

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



جامعة بجاية
Tasdawit n Bgayet
Université de Béjaïa

Mémoire de fin de cycle

En vue d'obtention du diplôme de Master en électrotechnique

Options : Machines électriques

Electrotechnique

Thème

*Commande Vectorielle d'une Machine
Asynchrone À Double Etoile*

Réalisé par :

M. DALIL BENREMILA

M. KAMEL BERBAR

Encadré par :

M. MOHAMMED LARBA

M. KAMEL HAMITOUCHE

Promotion 2020-2021

Dédicace



Je dédie ce Travail

A Mes très chers parents à qui je ne trouve pas de mots pour les remercier,

Je n'oublierais jamais ce que vous faites pour moi,

Merci d'être là pour moi,

A Mon très cher frère Hakim

A Mes sœurs Khoukha. Leila. Nassima. Souad. Lynda. Lydia et Thinhinane.

A Ma belle sœur Naima.

A Mes beaux frères Zahir. Ali. Azdine. Djebbar et Bilal

A Mes neveux Chrif. Habib. Kaci. Zakaria. Djalal. Anir et Ayoub.

A Mes nièces Mélissa. Sophia. Yasmine. Rihame. Sydra. Ritadje et Lya

A Toute ma famille sans exception, Oncles, Tantes, Cousins et Cousines.

A Mes chers amis ainsi que la promotion Machines électriques 2021.

BENREMILA Dalil.

Dédicace



Je dédie ce Travail

A Mes très chers parents à qui je ne trouve pas de mots pour les remercier,

Je n'oublierais jamais ce que vous faites pour moi,

Merci d'être là pour moi,

A Mon très cher frère Hacén

A Mes sœurs Chadia. Lyakout. Karima. Kahina.

A Mes beaux-frères Aomar. Brahem. Arezki et Mouloud .

A Mes neveux Tarik .Yazid.Anes.Adem.Rafik.

A Mes nièces Warda. Anais. Amina.

A Toute ma famille sans exception, Oncles, Tantes, Cousins et Cousines.

A Mes chers amis, mes collègues et mes enseignants ainsi que la promotion

Machines électriques 2021.

Berber Kamel

REMERCEMENT

Nous remercions Dieu pour le courage, la patience et la santé qui nous ont été utiles tout au long de notre parcours.

Nous tenons à adresser nos vifs remerciements à Mr M. LARBA et Mr K. HAMITOUCHE qui ont dirigé ce projet et pour leurs entière disponibilité, leurs aides et leurs précieux conseils.

Notre sincère gratitude va aussi aux membres du jury qui ont bien accepté de juger ce présent travail.

Nous tenons à remercier aussi tous les enseignants qui ont contribué à notre formation

Enfin, que toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail, trouve ici l'expression de nos sincères remerciements.

Sommaire

Sommaire

Liste des abréviations

Notations

Liste des figures

Introduction générale 1

Chapitre I : Généralités sur la machine asynchrone à double étoile

I.1. Introduction	3
I.2 Rappels sur le régime triphasé	3
I.3 La machine asynchrone	4
I.3.1 Définition de la machine asynchrone.....	4
I.3.2 Constitution de la machine asynchrone	4
I.3.3 Couplage d'un moteur asynchrone.....	5
I.3.3.1 Couplage étoile.....	5
I.3.3.2 Couplage triangle.....	5
I.3.4 principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....	6
I.3.5 Variation de la vitesse.....	7
I.4 Machines électriques multiphasés	8
I.4.1 Caractéristiques des Machines électriques multiphasés.....	8
I.4.1.1 Machines multiphasées du type 1.....	8
I.4.1.2 Machines multiphasées du type 2.....	10
I.4.2 Les applications des machines multiphasées.....	11
I.4.3 Les avantages et les inconvénients des machines multiphasées.....	11
I.4.3.1. Avantages des machines multiphasées	11
I.4.3.2. Inconvénients des machines multiphasées	13
I.5 Conclusion	14
Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double étoile	
II.1 Introduction	15
II.2 Description de la MASDE et son principe de fonctionnement.....	15

II.3 Les hypothèses simplificatrices.....	17
II.4 Modèle triphasé de la MASDE	18
II.4.1 Equations électriques	18
II.4.2 Equations magnétiques	20
II.4.3 Expression du couple électromagnétique	21
II.4.4 Equation mécanique	22
II.5 Modèle biphasée de la MASDE.....	22
II.5.1 Transformation de Park.....	23
II.5.2 Choix du référentiel	24
II.5.3 Equations électriques et magnétiques	25
II.5.4 Puissance absorbée et couple électromagnétique	25
II.6 Représentation d'état de la MASDE.....	27
II.7 simulation et interprétation des résultats	29
II.7.1 Interprétation des résultats de simulation.....	31
II.7.2 Les résultats de simulation.....	32
II.8 Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à commande MLI	33
II.8.1 Modélisation de l'onduleur.....	33
II.8.2 Stratégie de commande.....	35
II.8.3 Association de la MASDE-onduleurs de tension à commande MLI	37
II.9 Simulation et interprétation des résultats	39
II.10 Conclusion.....	42
Chapitre III : Commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile	
III.1 Introduction	43
III.2 Principe de la commande vectorielle.....	43
III.3 Méthodes de la commande vectorielle.....	46
III.3.1 Méthode de commande vectorielle direct	46
III.3.2 Méthode de commande vectorielle indirect	46
III.4 Commande vectorielle indirect sans réglage de vitesse.....	46
III.4.1 Synthèse des régulateurs	49
III.4.2 Identification des paramètres des régulateurs PI.....	49
III.4.3 Application de la commande vectorielle indirecte sur la MASDE.....	51
III.4.3.1 Commande vectorielle indirecte sans régulation de la vitesse.....	51
III.4.3.2 simulation et interprétation des résultats.....	54
III.4.3.3 commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse	55

