombre de phases augmente, plus le nombre d'encoches par pôles et par phase diminue. Ce qui augmente le facteur de distribution pour le fondamental. À courant donné, on augmente donc l'amplitude du fondamental de la *FMM*, comparée au cas de la machine triphasée.

I.7 Inconvénients des machines multi-phasées :

Cependant, la machine asynchrone multi-phasée présente des inconvénients tels que :

➤ Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine. [9]

➤ La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande. [10]

➤ L'inconvénient majeur des machines multi-phasées est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension, le choix de la commande du convertisseur statique peut constituer la première solution pour ce type de problème. [4]

I.8 Présentation de la machine asynchrone a trois étoiles :

La MAS a trois étoiles (MASTE) se compose d'un stator portant trois enroulements triphasés identiques, le décalage entre deux enroulements adjacents est de $\alpha = 20^\circ$ et d'un rotor.

La figure I.1 représente schématiquement les enroulements de la MASTE.

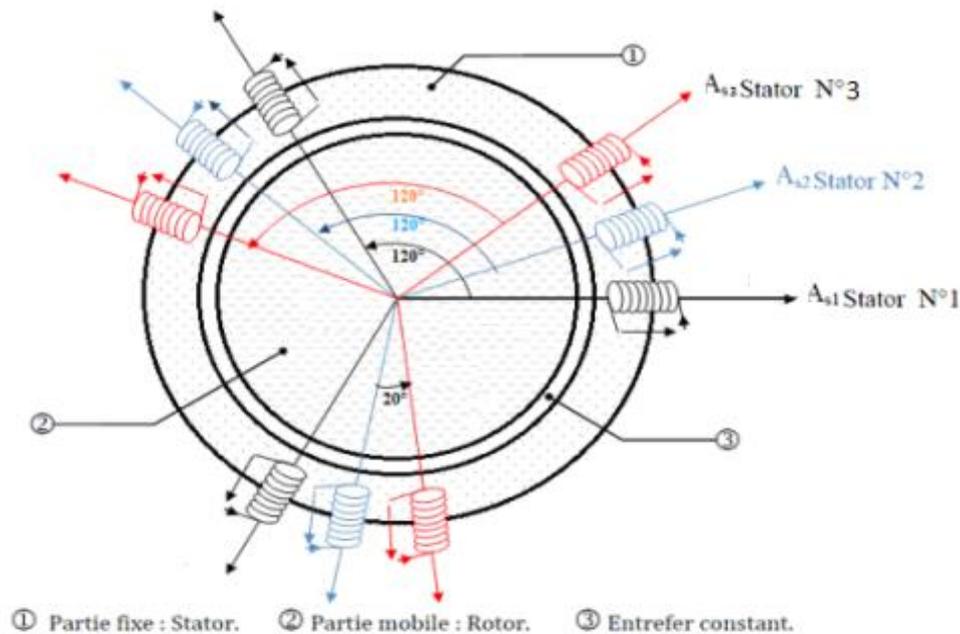


Figure I.1 : Schéma d'une MASTE

I.9 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à trois étoiles :

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les trois stators (les trois étoiles sont alimentées par les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle (α)). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques $\ll f_s$, 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 « ω_s ». Elle est définie comme suit :

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad [\text{rad /s}] \quad (\text{I.5})$$

Ces trois Champs tournants produites par les trois enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse « ω_r » inférieure à celle du synchronisme ($\omega_r < \omega_s$), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I.6})$$

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

$$g = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{I.7})$$

I.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, un état de l'art sur les machines multiphasées a été présenté. Cet état de l'art donne une idée générale sur l'histoire des machines électriques, leurs différents types de machines multiphasées, de leurs caractéristiques, de leurs avantages et de leurs inconvénients.

En résumé, ce chapitre a présenté un aperçu des machines multiphasées, en mettant l'accent sur la machine asynchrone à trois étoiles. La suite du travail se concentrera sur la modélisation et la simulation de cette machine, ce qui permettra une compréhension approfondie de son fonctionnement en mode moteur et en mode génératrice.

Chapitre II:

Modélisation de la MASTE

II.1 Introduction :

La modélisation d'une machine électrique est une étape essentielle dans son développement. Grâce aux avancées de l'informatique et du génie logiciel, il est possible de réaliser des modélisations performantes et d'optimiser les machines électriques. Cependant, la modélisation d'une telle machine est indispensable pour comprendre et maîtriser son fonctionnement.

Pour étudier le comportement d'une machine asynchrone à multi-étoile, nous commençons par la modélisation de cette machine à l'aide des équations électriques, magnétiques et mécaniques. Ces équations sont généralement complexes et nécessitent l'utilisation de certaines hypothèses simplificatrices. Ensuite, nous réduisons l'ordre du système en utilisant la transformation de Park, qui permet de transférer les équations électriques statoriques et rotoriques, ainsi que les équations magnétiques, de la machine asynchrone à trois étoiles vers un nouveau référentiel biphasé, afin d'obtenir un modèle simplifié.

Dans ce chapitre, nous avons effectué la modélisations et simulations qui nous permettent d'analyser et de comprendre le comportement de la machine asynchrone a trois étoiles dans différentes configurations et conditions d'alimentation.

II.2 Hypothèses simplificatrices :

Afin de simplifier le modèle d'une machine et réduire la complexité qui y est associée, il est nécessaire d'établir les hypothèses simplificatrices suivantes : [11] [12] [3]

- Les neuf phases statoriques ont les mêmes caractéristiques électriques.
- Les enroulements créent une force magnétomotrice dont la répartition est sinusoïdale, et nous considérons uniquement la première harmonique.
- L'effet d'amortissement au niveau du rotor est négligé.
- La répartition de l'induction le long de l'entrefer est supposée sinusoïdale.
- L'entrefer est considéré comme ayant une largeur constante.

II.3 Modélisation de la MASTE :

II.3.1 Equations électriques :

Les équations des tensions de la machine asynchrone à trois étoiles représentent pour chaque tension d'enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux.

$$\text{Pour étoile 1 : } \begin{cases} v_{sa1} = R_{sa1} i_{sa1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa1} \\ v_{sb1} = R_{sb1} i_{sb1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb1} \\ v_{sc1} = R_{sc1} i_{sc1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc1} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$\text{Pour étoile 2 : } \begin{cases} v_{sa2} = R_{sa2} i_{sa2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa2} \\ v_{sb2} = R_{sb2} i_{sb2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb2} \\ v_{sc2} = R_{sc2} i_{sc2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc2} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Pour étoile 3 : } \begin{cases} v_{sa3} = R_{sa3} i_{sa3} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa3} \\ v_{sb3} = R_{sb3} i_{sb3} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb3} \\ v_{sc3} = R_{sc3} i_{sc3} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc3} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Pour le rotor : } \begin{cases} 0 = R_{ra} i_{ra} + \frac{d}{dt} \varphi_{ra} \\ 0 = R_{rb} i_{rb} + \frac{d}{dt} \varphi_{rb} \\ 0 = R_{rc} i_{rc} + \frac{d}{dt} \varphi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

II.3.2 Les équations ce forme matricielle :

$$\text{Pour étoile 1 : } \begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sb1} \\ v_{sc1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sa1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa1} \\ \varphi_{sb1} \\ \varphi_{sc1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$\text{Pour étoile 2 : } \begin{bmatrix} v_{sa2} \\ v_{sb2} \\ v_{sc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sa2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa2} \\ \varphi_{sb2} \\ \varphi_{sc2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$\text{Pour étoile 3 : } \begin{bmatrix} v_{sa3} \\ v_{sb3} \\ v_{sc3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sa3} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb3} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa3} \\ i_{sb3} \\ i_{sc3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa3} \\ \varphi_{sb3} \\ \varphi_{sc3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Pour le rotor : } \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

On pose que : $R_{s1} = R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1}$ $R_{s2} = R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2}$

$R_{s3} = R_{sa3} = R_{sb3} = R_{sc3}$ $R_r = R_{ra} = R_{rb} = R_{rc}$

Donc :

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

$$[R_{s3}] = \begin{bmatrix} R_{s3} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s3} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s3} \end{bmatrix} ; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Avec :

R_{s1} : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 1.

R_{s2} : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 2.

R_{s3} : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 3.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$$[V_{s1}] = \begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sb1} \\ v_{sc1} \end{bmatrix} ; [V_{s2}] = \begin{bmatrix} v_{sa2} \\ v_{sb2} \\ v_{sc2} \end{bmatrix} ; [V_{s3}] = \begin{bmatrix} v_{sa3} \\ v_{sb3} \\ v_{sc3} \end{bmatrix}$$

Avec :

$[V_{s1}]$: matrice de tension de l'étoile 1.

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

$[V_{s3}]$: matrice de tension de l'étoile 3.

$$[i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix} ; [i_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix} ; [i_{s3}] = \begin{bmatrix} i_{sa3} \\ i_{sb3} \\ i_{sc3} \end{bmatrix} ; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

Avec :

$[i_{s1}]$: Matrice de courant de l'étoile1.

$[i_{s2}]$: Matrice de courant de l'étoile2.

$[i_{s3}]$: Matrice de courant de l'étoile3.

$[i_r]$: Matrice de courant de rotor.

$$[\varphi_{s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa1} \\ \varphi_{sb1} \\ \varphi_{sc1} \end{bmatrix} ; [\varphi_{s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa2} \\ \varphi_{sb2} \\ \varphi_{sc2} \end{bmatrix} ; [\varphi_{s3}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa3} \\ \varphi_{sb3} \\ \varphi_{sc3} \end{bmatrix} ; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}$$

Avec :

$[\varphi_{s1}]$: Matrice de flux de l'étoile1.

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

$[\varphi_{s3}]$: Matrice de flux de l'étoile3.

$[\varphi_r]$: Matrice de flux de rotor.

II.3.3 Les équations magnétiques :

Les équations des flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{s1}] \\ [\varphi_{s2}] \\ [\varphi_{s3}] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1s3}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2s3}] & [L_{s2r}] \\ [L_{s3s1}] & [L_{s3s2}] & [L_{s3s3}] & [L_{s3r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rs3}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_{s3}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

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

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

$[L_{s3s3}]$: Matrice inductance de l'étoile 3.

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

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

$[L_{s1s3}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1et étoile 3.

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

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

$[L_{s2s3}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2et étoile3.

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

$[L_{s3s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 3et étoile1.

$[L_{s3s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 3et étoile2.

$[L_{s3r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 3 et rotor.

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

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

$[L_{rs3}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 3.

Avec :

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & \frac{-1}{2}L_{ms} & \frac{-1}{2}L_{ms} \\ \frac{-1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & \frac{-1}{2}L_{ms} \\ \frac{-1}{2}L_{ms} & \frac{-1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$[L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & \frac{-1}{2}L_{ms} & \frac{-1}{2}L_{ms} \\ \frac{-1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & \frac{-1}{2}L_{ms} \\ \frac{-1}{2}L_{ms} & \frac{-1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$[L_{s3s3}] = \begin{bmatrix} (L_{s3} + L_{ms}) & \frac{-1}{2}L_{ms} & \frac{-1}{2}L_{ms} \\ \frac{-1}{2}L_{ms} & (L_{s3} + L_{ms}) & \frac{-1}{2}L_{ms} \\ \frac{-1}{2}L_{ms} & \frac{-1}{2}L_{ms} & (L_{s3} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & \frac{-1}{2}L_{mr} & \frac{-1}{2}L_{mr} \\ \frac{-1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & \frac{-1}{2}L_{mr} \\ \frac{-1}{2}L_{mr} & \frac{-1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}]^t = [L_{ms}] \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$[L_{s2s3}] = [L_{s3s2}]^t = [L_{ms}] \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$[L_{s1s3}] = [L_{s3s1}]^t = [L_{ms}] \begin{bmatrix} \cos(2\alpha) & \cos(2\alpha + 2\pi/3) & \cos(2\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(2\alpha + 4\pi/3) & \cos(2\alpha) & \cos(2\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(2\alpha + 2\pi/3) & \cos(2\alpha + 4\pi/3) & \cos(2\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$[L_{s1r}] = [L_{rs1}]^t = [L_{sr}] \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$[L_{s2r}] = [L_{rs2}]^t = [L_{sr}] \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$$[L_{s3r}] = [L_{rs3}]^t =$$

$$[L_{sr}] \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - 2\alpha) & \cos(\theta_r - 2\alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\alpha) & \cos(\theta_r - 2\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$L_{s1}, L_{s2}, L_{s3}, L_r$: Représentent respectivement les inductances de fuite d'une phase du stator (1,2,3) et du rotor.

L_{ms} : inductance mutuelle maximale entre deux phases de l'étoile.

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

L_{sr} : inductance mutuelle maximale entre une phase de l'étoile (1,2,3) et une phase du rotor.

II.3.4 Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique fournie par la machine s'exprime par la dérivée partielle de la Co-énergie par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor :

$$C_{em} = \frac{\partial w_{mag}}{\partial \theta_e} = P \frac{\partial w_{mag}}{\partial \theta_m} \quad (\text{II.20})$$

Sachant que :

P : nombre de pair de pole

θ_m : angle mécanique

θ_e : angle électrique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivant :

$$C_{em} = P \left([I_{s,abc1}] \frac{\partial [L_{s1,r}]}{\partial \theta_r} [I_{r,abc}]^t + [I_{s,abc2}] \frac{\partial [L_{s2,r}]}{\partial \theta_r} [I_{r,abc}]^t + [I_{s,abc3}] \frac{\partial [L_{s3,r}]}{\partial \theta_r} [I_{r,abc}]^t \right) \quad (\text{II.21})$$

II.3.5 Equation mécanique :

L'équation mécanique est la solution de l'équation fondamentale de la dynamique :

$$C_{em} - C_r - K_f \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.22})$$

$$\Omega = \frac{\omega_r}{P} \quad (\text{II.23})$$

$$\omega_r = \frac{\partial \theta_r}{\partial t} \quad (\text{II.24})$$

Avec :

ω_r : Vitesse de rotation de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

K_f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie.

II.4 Modèle biphasé de la MASTE:

II.4.1 Transformation de Park :

La modélisation de la MASTE passe par la transformation d'un système triphasé au système biphasé et inversement, avec la création d'un champ « électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices » égales.

Pour cela, on applique les matrices de passage de Park direct et inverse suivantes:

Pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Pour l'étoile 2 :

$$[P(\theta - \alpha)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - 2\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$[P(\theta - \alpha)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \alpha - 2\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Pour l'étoile 3 :

$$[P(\theta - 2\alpha)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - 2\alpha) & \cos(\theta - 2\alpha - 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - 2\alpha) & -\sin(\theta - 2\alpha - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\alpha + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

$$[P(\theta - 2\alpha)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - 2\alpha) & -\sin(\theta - 2\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\alpha - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\alpha - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\alpha + 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\alpha + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Pour le rotor :

$$[P(\theta_{gl})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{gl}) & \cos(\theta_{gl} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{gl} + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_{gl}) & -\sin(\theta_{gl} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{gl} + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

$$[P(\theta_{gl})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{gl}) & -\sin(\theta_{gl}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{gl} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{gl} - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{gl} + 2\pi/3) & -\sin(\theta_{gl} + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Avec :

$(\theta_{gl} = \theta - \theta_r)$ et $\theta = R \int_0^t \omega_{\text{coor}} dt$: angle entre les systèmes d'axes biphasés et triphasés.

ω_{coor} : vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

II.4.2 Choix du référentiel :

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone à trois étoiles, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes.

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique, le choix du référentiel fait selon le problème à étudier. [13]

– Référentiel lié au stator « α, β »

Dans ce référentiel, les axes (α, β) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{\text{coor}}=0$). 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. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage de machine à courant alternatif.

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

Dans ce référentiel, les axes (x, y) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r donc ($\omega_{\text{coor}} = \omega_r$).

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

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

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant créé par les trois étoiles du stator ($\omega_{\text{coor}} = \omega_s$). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but pouvoir appliquer une commande Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel.

II.4.3 Modèle de MASTE selon le système d'axe généralisé « d, q »

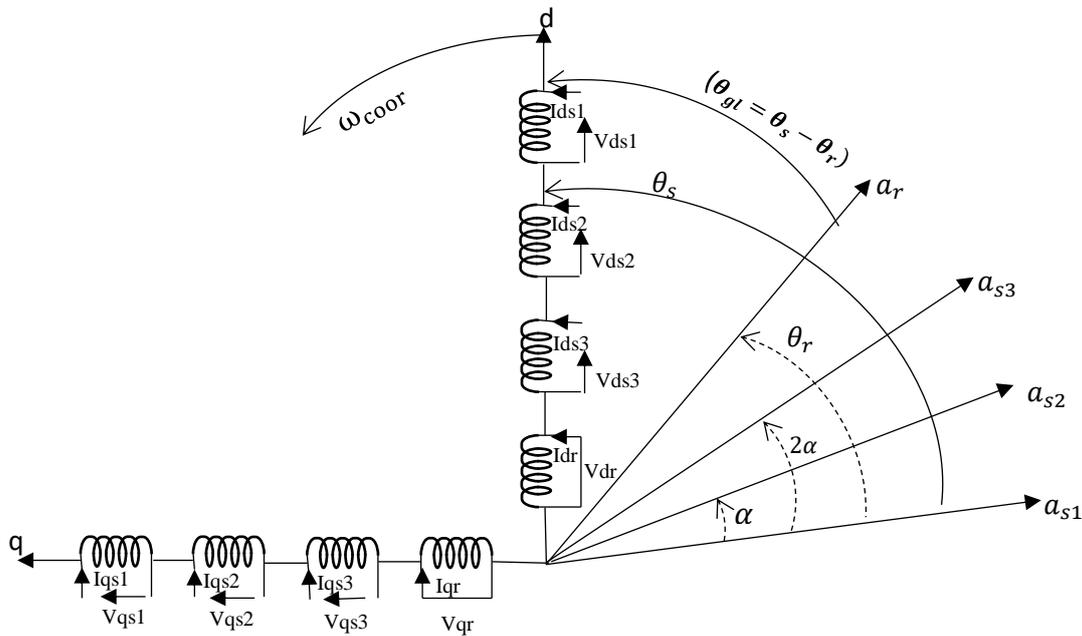


Figure II. 1: Représentation du modèle généralisée de la MASTE.

Les systèmes d'équations différentielles de la MASTE selon (d, q) tournant à la vitesse ω_{coor} sont :

Système d'équations électriques :

$$\begin{aligned}
 V_{ds1} &= R_{s1}I_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs1} \\
 V_{qs1} &= R_{s1}I_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds1} \\
 V_{ds2} &= R_{s2}I_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs2} \\
 V_{qs2} &= R_{s2}I_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds2} \\
 V_{ds3} &= R_{s3}I_{ds3} + \frac{d\phi_{ds3}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs3} \\
 V_{qs3} &= R_{s3}I_{qs3} + \frac{d\phi_{qs3}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds3} \\
 V_{dr} &= R_rI_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl}\varphi_{qr} \\
 V_{qr} &= R_rI_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl}\varphi_{dr}
 \end{aligned} \tag{II.33}$$

Système d'équations magnétiques :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds1} &= L_{s1}I_{ds1} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3} + I_{dr}) \\
 \phi_{qs1} &= L_{s1}I_{qs1} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3} + I_{qr}) \\
 \phi_{ds2} &= L_{s2}I_{ds2} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3} + I_{dr}) \\
 \phi_{qs2} &= L_{s2}I_{qs2} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3} + I_{qr}) \\
 \phi_{ds3} &= L_{s3}I_{ds3} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3} + I_{dr}) \\
 \phi_{qs3} &= L_{s3}I_{qs3} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3} + I_{qr}) \\
 \phi_{dr} &= L_rI_{dr} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3} + I_{dr}) \\
 \phi_{qr} &= L_rI_{qr} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3} + I_{qr})
 \end{aligned} \tag{II.34}$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta}{dt}, \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad \text{et} \quad \omega_{gl} = \frac{d\theta}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$$

En introduisant le système d'équations (II.33) dans (II.34) et en mettant tout sous forme compacte, on aura:

$$[B][U] = [L][\dot{I}] + \omega_{gl}[C][I] + [D][I] \quad (II.35)$$

Où :

$[U] = [V_{ds1} \ V_{qs1} \ V_{ds2} \ V_{qs2} \ V_{ds3} \ V_{qs3} \ V_{dr} \ V_{qr}]^t$: vecteur de commande ;

$[I] = [I_{ds1} \ I_{qs1} \ I_{ds2} \ I_{qs2} \ I_{ds3} \ I_{qs3} \ I_{dr} \ I_{qr}]^t$: vecteur d'état, et $[\dot{I}] = \frac{d}{dt}[I]$;

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

$$[L] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_{s3} + L_m) & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_{s3} + L_m) & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) \end{bmatrix}$$

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

$$[D] = \begin{bmatrix} R_{s1} & -\omega_s * (L_{s1} + L_m) & 0 & -\omega_s * L_m & 0 & -\omega_s * L_m & 0 & -\omega_s * L_m \\ \omega_s * (L_{s1} + L_m) & R_{s1} & \omega_s * L_m & 0 & \omega_s * L_m & 0 & \omega_s * L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s * L_m & R_{s2} & -\omega_s * (L_{s2} + L_m) & 0 & -\omega_s * L_m & 0 & -\omega_s * L_m \\ \omega_s * L_m & 0 & \omega_s * (L_{s2} + L_m) & R_{s2} & \omega_s * L_m & 0 & \omega_s * L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s * L_m & 0 & -\omega_s * L_m & R_{s3} & \omega_s * (L_{s3} + L_m) & 0 & -\omega_s * L_m \\ \omega_s * L_m & 0 & \omega_s * L_m & 0 & \omega_s * (L_{s3} + L_m) & R_{s3} & \omega_s * L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

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

En mettant le système (II.35) sous forme d'état, on trouve :

$$[i] = [L]^{-1}[B][U] - \omega_{gl}[C][I] - [D][I] \quad (\text{II.36})$$

II.5 Puissance absorbée et le couple électromagnétique :

La puissance absorbée par la MASTE dans le système d'axes « d, q », en négligeant les composantes homopolaires est exprimée par:

$$P_a = V_{ds1}I_{ds1} + V_{qs1}I_{qs1} + V_{ds2}I_{ds2} + V_{qs2}I_{qs2} + V_{ds3}I_{ds3} + V_{qs3}I_{qs3} \quad (\text{II.37})$$

En remplaçant les tensions ($V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}, V_{qs2}, V_{ds3}, V_{qs3}$) par leurs expressions dans (II.37), on trouve :

$$P_a = [R_{s1}I_{ds1}^2 + R_{s1}I_{qs1}^2 + R_{s2}I_{ds2}^2 + R_{s2}I_{qs2}^2 + R_{s3}I_{ds3}^2 + R_{s3}I_{qs3}^2] + \left\{ \frac{d\phi_{ds1}}{dt}I_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt}I_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt}I_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt}I_{qs2} + \frac{d\phi_{ds3}}{dt}I_{ds3} + \frac{d\phi_{qs3}}{dt}I_{qs3} \right\} + \omega_s(\phi_{ds1}I_{ds1} + \phi_{qs1}I_{qs1} + \phi_{ds2}I_{ds2} + \phi_{qs2}I_{qs2} + \phi_{ds3}I_{ds3} + \phi_{qs3}I_{qs3}) \quad (\text{II.38})$$

L'expression (II.38) se compose de trois termes:

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

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = P \frac{P_{em}}{\omega_s} \quad (\text{II.39})$$

Alors l'expression du couple électromagnétique est égale à :

$$C_{em} = P(\phi_{ds1}I_{ds1} - \phi_{qs1}I_{qs1} + \phi_{ds2}I_{ds2} - \phi_{qs2}I_{qs2} + \phi_{ds3}I_{ds3} - \phi_{qs3}I_{qs3}) \quad (\text{II.40})$$

En remplaçant les flux ($\phi_{ds1}, \phi_{qs1}, \phi_{ds2}, \phi_{qs2}, \phi_{ds3}, \phi_{qs3}$) donne par (II.34) dans (II.40) :

$$C_{em} = PL_m[(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3})I_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3})I_{qr}] \quad (\text{II.41})$$

A partir dès l'équations des flux rotoriques (ϕ_{dr} et ϕ_{qr}) exprimées par (II.34), on tire:

$$I_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{dr} - L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3})] \quad (\text{II.42})$$

$$I_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{qr} - L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3})] \quad (\text{II.43})$$

En introduisant (II.42) et (II.43) dans l'équation (II.41), on aura la relation du couple électromagnétique exprime en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques dans le repère de Park « d, q » suivante:

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3}) - \Phi_{qr}(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3})] \quad (\text{II.44})$$

Enfin, pour compléter la relation (II.44), on doit ajouter les l'équations (II.22) et (II.23). Les équations (II.22), (II.23), (II.36) et (II.44) constituent un modèle électromécanique complet de la MAS a trois étoiles, conformément aux hypothèses simplificatrices d'étude.

II.6 Simulation et interprétation des résultats :

Pour la simulation, il suffit d'implanter le modèle électromécanique de la MASTE sous l'environnement Matlab/Simulink. La MASTE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit:

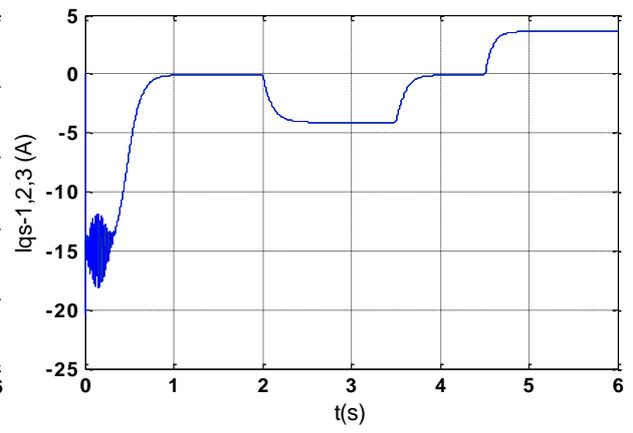
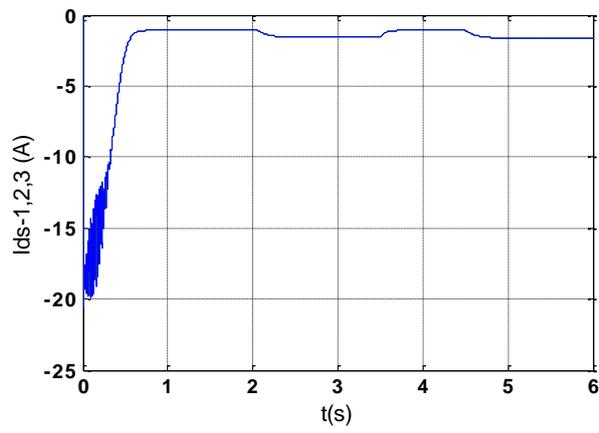
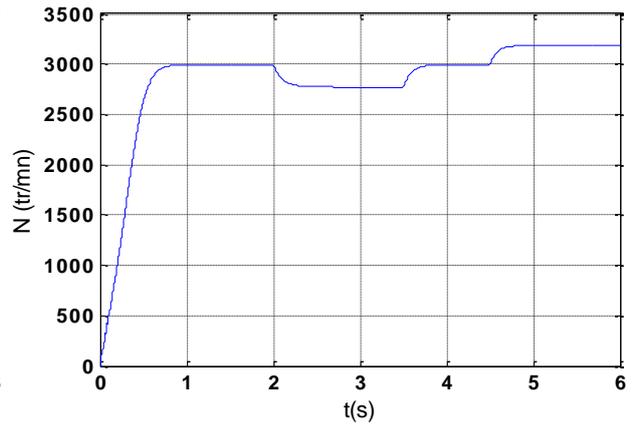
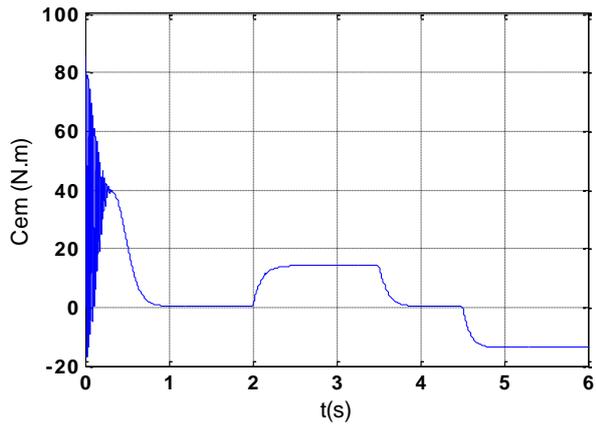
$$\text{– Pour la 1ère étoile : } \begin{cases} V_{as1} = V_{max} \sin(\omega_s t) \\ V_{bs1} = V_{max} \sin(\omega_s t - 2\pi/3) \\ V_{cs1} = V_{max} \sin(\omega_s t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

$$\text{– Pour le 2ème étoile: } \begin{cases} V_{as2} = V_{max} \sin(\omega_s t - \alpha) \\ V_{bs2} = V_{max} \sin(\omega_s t - \alpha - 2\pi/3) \\ V_{cs2} = V_{max} \sin(\omega_s t - \alpha + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

$$\text{– Pour le 3ème étoile : } \begin{cases} V_{as3} = V_{max} \sin(\omega_s t - 2\alpha) \\ V_{bs3} = V_{max} \sin(\omega_s t - 2\alpha - 2\pi/3) \\ V_{cs3} = V_{max} \sin(\omega_s t - 2\alpha + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

$$\text{Avec : } V_{max} = \sqrt{2}V_{eff}$$

Pour le rotor, les tensions (V_{ar} , V_{br} et V_{cr}) sont nulles (rotor a cage d'écureuil).



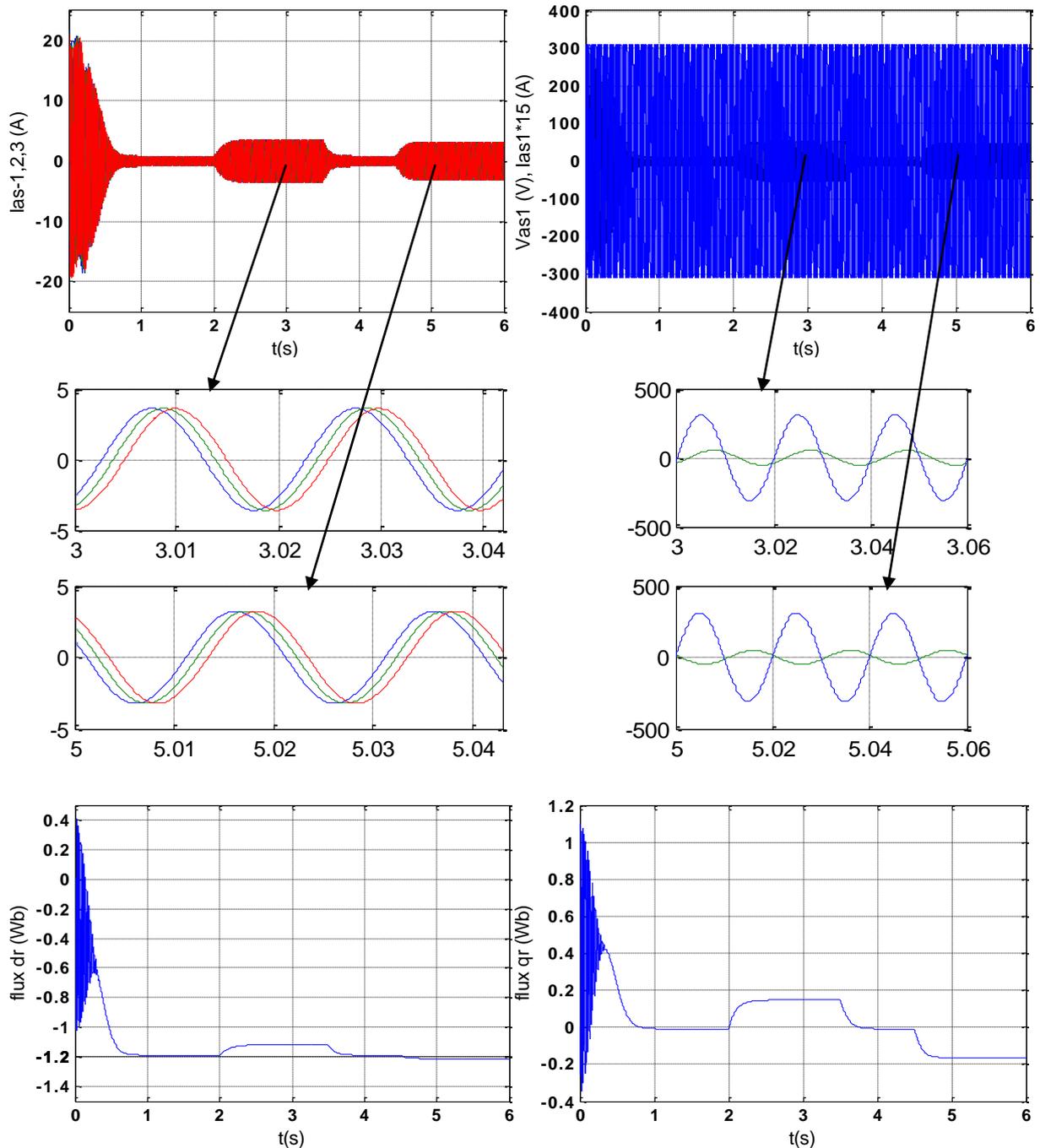


Figure II. 2: Evolution des caractéristiques de la MASTE alimentée par trois sources sinusoïdales avec un couple de charge $C_r = 14$ et -14 N.m respectivement entre les intervalles $t=[2, 3.5]$ et $[4.5,6]$

La figure (II.2) : montre les résultats obtenus lorsque la MASTE est alimentée par trois sources sinusoïdales équilibrées et décalées l'une par rapport à l'autre d'un angle ($\alpha = 20^\circ$), avec l'application des charges $C_r = 14$ et -14 N.m respectivement entre les intervalles $t=[2, 3.5]$ et $[4.5, 6]$.