III.4.3.4 simulation et interprétation des résultats.....	57
III.4.3.5 Test de performance.....	59
III.4.4. Commande vectorielle directe avec régulation de vitesse.....	61
III.4.4.1.Estimateur de flux.....	62
III.4.4.2 Régulateur du flux.....	62
III.4.4.3 Simulation et interprétation des résultats.....	65
III.4.4.4 Test de performance.....	67
III.5 Conclusion.....	69
Conclusion générale.....	70

Bibliographie

Annexes

Liste des abréviations

C_{em}	Couple électromagnétique (N.m)
$C_{em\ max}$	Couple électromagnétique maximal (N.m)
C_r	Couple résistant (N.m)
E	Tension continue (V)
f_{ref}	Fréquence de la tension de référence (Hz)
f_p	Fréquence de la porteuse (Hz)
f	Fréquence du réseau (Hz)
$i_{a,b,c\ r}$	Courants triphasées rotorique (A)
$i_{a,b,c\ s1,s2}$	Courants triphasées statoriques (étoiles 1et 2) (A)
i_{ds1}, i_{qs1}	Courant de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d, q) (A)
i_{ds2}, i_{qs2}	Courant de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d, q) (A)
i_{dr}, i_{qr}	Courant rotorique dans le référentiel de Park (d, q) (A)
$[i_{s1}], [i_{s2}], [i_r]$	Vecteurs des courants statoriques et rotorique (A)
J	Moment d'inertie ($kg.m^2$)
K_f	Coefficient de frottement (Nms/rad)
K_i	Gain integral
K_p	Gain proportionnel
$K_{p\ 1,2}, K_{i\ 1,2}$	Gains proportionnels et intégraux des régulateurs PI des courants statoriques (étoiles 1et 2)
K_{pi}, K_{pv}	Gain proportionnel et intégral du régulateur de vitesse
L_{s1}	Inductance propre d'une phase de l'étoile 1 (H)
L_{s2}	Inductance propre d'une phase de l'étoile 2 (H)
L_{sr}	Inductance mutuelle cyclique stators-rotor (H)
L_m	Inductance mutuelle cyclique étoile1-étoile2 et le rotor (H)
L_{ms}	Inductance mutuelle cyclique statorique (H)

L_{mr}	Inductance mutuelle cyclique rotorique (H)
L_r	Inductance propre d'une phase du rotor (H)
m	Indice de modulation
m_p	Nombre de phases statorique
P	Nombre de paires de pôles
P	Opérateur de Laplace
q	Nombre d'encoche par pole et par phase
R_r	Résistance rotorique (Ω)
R_{s1}	Résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 1(Ω)
R_{s2}	Résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 2(Ω)
R_m	Résistance de magnétisation
r	Coefficient de réglage en tension
t	Temps (s)
T_p	Période du signal de la porteuse (s)
T	Constante de temps d'un système du premier ordre(s)
x	Vecteur de commande
v_a	Tension de l'induit (V)
v_f	Tension de l'inducteur (V)
$v_{a,b,c s1,s2}$	Tensions triphasées statoriques (étoile 1et 2) (V)
v_{ds1}, v_{qs1}	Tensions de l'étoile 1 dans le référentielle de Park (d, q) (V)
v_{ds2}, v_{qs2}	Tensions de l'étoile 2 dans le référentielle de Park (d, q) (V)
v_{dr}, v_{qr}	Tensions rotoriques dans le référentielle de Park (d, q) (V)
$[v_{s1}], [v_{s2}], [v_r]$	Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques (V)
W_{mag}	Energie magnétique
x	Variable d'état
[x]	Vecteur d'état

α	Angle électrique de décalage entre les deux étoiles (rad)
α_m	Angle mécanique de décalage entre les deux étoiles (rad)
$\varphi_{a,b,c r}$	Flux triphasés rotorique (Wb)
$\varphi_{a,b,c s1,s2}$	Flux triphasés statorique (étoiles 1 et 2)
$\varphi_{ds1}, \varphi_{qs1}$	Flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)
$\varphi_{ds2}, \varphi_{qs2}$	Flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)
$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$	Flux rotorique dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)
φ_s	Flux statorique selon (d, q) (Wb)
$[\varphi_s], [\varphi_r]$	Vecteurs des flux statorique et rotorique (Wb)
Ω_r	Vitesse de rotation du rotor (rad/s)
ω_{gl}	Pulsation électrique du glissement (rad/s)
Ω_n	Vitesse mécanique de rotation du rotor nominal (rad/s)
ω_r	Pulsation électrique des grandeurs rotorique (rad/s)
ω_s	Pulsation électrique des grandeurs statorique (rad/s)
τ	Constante de temps d'un système de premier ordre (s)
τ_r	Constante de temps rotorique (s)
θ	Position de l'axe d par rapport à l'étoile 1(rad)
θ_{gl}	Position de l'axe d par rapport un rotor (rad)
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)