Au démarrage et pendant le régime transitoire la vitesse rotorique augment d'une manière presque linéaire puis se stabilise à une valeur de 2994 tr/min (cette valeur est proche de celle de synchronisme $N_s = 3000 \text{ tr/min}$ à $t \approx 1\text{s}$ (début de régime permanent). Le couple électromagnétique, au début présente des oscillations qui atteignent une valeur maximale de 85.4 N.m, ces oscillations disparaissent au bout de 0.35 s ou il rejoint 38.7 N.m, ensuite il diminue d'une manière presque linéaire jusqu'à se stabilise à une valeur de 0,314 N.m qui est due aux frottements. Les courants statoriques présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant qui atteignent la valeur maximale de 21.9 A, puis ils déminent et prennent une forme sinusoïdale d'une amplitude constante de (0.8837 A) au régime permanent et à vide. Les courants statoriques suivant les axes directs et en quadrature, évoluent d'une façon à peu près analogue à l'évolution de la vitesse; néanmoins, on remarque de faibles oscillations au niveau de ces derniers durant approximativement 0.3s. Les flux rotorique et quadratique passent aussi par un régime transitoire oscillatoire, puis se stabilisent respectivement à -1.188 Wb et -0.009 Wb.

Lors de l'application d'un couple de charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ (machine en fonctionnement moteur) à partir de l'instant $t=2\text{s}$ jusqu'à $t=3.5\text{s}$, on remarque que la vitesse ainsi que les courants selon les axes (d,q) diminuent et stabilisent respectivement à une valeur de $N=2771.64 \text{ tr/min}$, $I_{ds1} = I_{ds2} = I_{ds3} = -1.575\text{A}$ et $I_{qs1} = I_{qs2} = I_{qs3} = -4.12\text{A}$, d'autre part on observe des augmentations dans le couple électromagnétique, les courants statoriques (étoiles 1,2 et 3) et par les flux rotoriques selon (d,q), qui se stabilisent respectivement à $C_{em} = 14.314 \text{ N.m}$ (légèrement supérieur au couple de charge), $I_{as1} = I_{as2} = I_{as3} = 3.6\text{A}$, $\varphi_{dr} = -1.119 \text{ Wb}$ et $\varphi_{qr} = 0.147 \text{ Wb}$.

Par contre, lorsque on applique une charge opposée $C_r = -14 \text{ N.m}$ (machine en fonctionnement génératrice) à l'instant $t \in [4.5, 6]$, on constate des augmentations aux niveaux, de la vitesse et les courants quadratiques, qui se stabilisent respectivement $N=3183 \text{ tr/min}$, $I_{qs1} = I_{qs2} = I_{qs3} = 3.6\text{A}$, d'autre part on observe des diminutions aux niveaux du couple électromagnétique, des courants statoriques, les courants statorique direct et flux rotoriques selon les axes (d,q), qui se stabilisent respectivement à $C_{em} = -13.66 \text{ N.m}$, $I_{as1} = I_{as2} = I_{as3} = 3.22\text{A}$, $I_{ds1} = I_{ds2} = I_{ds3} = -1.6\text{A}$, $\varphi_{dr} = -1.21\text{Wb}$ et $\varphi_{qr} = -0.165 \text{ Wb}$.

Enfin, on conclut que lors du fonctionnement du moteur, le glissement de la machine devient légèrement plus important qu'à vide. Au contraire, lorsque fonctionnent en tant que

génératrice, le glissement diminue et devient négatif (la vitesse d'entraînement est supérieure à celle du synchronisme).

II.7 Alimentation de la MASTE par onduleur de tension à commande MLI :

II.7.1 Modélisation de l'onduleur :

Un onduleur de tension, est un appareil électrique utilisé pour convertir une tension continue à une tension alternative de fréquence et d'amplitude spécifiques. La réalisation d'onduleur à base de composants en Carbure de Silicium (SiC) est un nouvel axe de recherche de laboratoire, L'onduleur utilisé est constitué de transistors commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). [14]

La régulation de la vitesse et du couple de la MASTE est réalisée en agissant simultanément sur la fréquence et l'amplitude de la tension statorique. Cette action est effectuée à l'aide d'onduleurs de tension à fréquence variable.

Chaque étoile de la MASTE est connectée à un onduleur triphasé, ce dernier est composé de trois bras ou chaque bras constitué de deux interrupteurs supposés parfaites et chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélise par deux états définis par la fonction suivante :

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

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

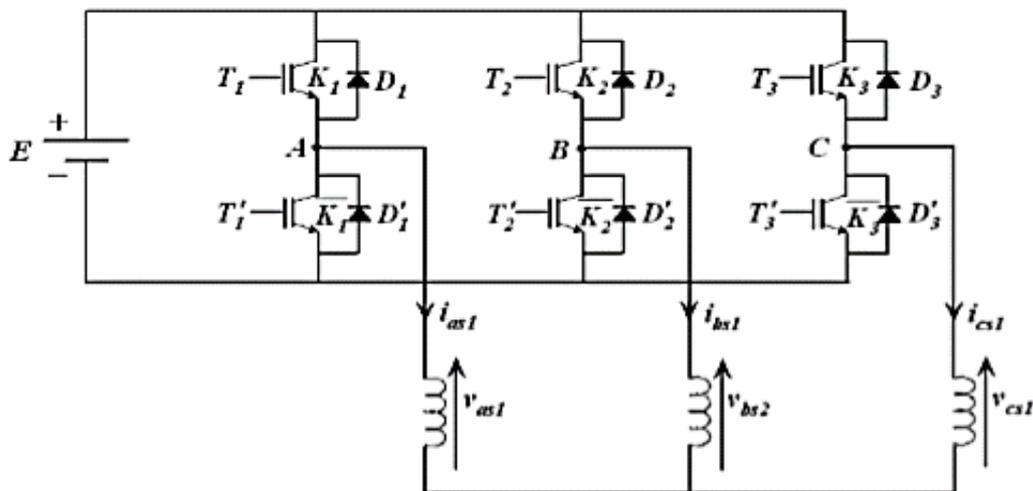


Figure II. 3: Le schéma de l'onduleur triphasé.

Les tensions composées sont :

$$V_{AB} = v_{as1} - v_{bs1} = E(f_1 - f_2) \quad (\text{II.48})$$

$$V_{BC} = v_{bs1} - v_{cs1} = E(f_2 - f_3) \quad (\text{II.49})$$

$$V_{CA} = v_{cs1} - v_{as1} = E(f_3 - f_1) \quad (\text{II.50})$$

Les tensions simples v_{as1} , v_{bs1} et v_{cs1} forment un système triphasé, tel que :

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \quad (\text{II.51})$$

La résolution des équations ... nous donne :

1. Pour le premier onduleur :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

2. Pour le deuxième onduleur :

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

3. Pour le troisième onduleur :

$$\begin{bmatrix} v_{as3} \\ v_{bs3} \\ v_{cs3} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_7 \\ f_8 \\ f_9 \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

II.7.2 Commande par modulation sinus-triangle :

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. [15]

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par:

$$V_{ks1 \text{ ref}} = v_{max} \sin \left[\omega t - 2(j-1) \frac{\pi}{3} \right] \quad (\text{II.55})$$

Avec : $k=a,b,c$; $j=1,2,3$; $\omega = 2\pi f$

- Pour la seconde et la troisième étoile, il suffit de remplacer respectivement dans le système d'équations (II.55), ω par $(\omega - \alpha)$, $(\omega - \alpha)$ et l'indice 1 par 2,3.

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{p-max} [4(t/T_p) - 1] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{p-max} [-4(t/T_p) + 3] & \text{si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants:

- A. L'indice de modulation « m » égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f).
- B. Le coefficient de réglage en tension « r » égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (v_{max}) à la valeur crête de l'onde de modulation (v_{p-max}).

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

Pour le premier onduleur :

$$\begin{array}{llll} \text{si } v_{ref\ as1} \geq v_p(t) & f_1 = 1 & \text{si non} & f_1 = 0 \\ \text{si } v_{ref\ bs1} \geq v_p(t) & f_2 = 1 & \text{si non} & f_2 = 0 \\ \text{si } v_{ref\ cs1} \geq v_p(t) & f_3 = 1 & \text{si non} & f_3 = 0 \end{array}$$

Pour le deuxième onduleur :

$$\begin{array}{llll} \text{si } v_{ref\ as2} \geq v_p(t) & f_4 = 1 & \text{si non} & f_4 = 0 \\ \text{si } v_{ref\ bs2} \geq v_p(t) & f_5 = 1 & \text{si non} & f_5 = 0 \\ \text{si } v_{ref\ cs2} \geq v_p(t) & f_6 = 1 & \text{si non} & f_6 = 0 \end{array}$$

Pour le troisième onduleur :

$$\begin{array}{llll} \text{si } v_{ref\ as3} \geq v_p(t) & f_7 = 1 & \text{si non} & f_7 = 0 \\ \text{si } v_{ref\ bs3} \geq v_p(t) & f_8 = 1 & \text{si non} & f_8 = 0 \\ \text{si } v_{ref\ cs3} \geq v_p(t) & f_9 = 1 & \text{si non} & f_9 = 0 \end{array}$$

La figure (II.5) : représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle dont $r = 0.8$ et $m = 42$.

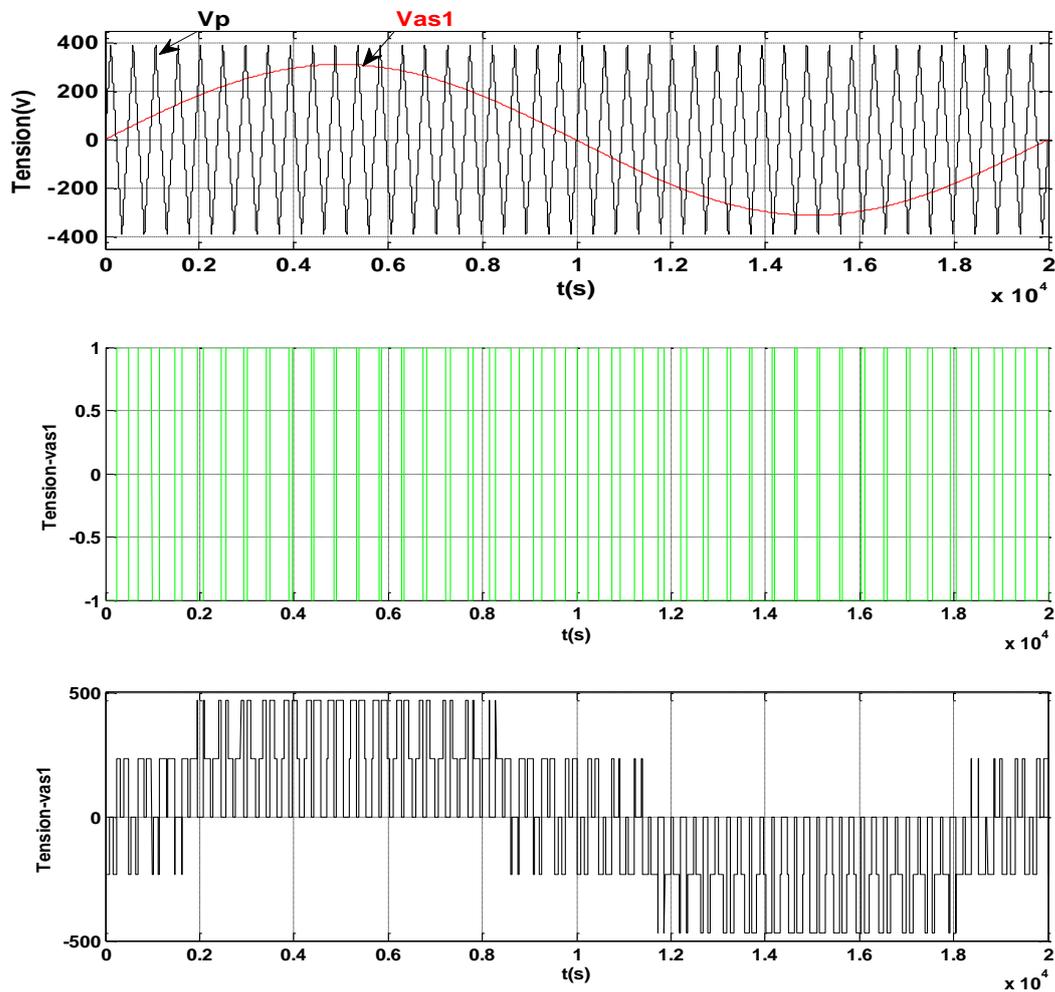


Figure II. 4: Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle

II.7.3 Association de la MASTE avec trois onduleurs de tension :

Chaque étoile de la MASTE est connectée à un onduleur triphasé a commutation commandées. Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASTE se réalise par action simultanée sur la fréquence et l’amplitude de la tension statorique.

La figure ci-dessous représente l’association de la MASTE alimentée par trois onduleurs de tension.

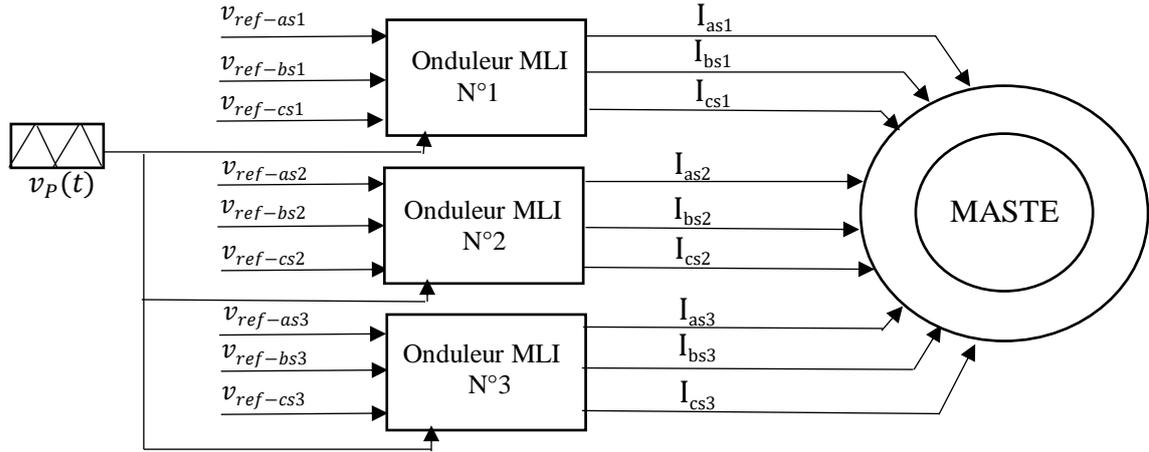


Figure II. 5: Association de la MASTE avec trois onduleurs de tension

II.8 Simulation et interprétation des résultats :

La simulation est effectuée pour un décalage angulaire $\alpha = \pi/9$.

La figure représente Le schéma bloc de simulation de la MASTE alimentée par trois onduleurs de tension à commande M.L.I sinus-triangle dont $r=0.8$ et $m=42$, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et -14N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [2,3.5]$ et $[4.5,6]$ s.

Les tensions de références sont :

Pour la 1ère étoile :

$$\begin{aligned} v_{ref-a1} &= v_{max} \sin(\omega t) \\ v_{ref-b1} &= v_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{ref-c1} &= v_{max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.57})$$

Pour le 2eme étoile :

$$\begin{aligned} v_{ref-a2} &= v_{max} \sin(\omega t - \alpha) \\ v_{ref-b2} &= v_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ v_{ref-c2} &= v_{max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \end{aligned} \quad (\text{II.58})$$

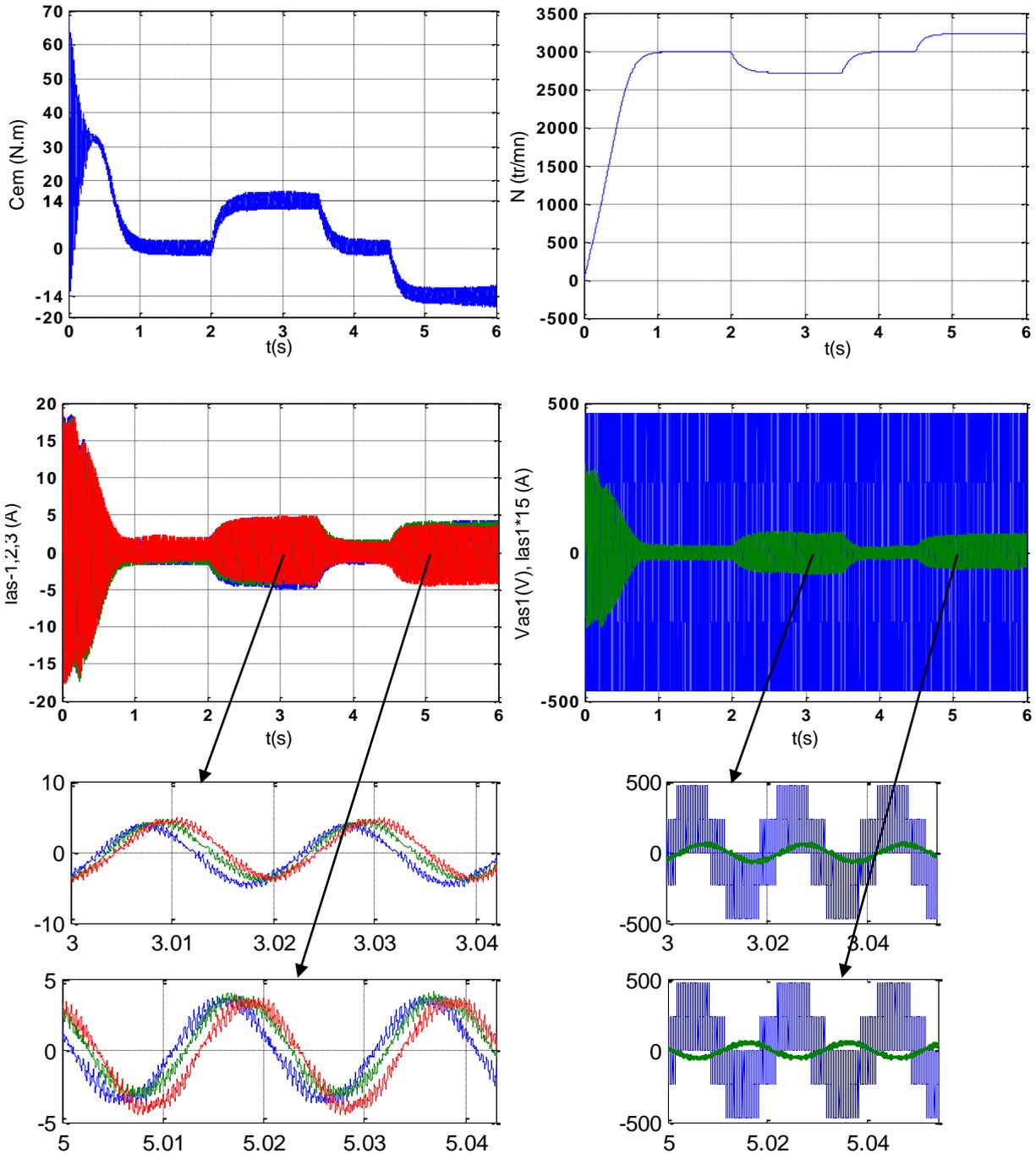
Pour le 3eme étoile :

$$v_{ref-a3} = v_{max} \sin(\omega t - 2\alpha)$$

$$v_{ref-b3} = v_{max} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - 2\alpha) \tag{II.59}$$

$$v_{ref-c3} = v_{max} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} - 2\alpha)$$

Avec : $\omega = 2\pi f$ et $\alpha = \frac{\pi}{9}$



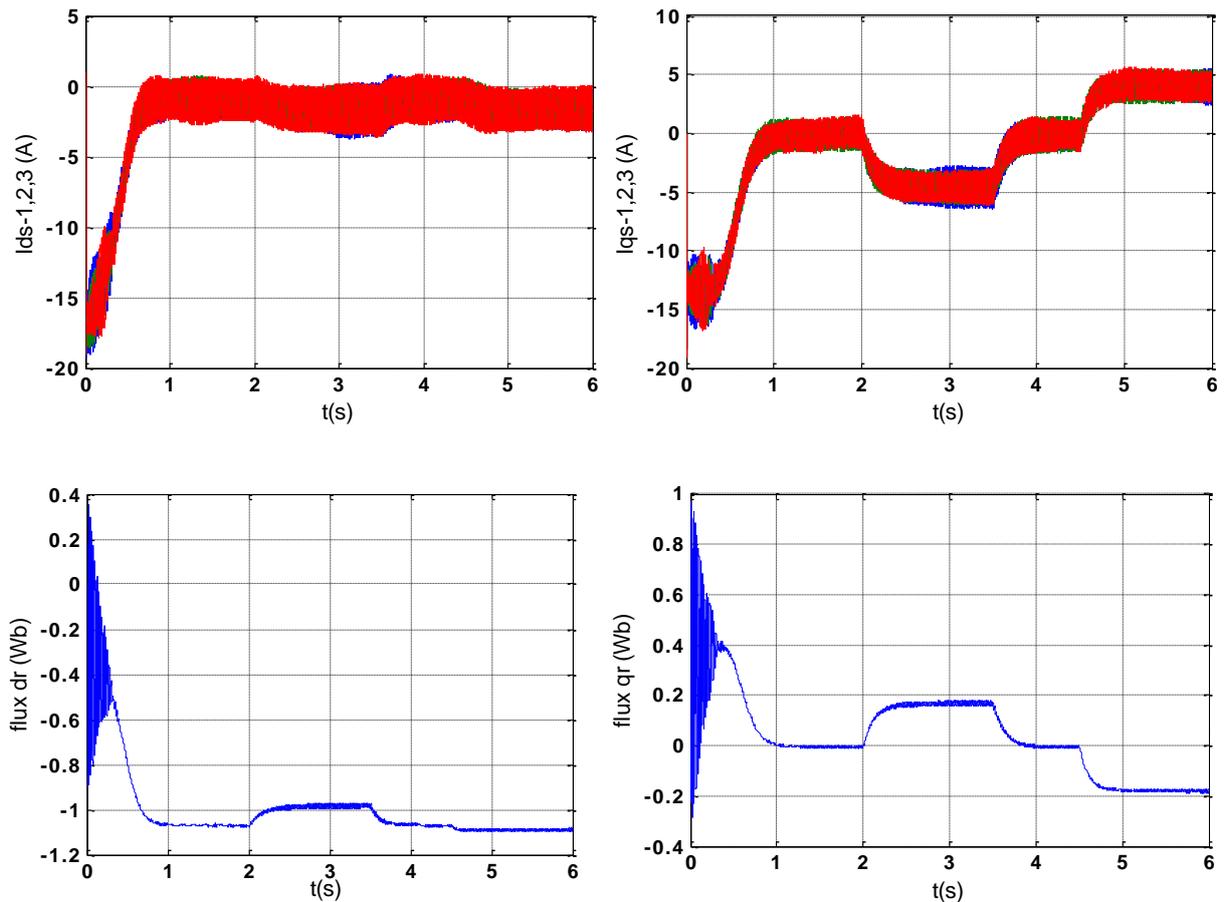


Figure II. 6: l'évolution des caractéristiques de la MASTE alimentée par trois onduleurs de tension à commande M.L.I. sinus-triangle, avec un coefficient de réglage $r=0,8$ et un indice de modulation $m=42$

La Figure II.6 présente l'évolution des caractéristiques de la MASTE alimentée par trois onduleurs de tension à commande M.L.I sinus-triangle, avec un coefficient de réglage $r=0,8$ et un indice de modulation $m=42$. Ensuite, des charges $C_r = 14$ et -14 N.m ont été appliquées respectivement pendant les intervalles de temps $t = [2, 3,5]$ et $[4,5, 6]$ s.

Les résultats montrent que les performances obtenues sont approximativement similaires à ceux obtenus par l'alimentation directe au réseaux (Figure II.3). Cependant, les formes d'ondes, notamment celles du couple électromagnétique, des courants statoriques (étoiles 1, 2, 3) et des courants d'axes d et q, révèlent que cette technique entraîne une augmentation des ondulations principalement causées par les harmoniques générées par les onduleurs, qui se répercutent principalement sur le couple électromagnétique.

II.9 Conclusion :

Dans ce chapitre, une étape importante qui consiste à développer un modèle mathématique de la MASTE. Ce modèle a été construit en prenant en compte certaines hypothèses simplificatrices qui permettent de représenter efficacement le comportement de la machine.

Ensuite, une analyse approfondie des caractéristiques de la MASTE a été menée en étudiant deux cas d'alimentation différents. Tout d'abord, la machine a été alimentée directement par trois sources sinusoïdales, ce qui a permis d'évaluer ses performances et son fonctionnement dans des conditions idéales. Ensuite, la MASTE a été alimentée par trois onduleurs de tension à commande M.L.I (Modulation de Largeur d'Impulsion) dans le but de reproduire des conditions réelles de fonctionnement. Cette étude a été réalisée à la fois à vide (sans charge) et en charge, afin de prendre en compte les effets de la charge sur le comportement de la machine.

L'une des observations clés de cette étude est que l'ajout d'une charge dans les deux cas d'alimentation entraîne une variation de la vitesse de la MASTE. En mode moteur, la vitesse diminue en présence d'une charge, tandis qu'en mode générateur, la vitesse augmente. Cette variation de vitesse peut poser un problème pour certains types d'applications où un contrôle précis de la vitesse est nécessaire.

Pour remédier à ce problème, le prochain chapitre propose une solution basée sur la technique de régulation par la commande vectorielle. Cette approche permet de contrôler de manière plus précise la vitesse de la MASTE en ajustant les paramètres électriques tels que le courant et la tension. La commande vectorielle offre une meilleure dynamique et une réponse plus rapide aux variations de charge, ce qui améliore les performances globales de la machine.

Chapitre III :

Commande Vectorielle de la MASTE

III.1 Introduction:

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blascke en 1972. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancées en microélectronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique. [16]

Ce chapitre sera consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASTE. En premier lieu nous allons procéder à présenter un rappel sur le principe et les différentes méthodes de la commande vectorielle, ainsi que leur modélisation, ensuite nous passerons à appliquer ces méthodes sur la MASTE, enfin nous procéderons à l'analyse des performances apportées par ce type de réglage suit à l'obtention et l'illustration des résultats de simulation.

III.2 Principe de la commande vectorielle :

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

$$C_{em} = k\varphi_f I_a = k' I_f I_a \quad (\text{III.1})$$

Avec :

φ_f : flux imposé par le courant d'excitation I_f ; I_a : courant d'induit.

A flux constant, le couple peut être réglé par I_a . La production de couple et la création de flux sont indépendantes et c'est l'objectif d'un pilotage vectoriel. Le principe de pilotage vectoriel de la MASTE est analogue à celui de la MCC à excitation séparée.

La figure (III.1) représente le schéma du principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASTE.

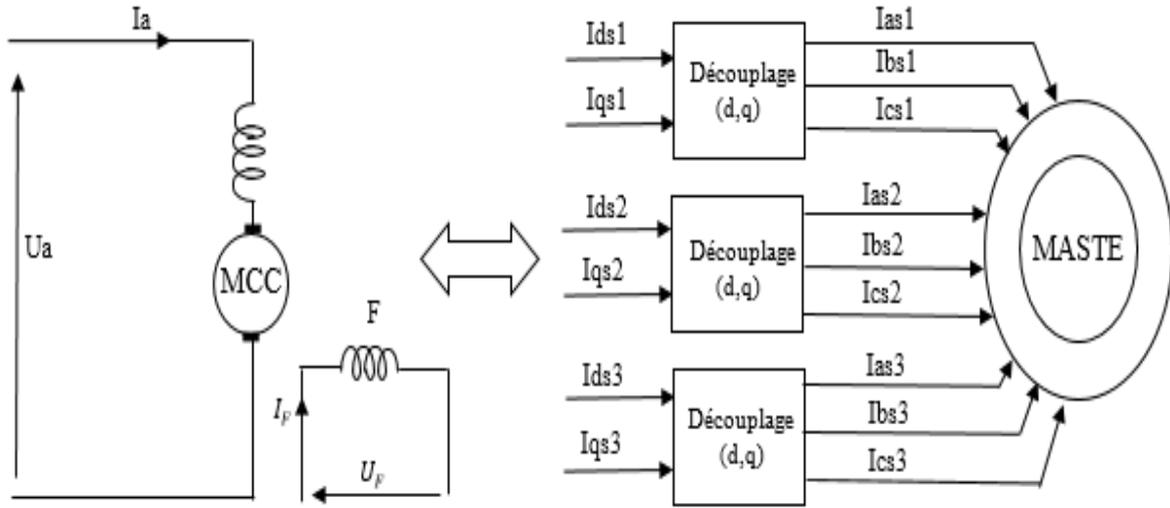


Figure III. 1: Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASTE

La commande de la MASTE par orientation de flux consiste à réguler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir une loi de commande et un système d'axes assurant le découplage du flux et du couple. Sachant que l'expression du couple électromagnétique (II.44) est en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques. Cependant, en choisissant l'orientation du flux rotorique suivant l'axe « d » ($\varphi_{dr} = \varphi_r$ et $\varphi_{qr} = 0$), on aura la forme du couple électromagnétique suivante:

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [\varphi_r (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3})] = k'' \varphi_r I_q \quad (III.2)$$

Avec :

$$k'' = P \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad \text{et} \quad I_q = I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3}$$

D'après l'équation (III.2), on remarque que l'expression du couple de la MASTE est analogue à celle de la MCC à excitation séparée, donc le couple et le flux de la MASTE sont contrôlables séparément.

III.3 Choix d'orientation du flux :

La modélisation de la MASTE (chapitre II) est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant (d, q), de ce fait, les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles : [14]

$$- \text{Flux rotorique : } \varphi_{dr} = \varphi_r \text{ et } \varphi_{qr} = 0 \quad (\text{III.3})$$

$$- \text{Flux statorique : } \varphi_{ds} = \varphi_s \text{ et } \varphi_{qs} = 0 \quad (\text{III.4})$$

$$- \text{Flux d'entrefer : } \varphi_{dg} = \varphi_g \text{ et } \varphi_{qg} = 0 \quad (\text{III.5})$$

Pour la MASTE, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (III.3), car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques.

III.4 Méthodes de la Commande Vectorielle :

Tous les travaux de recherche effectués sur le sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée méthode directe et la seconde connue sous le nom méthode indirecte.

III.4.1 Méthode directe

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

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

L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques, est sensible aux variations des paramètres de la machine. [17]

III.4.2 Méthode indirecte

La régulation du flux se fait par réaction, le flux n'est ni mesuré ni estimé, il est fixé en boucle ouverte. Cette méthode exige la présence d'un capteur de position du rotor et on peut éliminer l'estimateur/capteur du flux. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine. [9]

III.5 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASTE liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique. La figure III.2 représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.

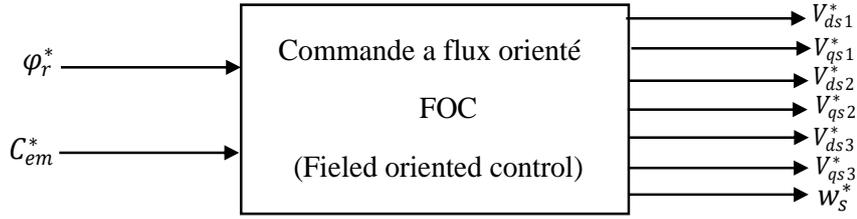


Figure III. 2: Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)

En prenant comme références le flux rotorique φ_r^* et le couple C_{em} et en exprimant que:

$$\varphi_{dr} = \varphi_r^* \quad (\text{III.6})$$

$$\varphi_{qr} = 0 \quad (\text{III.7})$$

$$S\varphi_r^* = 0 \quad (\text{III.8})$$

Avec: $S = d/dt$

En remplaçant (III.6) – (III.8) dans les équations des tensions rotoriques (II.33), on trouve:

$$R_r I_{dr} = 0 \Rightarrow I_{dr} = 0 \quad (\text{III.9})$$

$$R_r I_{qr} + \omega_{gl}^* \varphi_r^* = 0 \Rightarrow I_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \varphi_r^*}{R_r} \quad (\text{III.10})$$

Et à partir des équations (II.43) et (II.44), on obtient:

$$I_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_r^* - L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3})] \quad (\text{III.11})$$

$$I_{qr} = -\frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3}) \quad (\text{III.12})$$

En remplace (III.11) et (III.12) dans le système d'équations des flux statoriques (II.34), on aura :

$$\begin{aligned} \varphi_{ds1} &= \lambda_1 I_{ds1} + L_r \eta (I_{ds2} + I_{ds3}) + \eta \varphi_r^* \\ \varphi_{qs1} &= \lambda_1 I_{qs1} + L_r \eta (I_{qs2} + I_{qs3}) \\ \varphi_{ds2} &= \lambda_2 I_{ds2} + L_r \eta (I_{ds1} + I_{ds3}) + \eta \varphi_r^* \\ \varphi_{qs2} &= \lambda_2 I_{qs2} + L_r \eta (I_{qs1} + I_{qs3}) \\ \varphi_{ds3} &= \lambda_3 I_{ds3} + L_r \eta (I_{ds1} + I_{ds2}) + \eta \varphi_r^* \\ \varphi_{qs3} &= \lambda_3 I_{qs3} + L_r \eta (I_{qs1} + I_{qs2}) \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

Avec : $\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}$ et $\lambda_{1,2,3} = L_{1,2,3} + \eta L_r$

En remplaçant (III.9) dans (III.11), on tire:

$$\varphi_r^* = L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3}) \quad (III.14)$$

A partir de l'équation (III.12), on trouve:

$$I_{qr}(L_m + L_r) = -L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3}) \quad (III.15)$$

En remplaçant (III.13) – (III.15) dans le système d'équations des tensions statoriques (II.34), on obtient:

$$\begin{aligned} V_{ds1}^* &= R_{s1}I_{ds1} + L_{s1}SI_{ds1} - \omega_s^*(L_{s1}I_{qs1} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) \\ V_{qs1}^* &= R_{s1}I_{qs1} + L_{s1}SI_{qs1} + \omega_s^*(L_{s1}I_{ds1} + \varphi_r^*) \\ V_{ds2}^* &= R_{s2}I_{ds2} + L_{s2}SI_{ds2} - \omega_s^*(L_{s2}I_{qs2} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) \\ V_{qs2}^* &= R_{s2}I_{qs2} + L_{s2}SI_{qs2} + \omega_s^*(L_{s2}I_{ds2} + \varphi_r^*) \\ V_{ds3}^* &= R_{s3}I_{ds3} + L_{s3}SI_{ds3} - \omega_s^*(L_{s3}I_{qs3} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) \\ V_{qs3}^* &= R_{s3}I_{qs3} + L_{s3}SI_{qs3} + \omega_s^*(L_{s3}I_{ds3} + \varphi_r^*) \end{aligned} \quad (III.16)$$