Notations

FOC Field Oriented Contrôle (Command à flux orienté)

MASDE Machine Asynchrone Double Etoile

MCC Machine à Courant Continu

M.L.I Modulation par Largeur d'Impulsion

PI Proportionnel- Intégrale

Liste des figures

I.1 Représentation d'une ligne triphasée.....	3
I.2 Les éléments principaux d'une machine asynchrone.....	5
I.3 Couplage d'un moteur asynchrone.....	6
I.4 principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone.....	6
I.5-Exemple d'application d'une machine asynchrone à double étoile.....	11
II.1 Représentation schématique des enroulements de la MASDE	17
II.2 Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.....	23
II.3 Schéma bloc de la MASDE	30
II.4 Evolution des caractéristiques de la MASDE alimentée directement par deux.....	33
sources sinusoïdales et équilibrées, suivie de l'application des charges $C_r=14N.m$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t=[2 \ 3.5]$ s et $t= [4.5 \ 6]$ s.	
II.5 Schéma de principe de l'onduleur triphasé.....	34
II.6. Principe de la commande par M.L.I.....	37
II.7.Association MASDE- Convertisseurs de tensions à commande MLI.....	38
II.8.schéma bloc de l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs.....	38
II.9 Evolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs.....	41
de tension à commande MLI, suivie de l'application des charges $C_r=14N.m$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t=[2 \ 3.5]$ s et $t= [4.5 \ 6]$ s.	
III.1 Analogie entre la commande de machines à courant continu et la commande.....	44
vectorielle à flux rotorique orienté de la MASDE	
III.2 Diagramme vectoriel spatial du contrôle par orientation de flux rotorique.....	45
d'une MASDE	
III.3 Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC).....	47

III.4 Schéma d'un système asservi de premier ordre régulé par un PI.....	50
III.5 Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques.....	51
III.6 Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE.....	52
III.7 Représentation schématique du bloc de découplage FOC.....	53
III.8 Evolutions des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle.....	55
indirect sans réglage de vitesse	
III.9 Schéma de défluxage	55
III.10 Schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse.....	56
III.11 Schéma de la boucle de régulation de la vitesse rotorique.....	56
III.12 Réglage de la vitesse par la méthode indirecte, avec application des charges.....	59
$C_r=14N.m$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t=[2 \ 3.5]$ s	
et $t= [4.5 \ 6]$ s.	
III.13 Régulation de la vitesse par la méthode de commande indirecte, suivi de.....	61
l'inversion de celle-ci de 300 rad/s à -300 rad/s à l'instant $t= 3$ s	
III.14 Représentation schématique de la commande MFOC sur la MASDE.....	61
III.15 Boucle de régulation de flux.....	63
III.16 Représentation schématique du bloc de découplage MFOC.....	64
III.17 Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'application.....	66
des charges $C_r=14N.m$ et $-14N.m$ respectivement entre les intervalles de temps	
$t=[2 \ 3.5]$ s et $t= [4.5 \ 6]$ s.	
III.18 Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'inversion de celle-ci.....	68
de 300 rad/s à -300 rad/s à partir de l'instant $t=3$ s	

Liste des tableaux

Tab I.1 Machines multiphasées du type 1.....9

Tab I.2 Machines multiphasées du type 2.....10

INTRODUCTION GENERALE :

Dans les années quatre-vingt du XIXe Siècle, la machine à courant alternative a été découverte grâce à Nikola tesla qui a inventé le premier moteur à courant alternatif en 1888[1]. Ce dernier actuellement occupe une place remarquablement importante dans l'ensemble des entraînements électriques, et il remplace la machine à courant continue dans de nombreuses applications [2].

Bien que toutes les machines électriques offrent de nombreuses possibilités ,les machines à courant alternatif sont devenues les plus utilisées aujourd'hui, notamment les machines asynchrone qui ont connu un grand succès dans le domaine de l'industrie, en raison de leurs avantages qu'elles présentent, comme la simplicité de construction ,elles sont plus faciles à entretenir et moins chère par rapport aux autres types de machines, elles proposent un très bon choix d'applications, on peut pratiquement tout faire avec un moteur asynchrone [3].

Depuis la fin des années 1920 ; les machines à 2 enroulement triphasés au stator avaient été introduites pour accroitre la puissance des alternateurs synchrone de très forte puissance des alternateurs .Les machines multiphasées ont par la suite connu un intérêt grandissant, notamment la machine asynchrone double étoile ;qui présente en plus des avantages des machines asynchrone à cage, ceux des machines multiphasées [4]. L'un des exemples les plus courants de la machine asynchrone à double étoile, dans la configuration classique deux enroulements triphasés identiques, les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. [4]

Un modèle à deux axes de la machine asynchrone double étoile (MASDE) a été établi par T.A. LIPOT en 1980, ce model se traduit par un schéma équivalent monophasé qui prend en compte le couplage supplémentaires entre les phases statoriques provoqué par les flux de fuites dans les encoches. Plus tard, avec L.H. Walker, il a développé son étude à l'ensemble constitué de la MASDE et des deux onduleurs de courant à thyristors. Les auteurs ont conclu que cet ensemble était plus performant que la machine simple étoile associée au même type d'onduleur particulièrement pour les vitesses élevés [5].

Ce projet de fin d'étude a pour objectif de présenter une étude sur la machine asynchrone à double étoile (MASDE) de façon à pouvoir la comparer à celle de la machine

simple étoile, notre objectif essentiel est d'étudier et de modéliser la MASDE afin de lui appliquer les techniques de commande, particulièrement la commande vectorielle.

Dans ce contexte, ce mémoire est scindé en trois chapitres :

Le premier chapitre présente quelques généralités sur les machines multiphasées particulièrement la machine asynchrone à double étoiles (MASDE), ses avantages et ses inconvénients, en suite on va donner quelques exemples d'applications de la MASDE.

Le deuxième chapitre décrit la modélisation de la MASDE, les résultats de la simulation de la MASDE sur l'environnement Matlab/Simulink est présenté également dans ce chapitre.

Le troisième chapitre dédié à la commande vectorielle de la MASDE en vitesse.

I.1 Introduction

Le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans l'industrie, il s'agit d'un moteur robuste, éprouvé, fiable, doté d'un bon rendement .

Il nécessite un réseau triphasé pour fonctionner, et il est nécessaire de magnétiser les pôles de son stator, ce qui en fait malheureusement un gros consommateur de puissance réactive (l'énergie réactive toujours consommée pour magnétiser l'entrefer) [6].

On estime habituellement que les moteurs asynchrones triphasés représentent environ de 70% de la puissance installée et qu'ils absorbent environ de 40 à 50% de l'énergie totale consommée. Même ces chiffres sont imprécis, ils nous montrent l'importance de ce type d'équipement [6].

Dans ce premier chapitre nous présentons les machines asynchrones multiphasées, leurs caractéristiques, leurs applications, ensuite nous donnons les avantages et les inconvénients qu'elles présentent.

I.2 Rappels sur le régime triphasé :

Une alimentation triphasée est constituée de 3 phases lorsqu'il s'agit d'un réseau tripolaire, ou de 3 phases et 1 neutre lorsqu'il s'agit d'un réseau tétrapolaire [7].

Les tensions de chacune des phases sont de même amplitude et de même pulsation, mais décalées de $2\pi/3$.

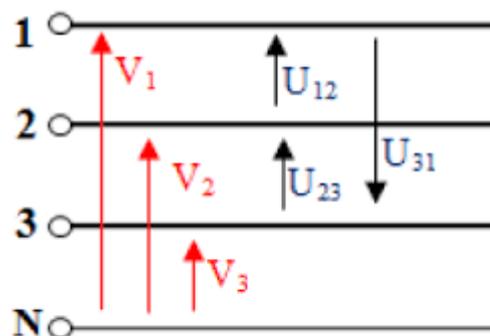


Fig. I.1 Représentation d'une ligne triphasée [7].

$$V_1(t) = V\sqrt{2} \sin \omega t \quad (\text{I.1})$$

$$V_2(t) = V\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{I.2})$$

$$V_3(t) = V\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{I.3})$$

Les tensions V_1 , V_2 et V_3 sont appelées tensions simples, de valeur efficace V .

Les tensions U_{12} , U_{23} et U_{31} sont appelées tensions composées, de valeur efficace U .

Dans un réseau équilibré, on a $U = \sqrt{3}V$. (I.4)

Les puissances transitant dans le réseau sont, dans le cas de récepteurs linéaires :

➤ Puissance active : $P = 3VI \cos \varphi = \sqrt{3}UI \cos \varphi$ (I.5)

➤ Puissance réactive : $Q = 3VI \sin \varphi = \sqrt{3}UI \sin \varphi$ (I.6)

➤ Puissance apparente : $S = 3VI = \sqrt{3}UI$ (I.7)

Le réseau est caractérisé par une tension simple $V=220V$ et une tension composée $U=380V$ à une fréquence $f=50Hz$.

I.3 La machine asynchrone

I.3.1 Définition de la machine asynchrone

La machine asynchrone est une machine électrique tournante, se fonctionne sous le réseau alternatif de fréquence f ayant $2p$ paires de pôles à une vitesse différente de la vitesse de synchronisme N_s qui est définie par [2]:

$$N_s = \frac{60f}{p} \quad (\text{I.8})$$

I.3.2 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est composée de trois éléments principaux :

- Un stator : constitué de bobinages, possède p paires de pôles (soit p enroulements par phase)

- Un rotor : c'est la partie tournante de la machine, qui est soit bobiné, soit à cage d'écureuil (barreaux lisses) dont on choisit ce dernier pour notre étude.
- Le troisième élément c'est l'entrefer [2].



a. Stator



b. Rotor à cage d'écureuil

Fig. I.2 Les éléments principaux d'une machine asynchrone.

I.3.3 Couplage d'un moteur asynchrone

I.3.3.1 Couplage étoile :

Lorsque la tension simple du réseau correspond à la tension d'alimentation des bobinages du stator, il va falloir coupler ces bobinages en « étoile ».