Avec :

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{et} \quad \omega_{gl}^* = \omega_s^* - \omega_r.$$

En remplace l'équation (III.12) dans (III.10), on tire:

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} \frac{(I_{qs1}^* + I_{qs2}^* + I_{qs3}^*)}{\varphi_r^*} \quad (III.17)$$

A partir de la relation (III.2), on trouve:

$$I_{qs1}^* + I_{qs2}^* + I_{qs3}^* = \frac{(L_r + L_m) C_{em}^*}{P L_m \varphi_r^*} \quad (III.18)$$

Le système d'équations électriques (III.16) démontre que les tensions ($V_{ds1}^*, V_{qs1}^*, V_{ds2}^*, V_{qs2}^*, V_{ds3}^*, V_{qs3}^*$) influencent simultanément sur les composantes des courants statoriques directs et en quadrature ($I_{ds1}, I_{qs1}, I_{ds2}, I_{qs2}, I_{ds3}$ et I_{qs3}), ainsi que le flux et le couple. Par conséquent, il est nécessaire d'effectuer un découplage. Cela peut être réalisé en introduisant de nouvelles variables, à savoir ($V_{ds1r}, V_{qs1r}, V_{ds2r}, V_{qs2r}, V_{ds3r}, V_{qs3r}$), qui n'ont d'effet que sur les courants ($I_{ds1}, I_{qs1}, I_{ds2}, I_{qs2}, I_{ds3}, I_{qs3}$) respectivement. Ainsi, on a :

$$\begin{cases} V_{ds1r} = R_{s1}I_{ds1} + L_{s1}pI_{ds1} \\ V_{qs1r} = R_{s1}I_{qs1} + L_{s1}pI_{qs1} \\ V_{ds2r} = R_{s2}I_{ds2} + L_{s2}pI_{ds2} \\ V_{qs2r} = R_{s2}I_{qs2} + L_{s2}pI_{qs2} \\ V_{ds3r} = R_{s3}I_{ds3} + L_{s3}pI_{ds3} \\ V_{qs3r} = R_{s3}I_{qs3} + L_{s3}pI_{qs3} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Afin de compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de référence à flux constant sont exprimées de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = V_{ds1r} - V_{ds1c} \\ V_{qs1}^* = V_{qs1r} - V_{qs1c} \\ V_{ds2}^* = V_{ds2r} - V_{ds2c} \\ V_{qs2}^* = V_{qs2r} - V_{qs2c} \\ V_{ds3}^* = V_{ds3r} - V_{ds3c} \\ V_{qs3}^* = V_{qs3r} - V_{qs3c} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds1c} = \omega_s^*(L_{s1}I_{qs1} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) \\ V_{qs1c} = \omega_s^*(L_{s1}I_{ds1} + \varphi_r^*) \\ V_{ds2c} = \omega_s^*(L_{s2}I_{qs2} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) \\ V_{qs2c} = \omega_s^*(L_{s2}I_{ds2} + \varphi_r^*) \\ V_{ds3c} = \omega_s^*(L_{s3}I_{qs3} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) \\ V_{qs3c} = \omega_s^*(L_{s3}I_{ds3} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

III.5.1 Synthèse des régulateurs PI

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. La (Figure III.3) montre le schéma fonctionnel de régulation des courants, valable selon les deux axes d et q.

Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée de la (Figure III.3) est écrite comme suit :

$$\frac{I_{ds1}}{I_{ds1}^*} = \frac{k_{ids1} + k_{pds1} S}{L_{s1} S^2 + (R_{s1} + k_{pds1}) S + k_{ids1}} \quad (\text{III.22})$$

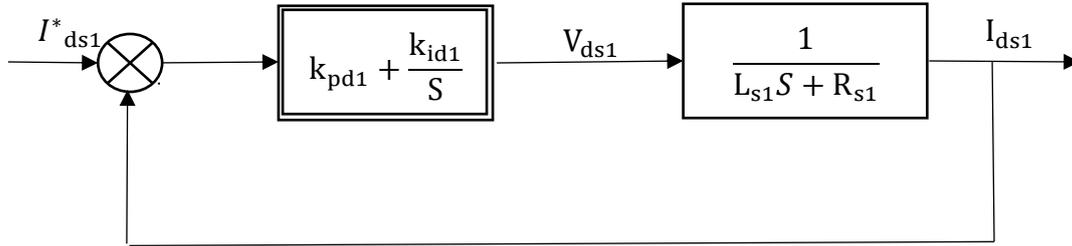


Figure III. 3: Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques

En imposant une paire de pôles complexes conjugués $S_1 = \rho_{d1} \pm j\rho_{d1}$, le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho_{d1}S + \rho_{d1}^2 \quad (\text{III.23})$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur pi :

$$\begin{cases} k_{pd1} = 2\rho_{d1}L_{s1} - R_{s1} \\ k_{id1} = 2\rho_{d1}^2 L_{s1} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Même procédure de calcul des paramètres des régulateurs des courants $I_{qs1}, I_{ds2}, I_{qs2}, I_{ds3}$ et I_{qs3} .

Le schéma bloc de découplage FOC (Field Oriented Control) est présenté sur la figure III.4, On admet que : $I_{ds1}^* = I_{qs1}^* = I_{ds2}^* = I_{qs2}^* = I_{ds3}^* = I_{qs3}^*$

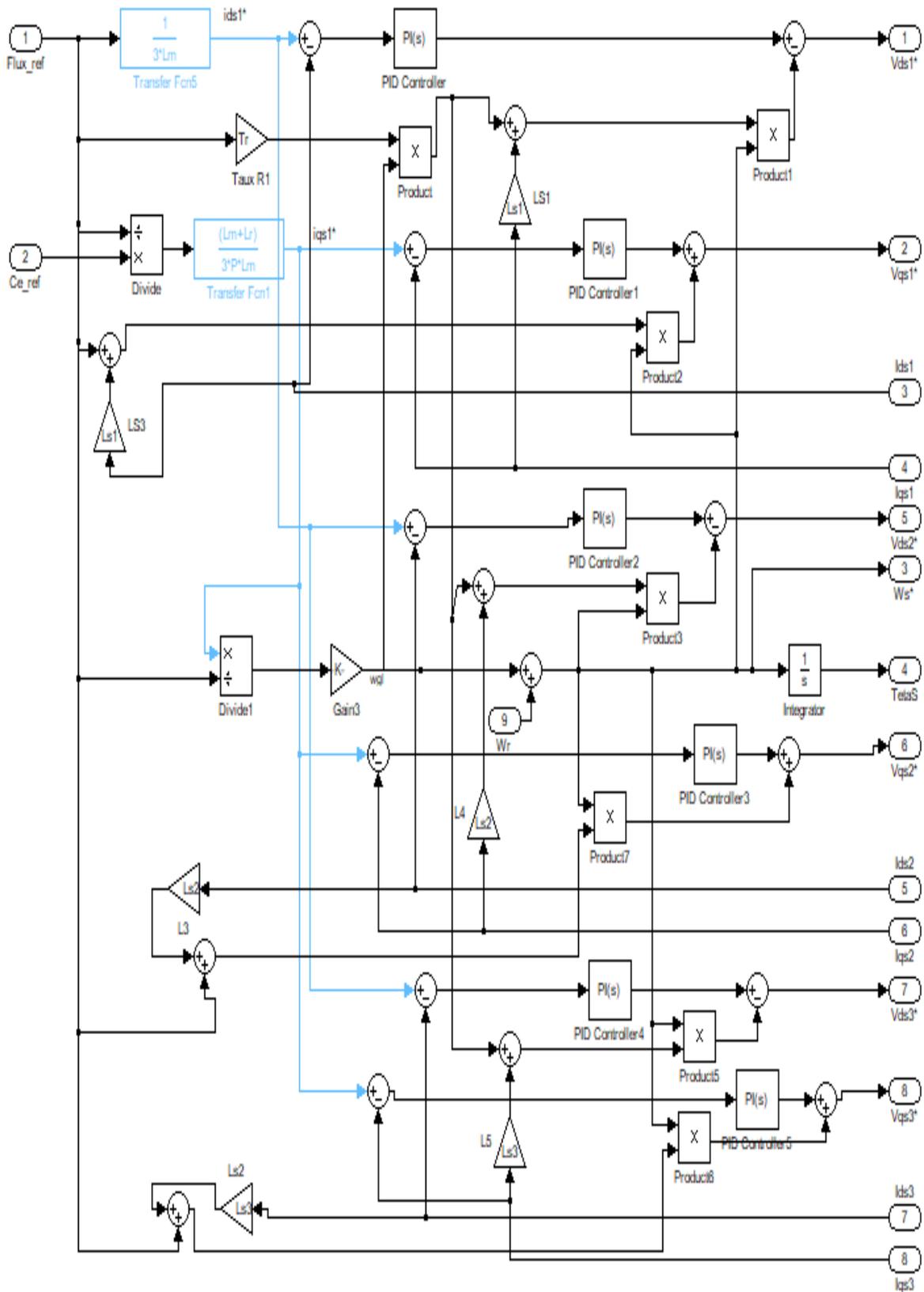


Figure III. 4: Schéma bloc de découplage en FOC

III.5.2 Simulation et interprétation :

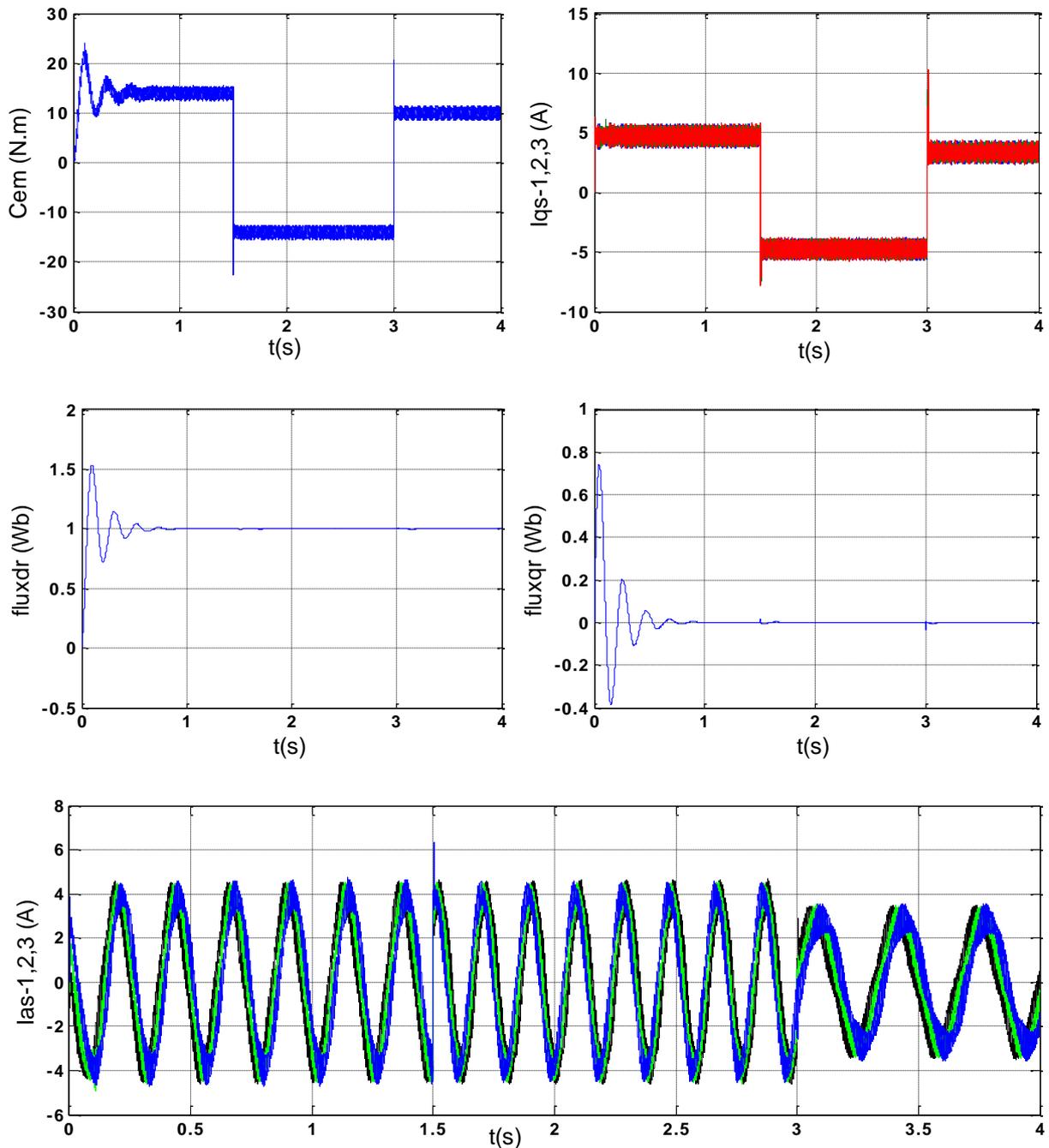


Figure III. 5 : Evolution des caractéristiques de la MASTE par la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

La figure (III.5) représente l'évolution des caractéristiques de la MASTE par la commande vectorielle indirecte sans le réglage de vitesse (par orientation du flux rotorique), en imposant le flux de référence $\varphi_r^* = 1 \text{ Wb}$ et le couple électromagnétique de référence sous forme de créneaux $C_r = 14, -14$ et 10 N.m respectivement entre les intervalles $t=[0, 1.5]$, $[1.5, 3]$ et $[3, 4]$. Cette dernière montre que :

Pendant le régime permanent le couple électromagnétique suit parfaitement leur référence impose. Le flux rotorique suivant l'axe direct reste stable et suit sa référence imposée pendant le régime permanent, Par contre celui en quadrature reste invariant durant ce régime ($\varphi_r^* = 0$). Cela veut dire que les flux rotoriques ne sont pas influencés par la variation du couple imposée, et que le flux est régulé indépendamment du couple. Les courant en quadrature ($I_{qs1,2,3}$) varie d'une façon similaire à celle du couple durant le régime établi, cela introduit que le couple électromagnétique est régulé par les composantes des courants statorique en quadratures.

Les courant statoriques ($I_{as1,2,3}$) prennent une forme sinusoidale et présentent des harmonique dus aux onduleur de tension avec des variation au moment de l'application du couple de charge.

III.6 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse :

Le principe de cette méthode, c'est l'utilisation exclusive de la position calculée du flux rotorique en fonction des grandeurs de référence, en évitant ainsi de se servir de son amplitude. Cette méthode permet de se dispenser d'un capteur de flux, mais requiert l'emploi d'un capteur de vitesse du rotor, Cela est réalisable par un bloc de défluxage.

III.6.1 Bloc de défluxage:

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale : φ_r^n pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine Ω_n . Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine. Pour cela, en définit le flux de référence comme suit : [17]

$$\begin{cases} \varphi_r^* = \varphi_n & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \varphi_r^* = \varphi_n \Omega_n / |\Omega| & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Schématisé par la figure :

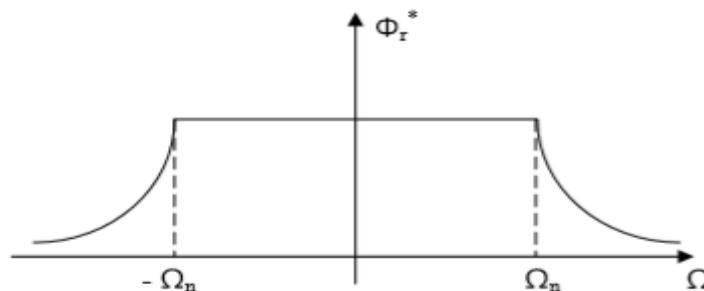


Figure III. 6: Bloc de défluxage.