Deux bobinages sont alors reliés entre deux phases, et la tension d'alimentation de chaque bobinage est égale à la tension simple du réseau (Fig. I.3).

I.3.3.2 Couplage triangle :

Lorsque cette fois c'est la tension composée du réseau qui correspond à la tension d'alimentation des bobinages du stator, il va falloir coupler ces bobinages en « triangle ».

De cette façon chacun des bobinages est relié entre deux phases, et ces bobinages sont alimentés à une tension égale à la tension composée du réseau (Fig. I.3).

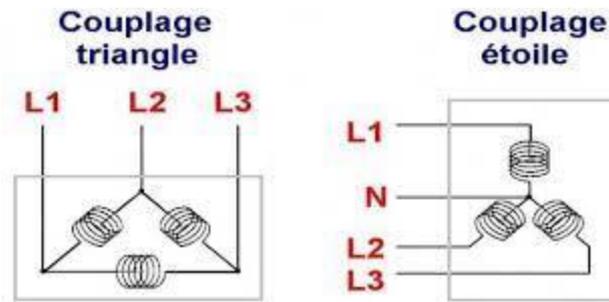


Fig. I.3. Couplage d'un moteur asynchrone [8]

I.3.4 principe de fonctionnement de la machine asynchrone

L'alimentation des bobinages du stator par un courant sinusoïdal génère un champ magnétique \vec{B} tournant.

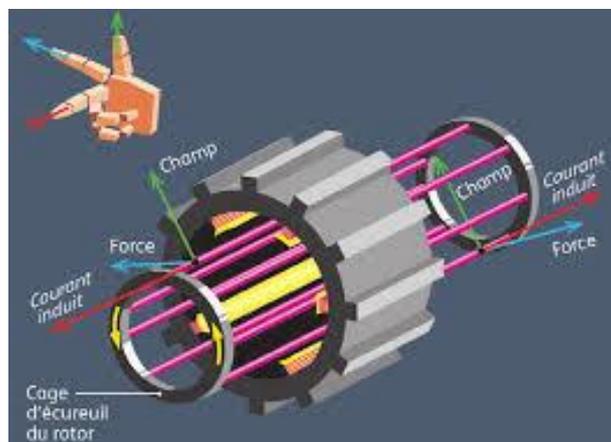


Fig. I.4 principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone [8].

Ce champ magnétique tournant crée un flux magnétique $d\varphi = B \cdot dS$ à travers le rotor en cage d'écureuil de la machine asynchrone.

D'après la loi de Lenz, cette variation de champ magnétique génère une force électromotrice $e = -d\varphi/dt$ entre les barreaux court-circuités du rotor, et un courant induit circule dans ces barreaux.

La circulation de ce courant induit dans le champ magnétique crée alors une force de Laplace $\vec{F} = \vec{I} \wedge \vec{B}$ sur les barreaux, qui se traduit finalement par un couple moteur.

Il est important de remarquer que ce couple n'existe que grâce à l'induction, créée à la suite de la différence de fréquence entre le champ magnétique tournant et le rotor. On introduira donc la notion de «glissement» qui traduit cette différence de fréquence.

On appelle pulsation de synchronisme la pulsation du champ magnétique dans un stator alimenté à une fréquence f , et disposant de p paires de pôles :

$$\Omega_s = \frac{2\pi f}{p} \quad (\text{I.9})$$

Pour que les phénomènes inductifs puissent avoir lieu, nous avons vu qu'il est nécessaire qu'il y ait une différence de pulsation entre le rotor et le champ magnétique. C'est le glissement, défini par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (\text{I.10})$$

En fonctionnement moteur, le glissement est positif (le rotor tourne à une vitesse inférieure à la vitesse de synchronisme).

La différence de pulsation fait que, du point de vue du rotor, ce dernier voit un champ magnétique à une fréquence :

$$f_r = gf. \quad (\text{I.11})$$

I.3.5 -Variation de la vitesse :

Le progrès enregistré dans le domaine de l'EP permet de rendre la variation de la vitesse des MAS beaucoup plus facile si en agissant quelque soit sur le rotor ou le stator.

L'expression de la vitesse de rotation d'un moteur asynchrone est exprimée par :

$$N = \frac{60(1-g)f}{p} \text{ (tr/min)} \quad (\text{I.12})$$

On constate que la variation de vitesse peut s'effectuer par ces trois paramètres :

- Action sur la fréquence (f) ;
- Action sur le glissement (g) ;
- Modification du nombre de paire de pôle (p).

I.4 Machines électriques multiphasées :

L'idée de multiplier le nombre de phases statoriques des machines asynchrones est née du développement des convertisseurs de l'électronique de puissance. Ceci permet d'augmenter la puissance des machines utilisées en fréquence variable, dont les caractéristiques sont présentées ci-dessous [5].

I.4.1 Caractéristiques des machines électriques multiphasées :

On distingue habituellement deux types de machines multiphasées, suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera "machines multiphasées du type 1, et machines multiphasées du type 2, de plus on considère rarement les cas où le nombre de phase est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois [9].

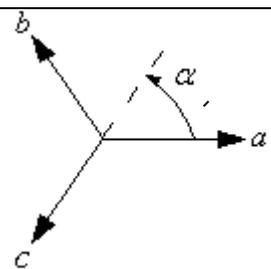
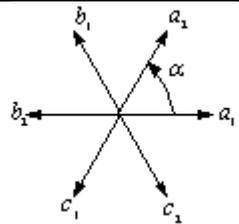
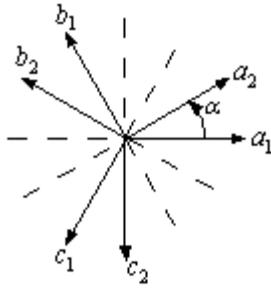
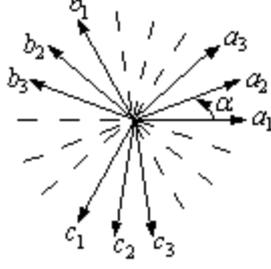
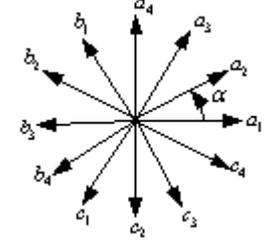
I.4.1.1 Machines multiphasées du type 1

Les machines multiphasées du type 1 sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois de sorte que l'on puisse les grouper en $3n$ étoiles triphasées :

$$q = 3n, \quad (n = 1, 2, 3, \dots) \quad (\text{I.13})$$

Plusieurs configurations qu'on peut avoir dans une machine multiphasée selon le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes (qui correspond au décalage entre les étoiles), par exemple les caractéristiques d'une machine à double étoile ($q = 6$ phases) qui a un décalage angulaire $\alpha = 0$ sont différentes que celle d'une machine à double étoile de $\alpha = 30^\circ$. Pour la prise en compte de ces différences dans une machine et pouvoir différencier entre les configurations possibles, un autre terme est induit : le nombre de phase équivalent. Il est défini comme suit :

$$q = \frac{\pi}{\alpha} \quad (\text{I.14})$$

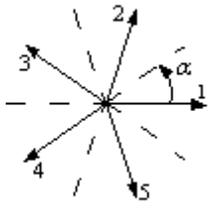
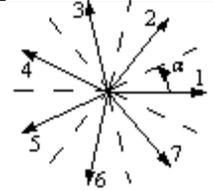
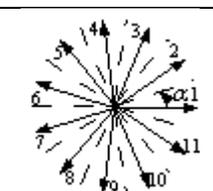
Nombre de phases q	Nombre équivalent de phases q_α	Décalage angulaire (α)	Représentation des axes des bobines
3	3	60°	
6	3	60°	
6	6	30°	
9	9	20°	
12	6	30°	

Tab. I.1 Machines multiphasées du type 1

I.4.1.2-Machines multiphasées du type 2 :

Dans ce type de machines, le nombre de phases statoriques est un nombre impair (voir le tableau). α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, alors les phases sont régulièrement décalées de $2\pi/q=2\alpha$, donc on a toujours :

$$q = \frac{180}{\alpha} \quad (\text{I.15})$$

Nombre de phase q	Nombre équivalent de phases q_α	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
5	5	36°	
7	7	25.7°	
9	9	20°	
11	11	16.3°	
13	13	13.8°	

Tab. I.2 Machines multiphasées du type 2

I.4.2- Les applications des machines multiphasées :

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissance élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi les applications on site les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment,...etc. Les éoliennes à vitesse fixe sont couplées au réseau via les génératrices asynchrones (GAS).

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

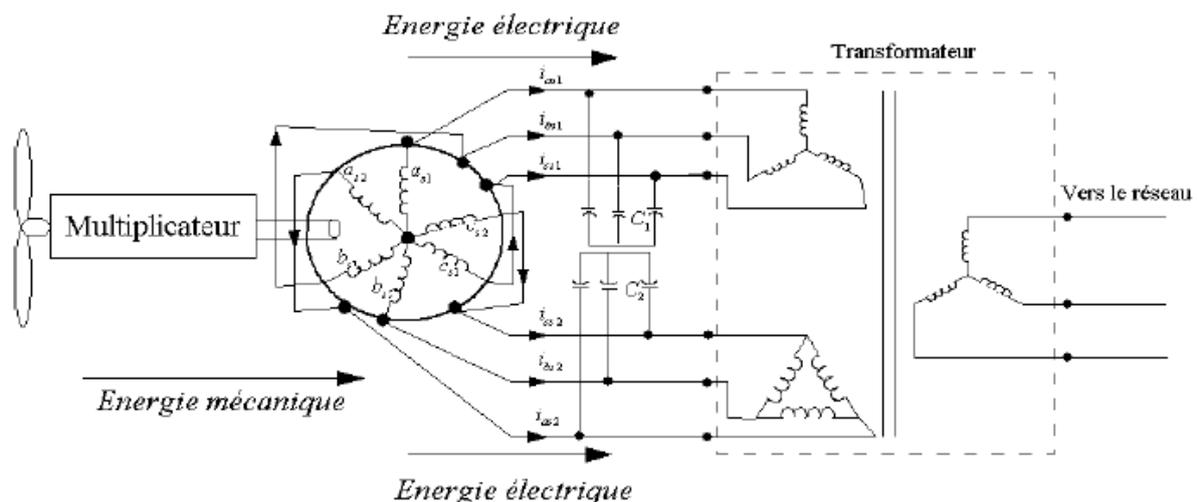


Fig. I.5 Exemple d'application d'une machine asynchrone à double étoile [11].