III.6.2 Identification des paramètres du régulateur de vitesse:

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

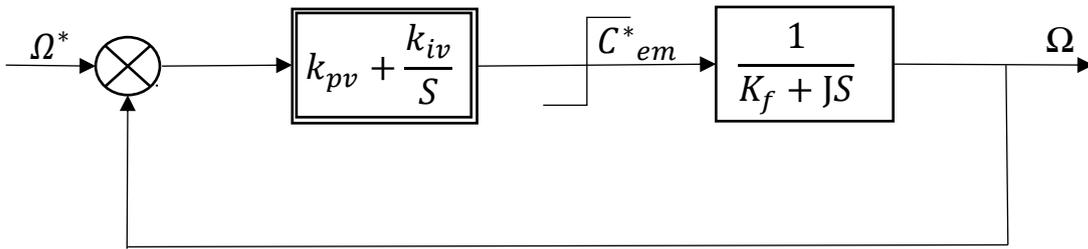


Figure III. 7: Bloc de régulation de la vitesse

L'identification nous donne:

$$\begin{cases} k_{pv} = J/\tau \\ k_{iv} = k_F/\tau \end{cases} \tag{III.26}$$

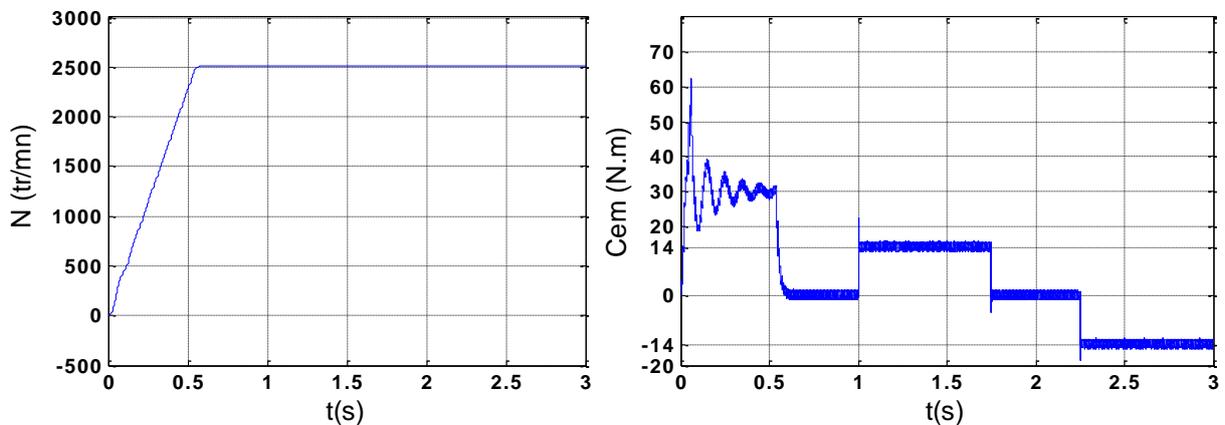
Avec : $\tau = 0.15 \text{ s}$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation définie par [14]:

$$C_{em}^*(Lim) = \begin{cases} C_{em}^* & \text{si } |C_{em}^*| \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} \text{sing}(C_{em}^*) & \text{si } |C_{em}^*| > C_{em}^{max} \end{cases} \tag{III.27}$$

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

III.6.3 Simulation et interprétation :



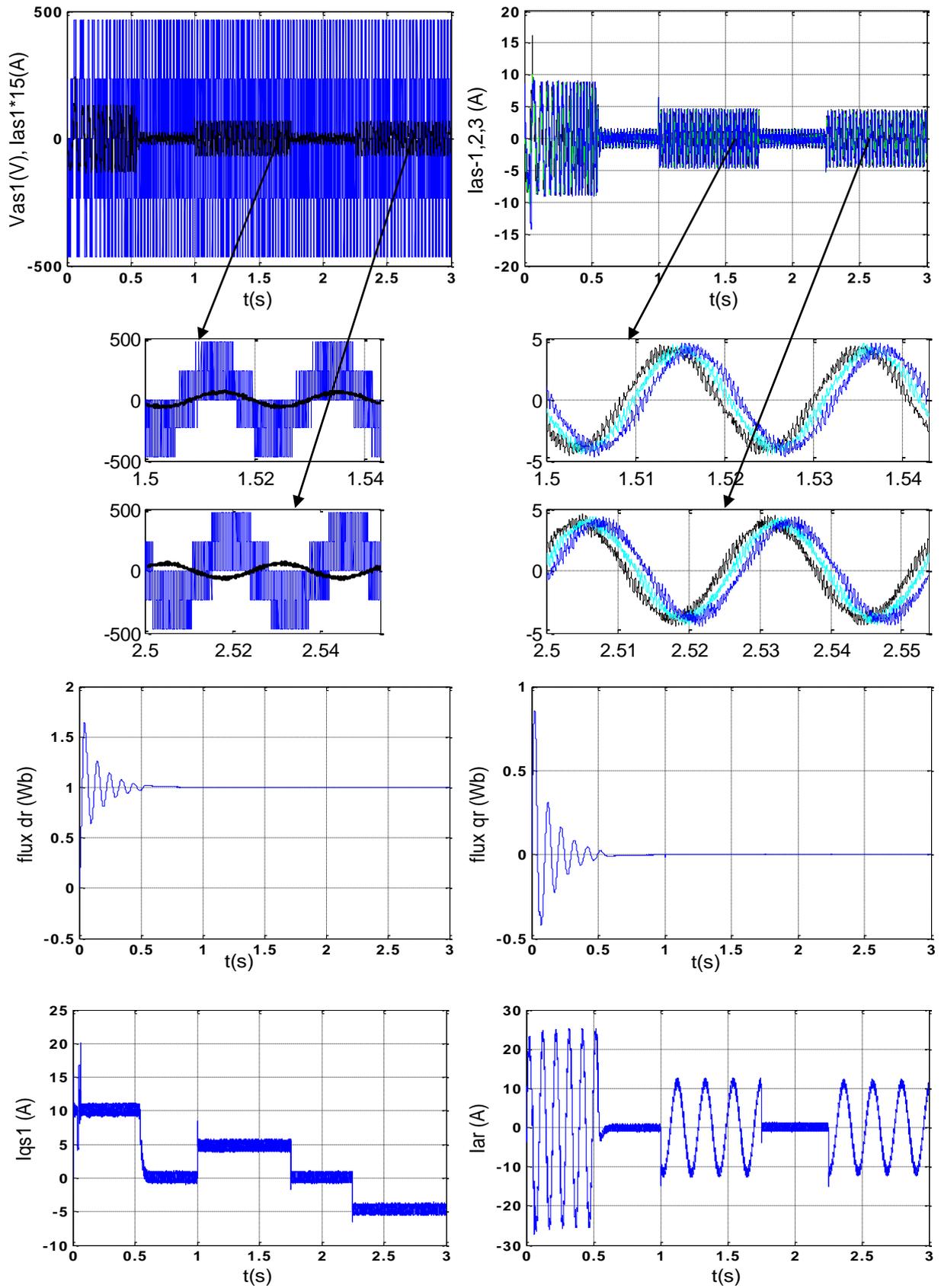


Figure III. 8: Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et -14 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]$.

La figure (III.8) représente l'évolution des caractéristiques de la MASTE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et -14 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]$ s, en imposant la vitesse de référence $N^* = 2500$ tr/mn Celle-ci montre que :

Au démarrage et pendant le fonctionnement à vide la vitesse augmente puis elle rejoint sa valeur de consigne à $t=0.6$ s, le couple atteint la valeur maximal 62N.m à $t= 0.061$ s par suite le couple se stabilise à la valeur due au frottement, un appel des courant statorique (1,2,3) au démarrage 8A en valeur crête, puis elle poursuivant leurs évolutions durant le régime permanent d'une façon sinusoïdale. D'autre part l'évolution des courants statorique en quadrature sont identique à celle de couple électromagnétique. Le courant rotorique I_{ar} atteint environ 24A en régime transitoire, puis il se stabilise autour de zéro en régime permanent. Les flux rotorique progressent d'une façon similaire à celle du couple durant le régime transitoire puis elle se stabilise et suivre leur consigne durant le régime transitoire

Lorsque on applique une charge égale a 14N. m à $t = 1$ s, cela provoque des augmentations au niveau de couple électromagnétique, les courants statoriques en quadrature, les courants statoriques et rotoriques qui se stabilisent respectivement à ($C_{em} = 14$, $I_{qs1,2,3} = 5$ A, $I_{as1,2,3} = 4$ A, $I_{ar} = 11.5$ A), la vitesse et les flux restant constants en poursuivent leurs parcours selon leur consigne mais dans ce mode fonctionnement, on remarque que les courants sont presque en phase avec les tensions ce qui veut dire que le moteur absorbe de la puissance active et réactive à partir de la source

En revanche lorsque on applique une charge opposé ($C_r = -14$ N.m), on remarque que cela provoque des réductions au niveau de couple électromagnétique et le courant en quadrature, mais les autres grandeurs restant similaire à celle de fonctionnement moteur, on remarque aussi que le courant est déphasé de 180° par rapport à la tension, par conséquent de signe inverse, est cela veut dire que la puissance produite est de signe négatif, c'est à dire que la machine fournie de l'énergie active vers la source.

III.6.4 Tests de robustesse

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

- Premier test avec l'inversion de vitesse :

La figure III.9 représente l'évolution des caractéristiques de la MASTE avec la régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de cette dernière de 2500 à -2500tr/mn à partir de l'instant $t = 1.5s$. on constat que:

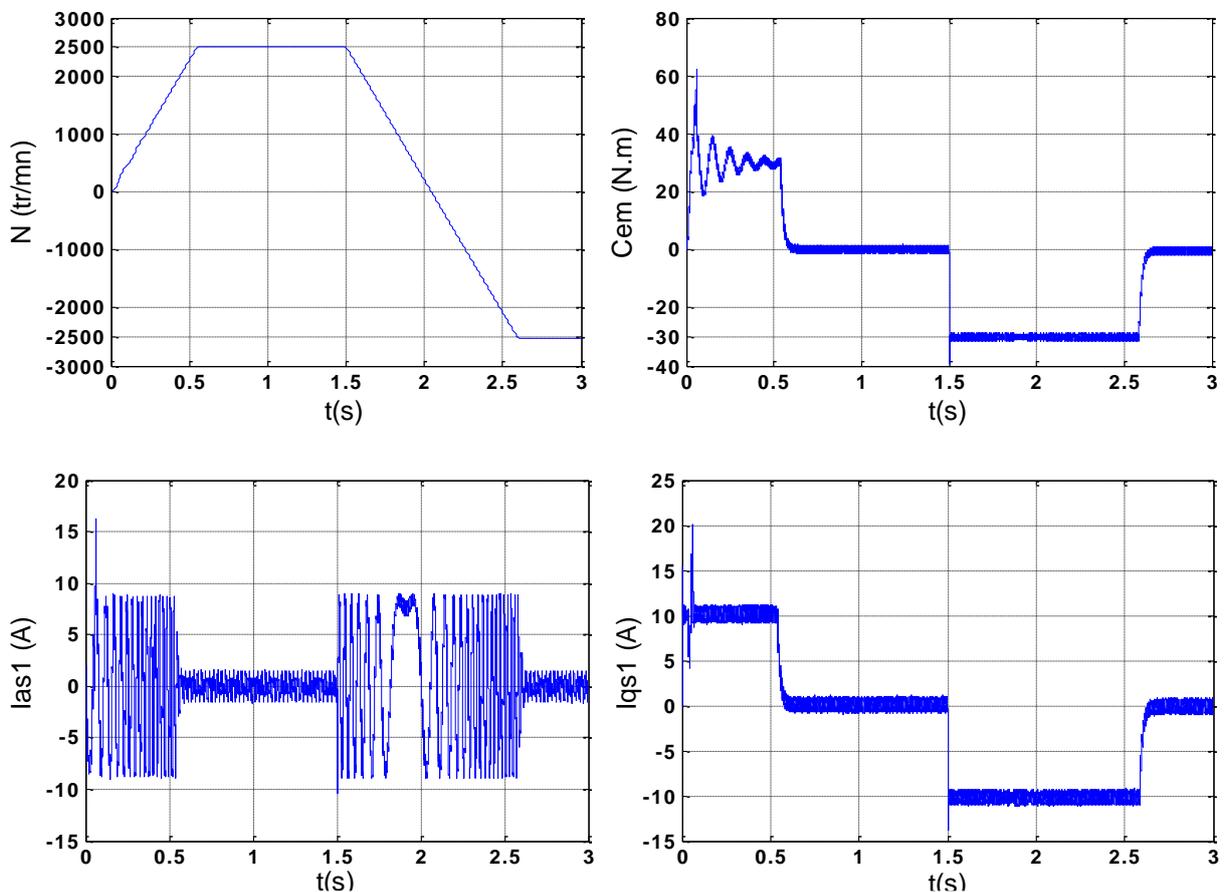
La vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de $t= 1.1$, cette dernière provoque des augmentations au niveau des courants statoriques d'une amplitude analogue à celle de régime transitoire.

L'inversion de la vitesse conduit à un couple de signe négative égale à -30 Nm puis elle se stabilise dès que la vitesse rejoint sa valeur de référence négative

Les courants statoriques en quadratures ont la même forme que celle du couple électromagnétique, avec une valeur de -10 A durant l'inversion de la vitesse de référence.

Durant l'inversion de la vitesse, Les courant statorique évoluent aussi d'une manière identique à celle de régime transitoire.

Les flux rotorique suivent les valeurs imposées en régime établi (1)(0) avec une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse.



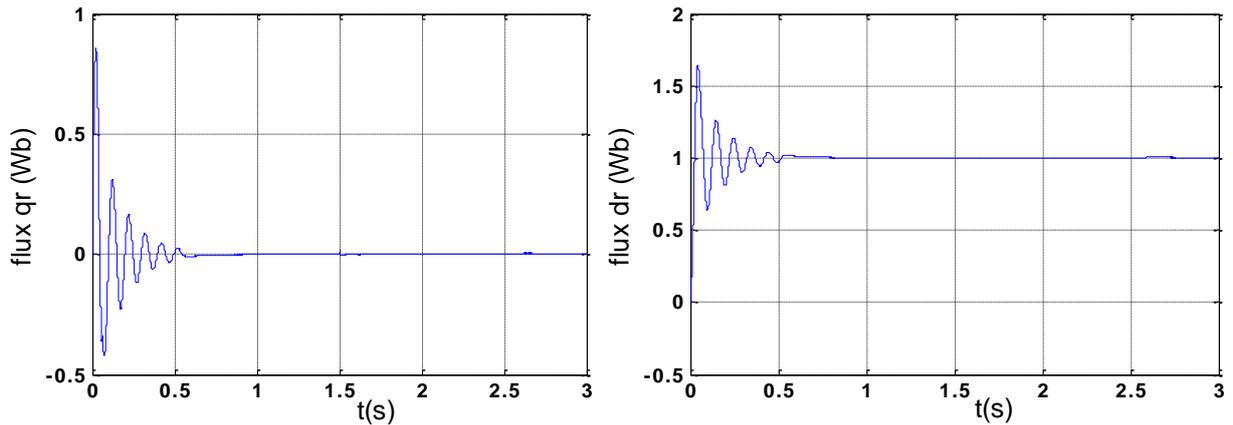
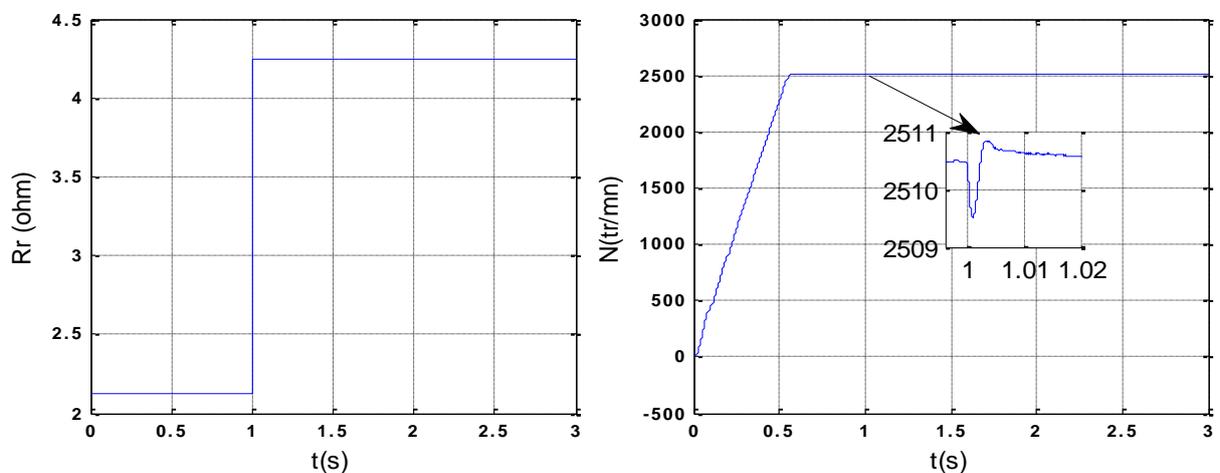


Figure III. 9: Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'inversion de la vitesse (2500 à -2500 tr/mn) à partir de $t = 1.5s$

- **Deuxième test avec la variation de la résistance R_r :**

La figure III.10 représente l'évolution des caractéristiques de la MASTE avec la régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% à partir de l'instant $t = 1s$, avec l'application des charges $C_r = 14$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]$ s, tout en imposant la vitesse de référence $N^* = 2500tr/mn$. On constat que :

Tous les grandeurs restent fixes et ne sont pas influencé par la variation de la résistance rotorique, juste une légère différence au niveau des flux rotoriques direct et en quadrature au moment de de l'application de couple de charge et de la variation de la résistance rotorique. Cette dernière provoque aussi une légère perturbation au niveau de la vitesse au moment de l'augmentation.