I.4.3- Les Avantages et les inconvénients des machines multiphasées

I.4.3.1- Avantages des machines multiphasées :

Les machines multiphasées ont un intérêt grandissant, notamment la MASDE, qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines

multiphasées. En effet, les variateurs multiphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [6].

➤ **Segmentation de puissance ;**

A puissance donnée, lorsqu'on augmente le nombre de phases, on diminue le courant par phase sans augmenter la tension par phase (ou l'inverse).

La puissance totale est donc répartie sur un nombre plus important de phase, la puissance demandée par chacun d'elles est alors réduite. Ainsi, l'alimentation de la machine par onduleur peut se faire avec des composants de puissance de câble inférieur, peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations de courant et de couple [11].

➤ **Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques :**

Dans une machine triphasé, l'ondulation de couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamentale principalement crée par les harmoniques cinq et sept de temps. Dans une machine double étoile, par exemple, ses harmoniques ne créent pas de f.m.m, l'harmonique de couple de rang six est donc naturellement éliminée. Cette propriété des machines multiphasées à éliminé les harmoniques de couple de rang faible et aussi un avantage certain. On remarque de plus que, puisque certaines harmoniques de courants statoriques ne créent pas de f.m.m, les courants peuvent être induits au rotor et qu'ils n'excitent pas pour ces harmoniques. Par conséquent, une machine multiphasée aura pratiquement toujours moins de pertes rotoriques d'une machine triphasée [6][11].

➤ **Amélioration de la fiabilité :**

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments des 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 multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à $(q - 3)$ phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue. Plus le nombre de phases augmente, plus on a des degrés de liberté pour commander la machine [11].

➤ **Elimination d'harmoniques d'espace :**

Plus la valeur de q_α 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 réduire 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. Il n'y a donc pas forcément besoin de bobiner ces machines de manière à réduire ces harmoniques cinq et sept, comme il est généralement nécessaire de faire pour les machines triphasées. Cette possibilité d'éliminer des harmoniques d'espace est un réel avantage des machines multiphasées. Remarquons également que, à nombre d'encoches donné, plus le nombre des phases augmentent, plus le nombre d'encoches par pôles et par phase diminue. Ceci augmente le facteur de distribution pour le fondamental. A courant donné, on augmente donc l'amplitude du fondamental de la f.m.m, comparée au cas de la machine triphasée ordinaire [6].

I.4.3.2-Inconvénients des machines multiphasées

La machine asynchrone Présente des inconvénients tel que [6] :

- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phase, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine.
- La multiplication du nombre de 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.
- L'inconvénient majeur des machines à double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.

I.5-Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons donné quelques généralités sur les machines multiphasées, en particulier la machine asynchrone à double étoile, il est très important de pouvoir étudier cette dernière en ses deux modes de fonctionnement (moteur et génératrice),

Le chapitre suivant présentera la modélisation de la machine asynchrone à double étoile, ainsi que les résultats de simulation sur l'environnement Matlab/Simulink.

II.1 Introduction :

La modélisation d'une machine électrique quelconque est nécessaire pour l'étude et la maîtrise de son fonctionnement d'une part, et pour lui appliquer une commande particulière d'autre part [11].

Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée ; cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature) [3].

Nous étudierons dans ce chapitre la modélisation de la MASDE, nous élaborons dans un premier temps la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrés, en suite nous passerons à l'alimentation de cette dernière par onduleurs de tension à commande M.L.I ; et enfin on termine par donner les résultats de simulation et leurs interprétations.

II.2 Description de la MASDE et son principe de fonctionnement :

La machine asynchrone à double étoile est une machine triphasée qui comporte deux bobinage statoriques fixes et identique, mais décalés entre eux d'un angle électrique $\alpha=30^\circ$, et un circuit rotorique mobile qui peut être bobiné ou à cage d'écureuil [11].

Les deux enroulements statorique sont alimentés chacun par un système triphasé de courant équilibré, la vitesse de champ tournant glissant dans l'entrefer est défini par :

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p} \quad \text{II.1}$$

Alors que le rotor tourne à une vitesse Ω_r différente de Ω_s (la vitesse de champ tournant), c'est pour cela que la cage rotorique devient le siège d'un système des forces électromotrices triphasées engendrant elle-même des courants induits rotoriques qui se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart de vitesse soit réduit [12].

Le rapport $g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$ est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator.

La pulsation des courants rotoriques est alors

$$\omega_r = g \omega_s \quad \text{II.2}$$

La relation de la vitesse mécanique du rotor Ω_m en fonction de la vitesse de synchronisme ω_s et du nombre de paires de pôles p de la machine est exprimée comme suit :

$$\Omega_m = (1-g) \frac{\omega_s}{p} \quad \text{II.3}$$

La figure II.1 représente schématiquement les enroulements de la MASDE.