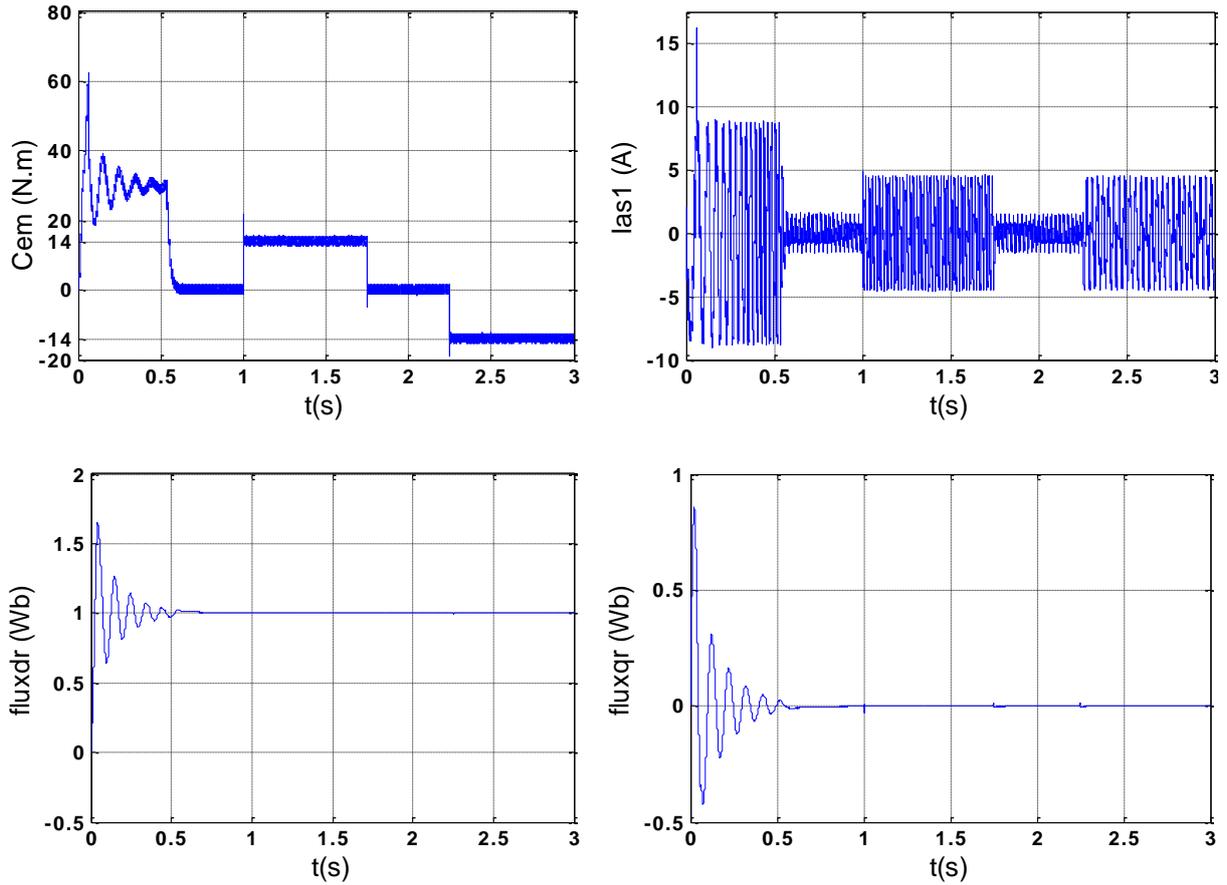


Figure III. 10: Régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% à partir de $t = 1s$, avec l'application des charges $C_r = 14$ et $-14 N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]s$.

III.7 Commande vectorielle directe avec régulation de vitesse :

Le flux est régulé par contre-réaction et qui est estimé et reconstitué à partir des courants statoriques et de la pulsation des courants rotoriques de la machine. Dans cette application, le bloc de découplage FOC est modifié.

III.7.1 Estimateur de flux :

Le flux rotorique estimé se détermine comme suit :

A partir des équations des tensions rotoriques ($V_{dr} = 0$ et $V_{qr} = 0$), on tire:

$$\frac{d}{dt} \varphi_{drest} = -R_r I_{dr} + \omega_{gl} \varphi_{qrest} \tag{III.28}$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{qrest} = -R_r I_{qr} + \omega_{gl} \varphi_{drest} \tag{III.29}$$

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

$$I_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{drest} - L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3})] \quad (III.30)$$

$$I_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{qrest} - L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3})] \quad (III.31)$$

En remplace (III.33) dans (III.31) et (III.34) dans (III.32), on trouve :

$$\frac{d}{dt} \varphi_{drest} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3}) - \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_{drest} + \omega_{gl} \varphi_{qrest} \quad (III.32)$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{qrest} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3}) - \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_{qrest} + \omega_{gl} \varphi_{drest} \quad (III.33)$$

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

$$\varphi_{rest} = \sqrt{\varphi_{drest}^2 + \varphi_{qrest}^2} \quad (III.34)$$

III.7.2 Identification des paramètres du régulateur de flux :

Le schéma de la boucle de régulation de flux est donné par la figure :

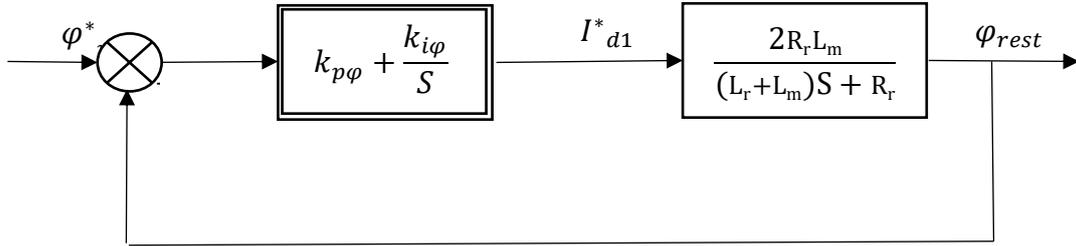


Figure III. 11: Schéma réduit de régulation de flux

La fonction de transfert en boucle fermée est :

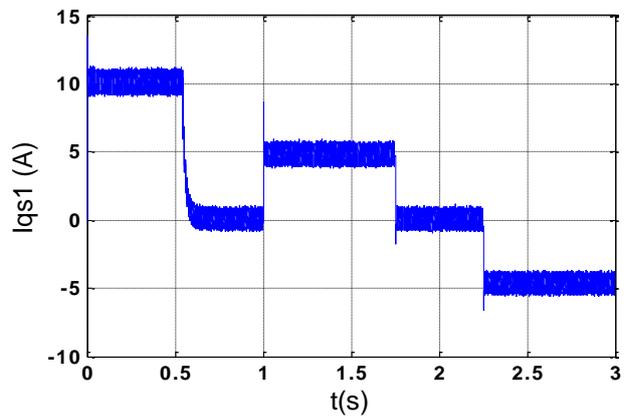
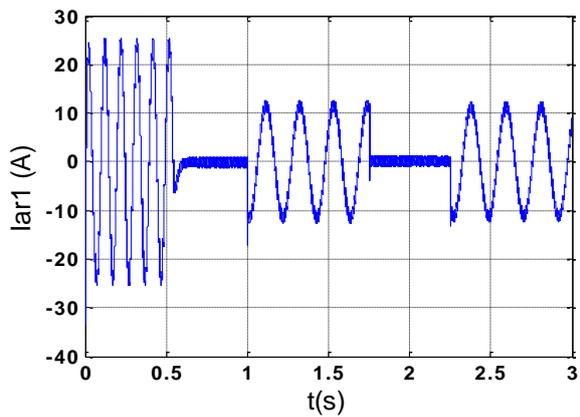
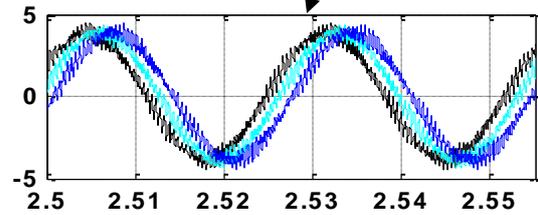
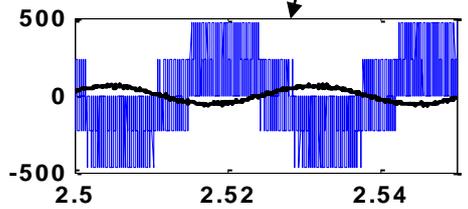
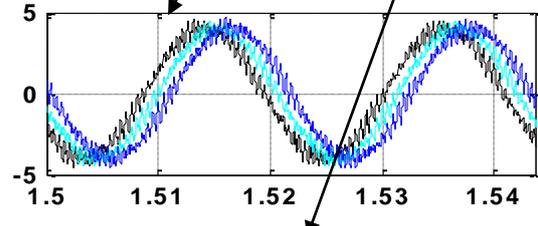
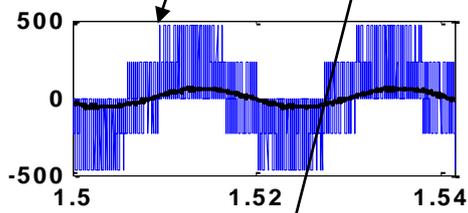
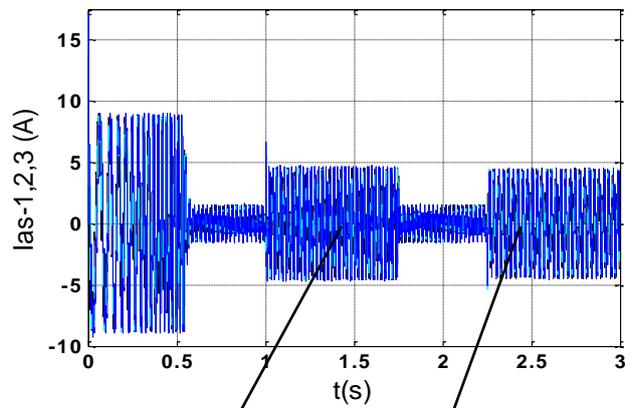
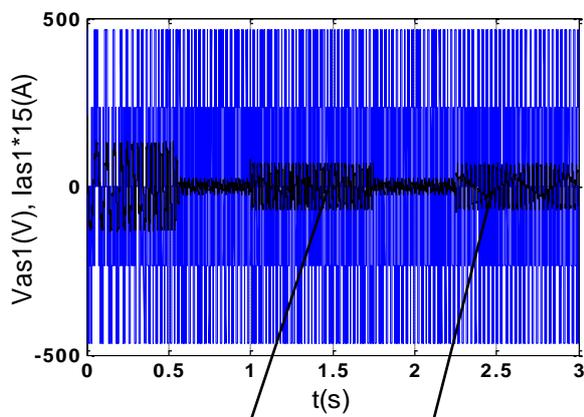
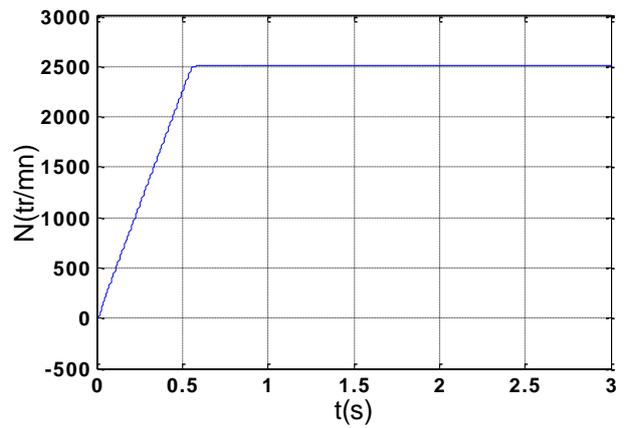
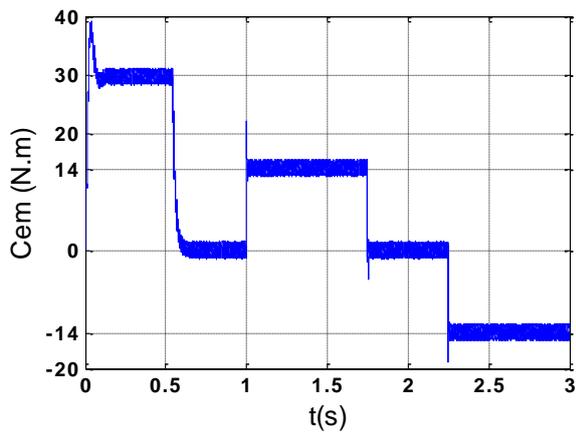
$$\frac{\varphi_{rest}}{\varphi_r^*} = \frac{2R_r L_m (k_{i\varphi} + k_{p\varphi} S)}{(L_r + L_m)S^2 + (R_r + 2R_r L_m k_{p\varphi})S + 2R_r L_m k_{i\varphi}}$$

De la même manière, pour dimensionner le régulateur, nous procédons par le principe d'imposition des pôles, on trouve :

$$\begin{cases} k_{p\varphi} = \left(\frac{1}{L_m}\right)(2\tau_r \rho - 1) \\ k_{i\varphi} = 2\left(\frac{\tau_r}{L_m}\right)\rho^2 \end{cases}$$

Avec : $\tau_r = (L_m + L_r) / R_r$

III.7.3 Simulation et interprétation des résultats :



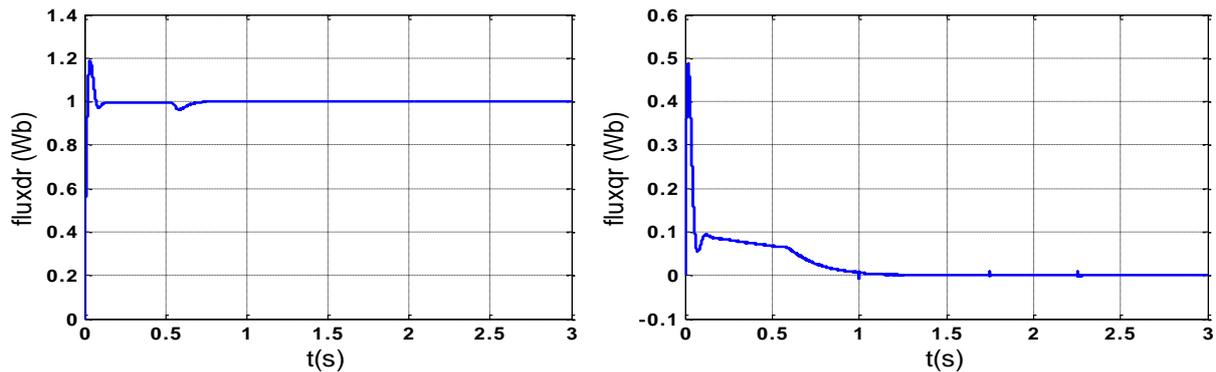


Figure III. 12: Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et -14 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]$ s.

La figure III.12 représente l'évolution des caractéristiques de la MASTE, par la méthode directe avec réglage de la vitesse, en imposant la vitesse de référence $N^* = 2500$ tr/mn. Suivi de l'application des charges $C_r = 14$ et -14 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]$ s. Les résultats obtenus montrent que :

Pendant le régime transitoire, Le couple électromagnétique au démarrage atteint brièvement 37.5 N.m, puis est limité à 30 Nm par le dispositif de saturation jusqu'à $t = 0.54$ s. La progression du courant statorique en quadrature est similaire à celle de couple électromagnétique. Le courant rotorique présente un pic au démarrage, puis suit une évolution similaire à celle de la méthode indirecte. Les flux rotoriques dans les axes (d, q) présentent également des pics au démarrage, puis se stabilisent rapidement selon leurs consignes. La vitesse, les courants statoriques (étoiles 1, 2 et 3) ainsi que la tension statorique restent inchangés par rapport à ceux observés avec la méthode indirecte.

Pendant le régime permanent (à partir de $t = 0.58$ s), les résultats obtenus sont identiques à celles de la méthode indirecte (figure III.8). Avec une légère perturbation au niveaux des flux rotorique en quadrature au moment de l'application de couple de charge.

III.7.4 Tests de robustesse :

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

- **Premier test :**

Ce test consiste à inverser la vitesse (de 2500 tr/min à -2500 tr/min) à partir du l'instant $t = 1.5$ s. Les résultats obtenus (figure III.13) montrent que :

Pendant le régime transitoire, la vitesse reste inchangée. Le courant I_{as1} présente un pic d'environ 12A, puis il poursuit son déroulement normal. Le couple C_{em} (N.m), le courant I_{as1} (A) et les flux rotoriques évoluent de la même manière que ceux considérés précédemment, comme illustré dans la figure III.13.

Par contre Pendant le régime permanent et lors de l'inversion de la vitesse, les résultats obtenus avec cette méthode sont pratiquement similaires avec la méthode indirecte. Cependant, une légère différence enregistrée au niveau des flux rotoriques lorsque la vitesse atteint sa consigne négative.

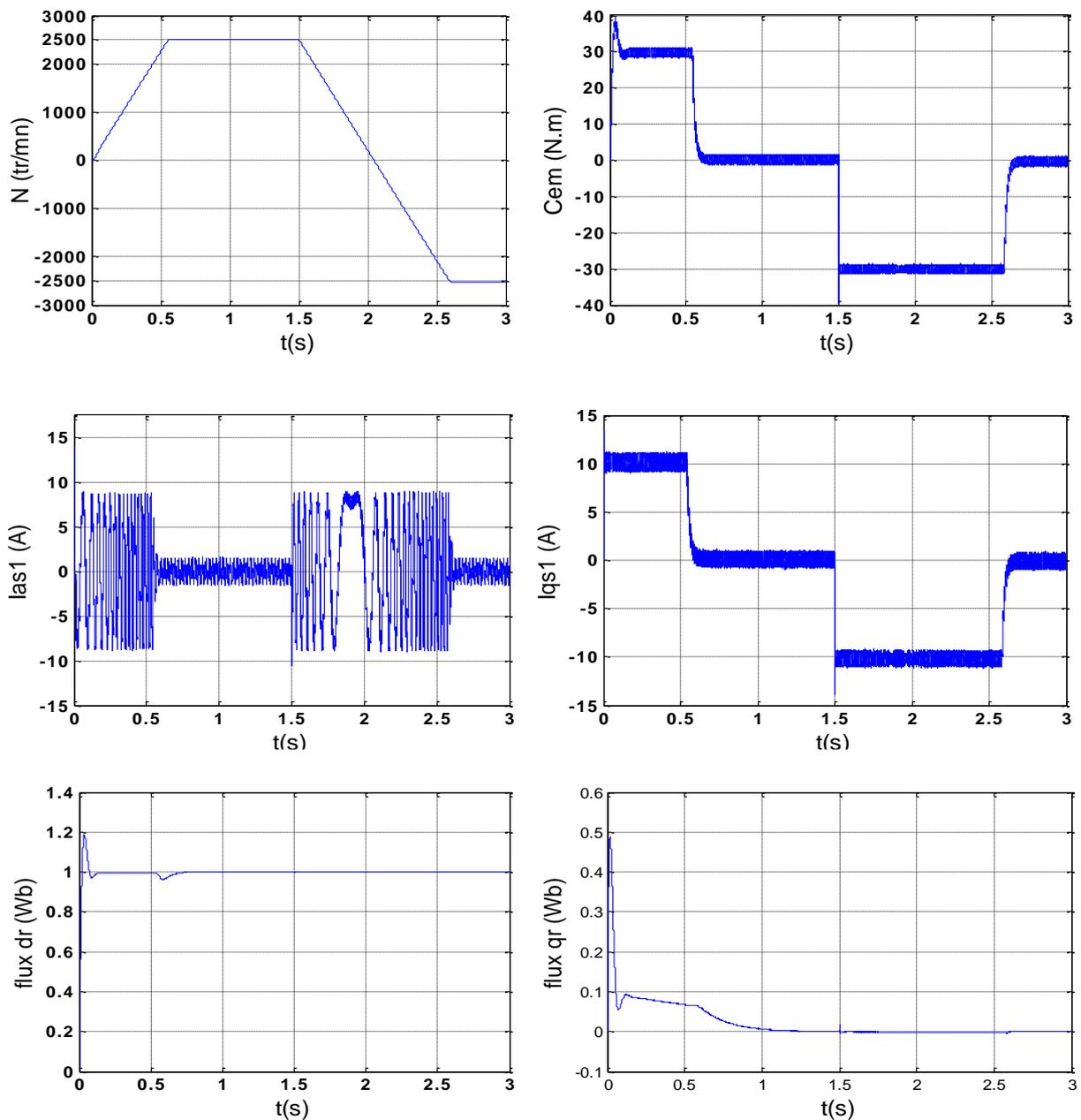


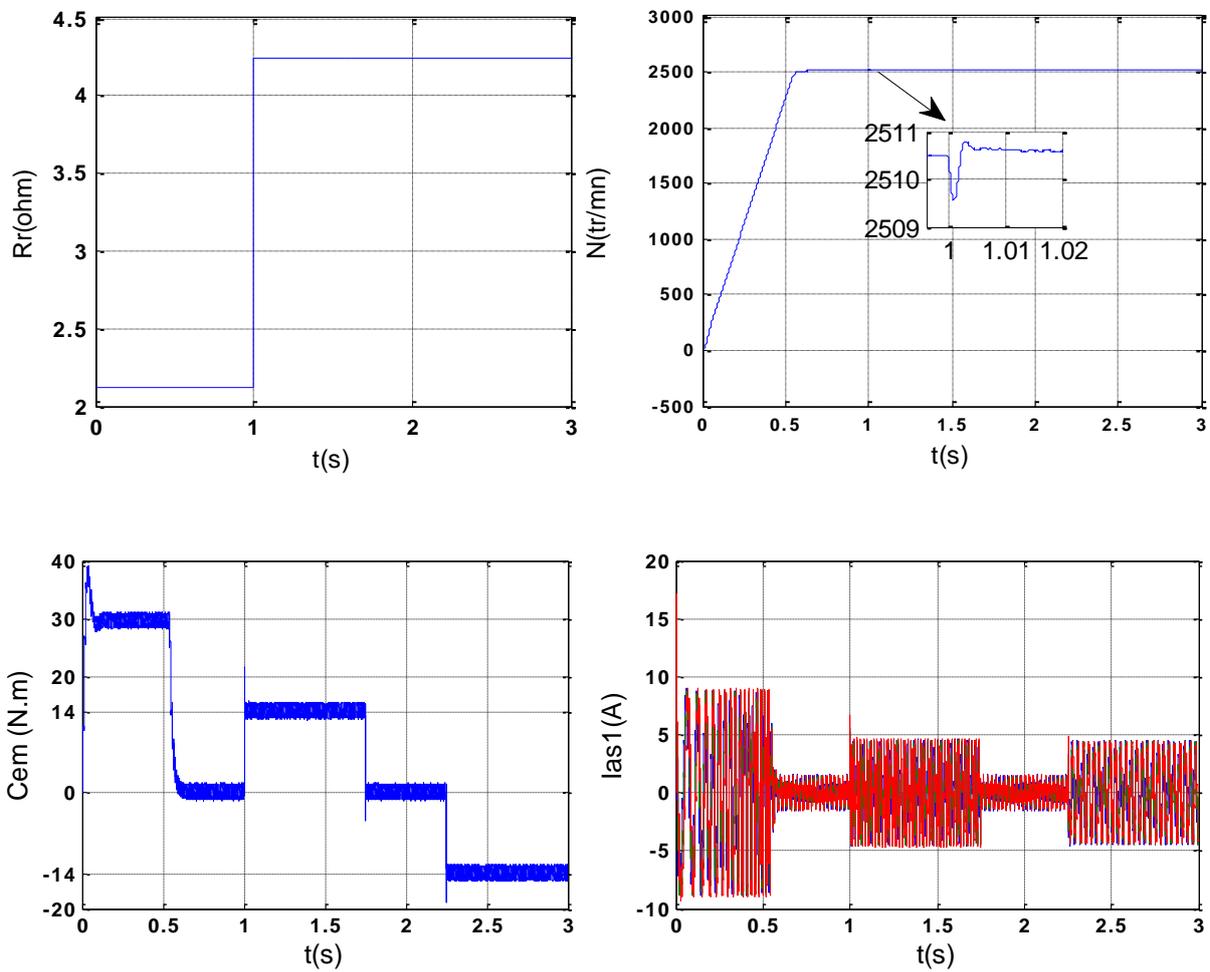
Figure III. 13: Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'inversion de celle-ci de 2500 à -2500 tr/mn à partir de $t = 1.5s$.

- **Second test :**

Ce test consiste à une augmentation de la résistance rotorique de 100% à partir de $t = 1$ s, avec l'application des charges $C_r = 14$ et -14 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]$ s. Les résultats obtenus montrent que :

Pendant le régime transitoire les différentes caractéristiques évoluent similairement avec celle des deux cas précédents.

Pendant le régime permanent les allures montrent une légère perturbation qui se stabilise rapidement à l'instant de l'application de couple de charge et de la variation de la résistance rotorique



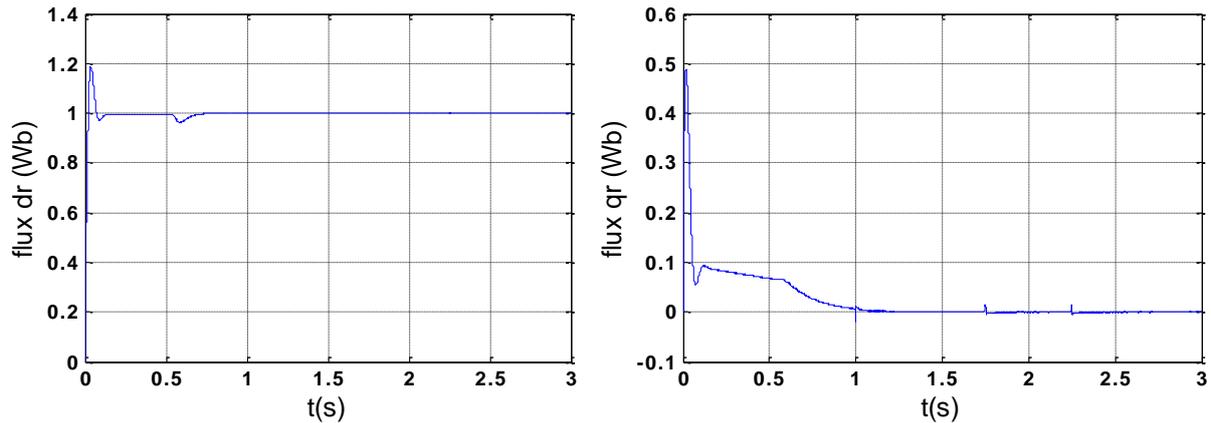


Figure III.14: Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% à partir de $t = 1$ s, avec l'application des charges $C_r = 14$ et -14 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.75]$ et $[2.25, 3]$ s

III.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle de la machine asynchrone à trois étoile avec ces deux méthodes directe et indirecte dans le but de réglage de vitesse par le régulateur PI. Les résultats obtenus par ces deux méthodes de commande sont convaincants.

La commande vectorielle directe offre de meilleures performances en terme de précision et de stabilité pour la régulation de la vitesse par rapport à la commande indirecte. Cependant, la mise en œuvre de cette commande est limitée en raison de la fragilité et des problèmes de fiabilité des capteurs de flux (une spire sous un pôle).

L'étude de l'influence de variations paramétriques de la machine (l'inversion de la vitesse et augmentation de la résistance rotorique) nous a conduit à constater la robustesse de la commande vectorielle.

Conclusion générale

Conclusion générale:

Le travail présenté dans ce mémoire est consacré à l'étude de la machine asynchrone a trois étoiles, cette étude compte sur la modélisation et l'application des différentes stratégies de commande sur la machine pour assurer le bon fonctionnement, afin de mieux comprendre cette machine.

Pour parvenir à cet objectif, nous sommes intéressés en premier lieu aux machines multiphasées dans le but de présenter brièvement leurs caractéristiques et souligner les avantages qu'elles offrent par rapport aux machines triphasées. Parmi ces avantages, on peut citer la segmentation de puissance, la fiabilité, ainsi que la réduction des ondulations du couple et des pertes rotoriques, enfin nous avons présenté la MASTE et son principe de fonctionnement.

Le deuxième chapitre de ce mémoire a été consacré à la modélisation de la MASTE en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, ainsi que de son alimentation, pour ce faire nous avons simulé premièrement la machine par trois sources triphasées équilibrées, puis par l'association de trois onduleur de tension a commandé MLI.

Après avoir le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique dans les résultats obtenus dans le deuxième chapitre, ce qui nous a conduit à introduire une commande découplée. Pour cela nous avons dédié Le dernier chapitre à la commande vectorielle basée sur l'orientation de flux rotorique. Deux méthodes, directe et indirecte sont utilisées pour le réglage de vitesse. Les résultats de simulation obtenus montrent que la méthode directe avec réglage de vitesse présente de meilleurs performances par rapport à celle de la méthode indirecte.

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- L'application d'autre commande telles que, la commande par DTC, retour d'état.
- Etude de la MASTE en régime dégrade.

Annexes

Annexe A: Les paramètres de MASTE

Les paramètres de la MASTE sont donnés par le tableau suivant : [14]

Puissance nominale	$P_n = 4.5\text{kW}$
Tension nominale	$V_n = 220\text{V}$
Courant nominal	$I_n = 6.5\text{A}$
Vitesse nominale (synchronisme)	$v_n = 3000\text{tr/mn}$
Fréquence nominale	$f_s = 50\text{Hz}$
Résistance d'une phase statorique (étoiles 1, 2 et 3)	$R_{s-1,2,3} = 3.72\Omega$
Résistance d'une phase rotorique	$R_r = 2.12\Omega$
Inductance propre cyclique d'une phase statorique (étoiles 1, 2 et 3)	$L_{s-1,2,3} = 0.022\text{H}$
Inductance propre cyclique d'une phase rotorique	$L_r = 0.006\text{H}$
Inductance mutuelle cyclique stators-rotor	$L_m = 0.3672\text{H}$
Moment d'inertie	$J = 0.0625\text{kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001\text{N.m.s/rd}$

Annexe B: Paramètres des différents régulateurs PI

Les paramètres des régulateurs sont donnés par le tableau suivant : [4]

Régulateur de la vitesse		Régulateur du flux		Régulateur des courants sur axe « d »		Régulateur des courants sur axe « q »	
K_{pv}	K_{iv}	$K_{p\varphi}$	$K_{i\varphi}$	$K_{pid-1,2,3}$	$K_{iid-1,2,3}$	$K_{piq-1,2,3}$	$K_{iiq-1,2,3}$
0.4167	0.0067	11.658	215.732	84.28	176000	84.28	84.28

Bibliographies

Bibliographies:

- [1] D. Beriber, "*Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleur à trois niveaux à structure NPC*", Ecole National Polytechnique: Mémoire Magister, 2004.
- [2] M. Bernard, "*Historique des machines électriques et plus particulières des machines à réluctance variable*", La Revue 3 E.I, pp.3-8: Hal open science, 1995.
- [3] D. Hadiouche, "*Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile*", Université Henri: Thèse de doctorat, 2001.
- [4] A. Azib, "*Etude et commande des machines polyphasées alimentées par convertisseurs matriciels en mode Normal et dégradé*", Université A.MIRA-BEJAIA: Thèse Doctorat, 2016.
- [5] x. kestelyn, "*Modilisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseur-machine polyphasés*", Université des Sciences et Technologie de Lille 1: Thèse Doctorat, 2004.
- [6] B. Kiyyour, "*Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile*", Université Mohamed Khider – Biskra: Thèse Doctorat, 2020.
- [7] A. Abdelkrim, "*Étude et Commande d'une Machine Asynchrone Double Étoile*", Université Setif 1: Mémoire de Magister, 2013.
- [8] G. A. Boukhalfa, "*Contribution à la Commande d'un MASDE. Apport des Techniques de L'intelligence Artificielle*", Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd: Thèse Doctorat, 2020.
- [9] E. Merabet, "*Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle*", L'Université hadj lakhdar batna: Thèse Doctorat, 2013.
- [10] R. Sadouni, "*Commande par Mode Glissant Flou d'une Machine Asynchrone à Double Etoile*", Université Djilali Liabes de Sidi Bel Abbes: Mémoire Magister, 2010.

- [11] L. Benalia, "*Commande En Tension Des Moteurs A Induction Double Alimentes*", Université De Batna: Thèse Doctorat, 2010.
- [12] M. Bouziane, "*Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel*", Université DjillaliLiabes De Sidi-Bel-Abbes: Thèse Doctorat, 2014.
- [13] F. Barrabah, "*Commande sans Capteur de la Machine Asynchrone*", Université Mokhtar-Annaba: Thèse Doctorat, 2016.
- [14] H. Amimeur, "*Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode deGlissement*", Université El Hadj Lakhdar de Batna: Mémoire Magister, 2008.
- [15] R. Abdessemd, "*modélisation et simulation des machines électriques*", imprimé en france: livre, 2011.
- [16] L. Baghli, "*Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*", Université Henri Poincaré, Nancy-I: Thèse Doctorat, 1999.
- [17] L. Meftah, "*Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile*", Université Ferhat Abbas-Setif-1: Mémoire de Magister, 2014.
- [18] E. Merabet, "*Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile*", Université de Batna: Mémoire Magister, 2008.

Résumé

Résumé:

Ce mémoire a été consacré à l'étude de la machine asynchrone a trois étoiles , premièrement nous avons présenté quelques généralités sur les machines multiphasées particulièrement la machine asynchrone a trois étoiles , ses avantages et ses inconvénients afin de mieux maitriser la machine , Le deuxième chapitre de ce mémoire a été consacré à la modélisation de la MASTE en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, ainsi que de son alimentation, pour ce faire nous avons simulé premièrement la machine par trois sources triphasées équilibrées, puis par l'association de trois onduleur de tension a commandé MLI, les résultats obtenus montrent le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique, ceci nous conduit à introduire une commande découplente, il s'agit de la commande par orientation de flux rotorique qui a fait l'objet du dernier chapitre, pour cela on a appliqué deux méthode directe et indirecte. On a constaté que la méthode directe avec réglage de vitesse présente de meilleurs performances par rapport à celle de la méthode indirecte.

Summary :

This memory was dedicated to the study of the three-star asynchronous machine. Firstly, we presented some generalities about multiphase machines, particularly the three-star asynchronous machine, its advantages, and disadvantages in order to better understand the machine. The second chapter of this memory focused on the modeling of the three-phase asynchronous machine using the Park equivalent model while taking into account simplifying assumptions, as well as its power supply. To do this, we first simulated the machine using three balanced three-phase sources, then by the association of three PWM voltage inverters. The results obtained show the strong coupling between flux and electromagnetic torque, leading us to introduce a decoupling control. This is the rotor flux orientation control, which was the subject of the last chapter. For this, we applied two methods: direct and indirect. It was found that the direct method with speed control performs better compared to the indirect method.