Les principales notations utilisées sont :

- α : Le décalage entre deux étoiles ;
- θ_r : La position du rotor (phase a_r) par rapport à l'étoile 1 (phase a_{s1}) ;
- $(\theta_r - \alpha)$: La position du rotor (phase a_r) par rapport à l'étoile 2 (phase a_{s2}).

Les grandeurs relatives aux deux étoiles (1et2) seront notées respectivement par l'indice 1et 2.

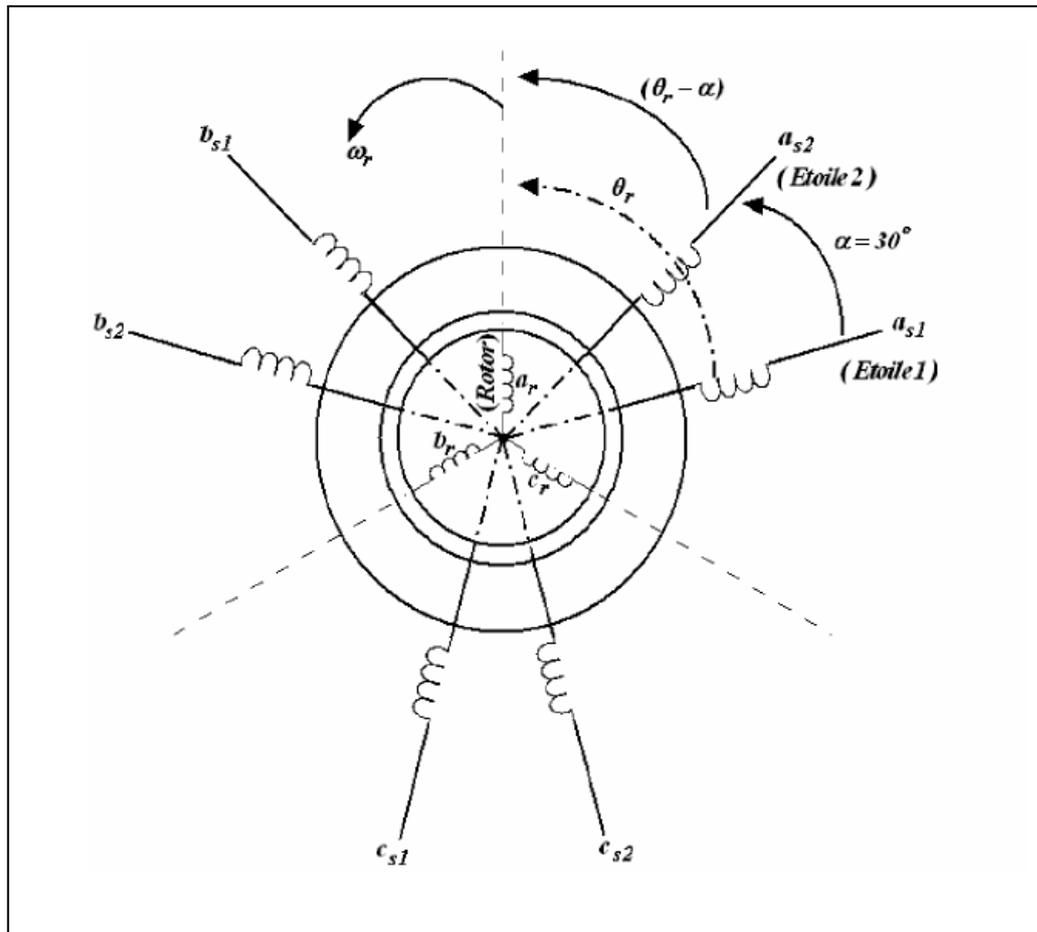


Fig. II.1- Représentation schématique des enroulements de la MASDE [3].

II.3 –Hypothèses simplificatrices :

Pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la MASDE, on considère quelques hypothèses simplificatrices [13]:

- L'entrefer est d'épaisseur constant, et l'effet d'ouverture des encoches est donc négligé.
- La saturation et les effets d'hystérésis du circuit magnétique et les courants de Foucault sont négligés ainsi que les phénomènes provoquant des variations de la résistance et des inductances des enroulements (température, fréquence), et on néglige l'effet du peau.
- La force magnétomotrice produite par chaque enroulement est à répartition spatiale sinusoïdale.
- La machine est de construction symétrique.

- On considère que la machine fonctionne en régime équilibré.

II.4 Modèle triphasé de la MASDE :

II.4.1 Equations électriques :

Les équations électriques de l'étoile 1, de l'étoile 2 et du rotor sont respectivement exprimées par [3] :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} v_{as1} = R_{s1}i_{as1} + \frac{d}{dt}\varphi_{as1} \\ v_{bs1} = R_{s1}i_{bs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{bs1} \\ v_{cs1} = R_{s1}i_{cs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{cs1} \end{cases} \quad \text{II.4}$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} v_{as2} = R_{s2}i_{as2} + \frac{d}{dt}\varphi_{as2} \\ v_{bs2} = R_{s2}i_{bs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{bs2} \\ v_{cs2} = R_{s2}i_{cs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{cs2} \end{cases} \quad \text{II.5}$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt}\varphi_{ar} \\ v_{br} = R_r i_{br} + \frac{d}{dt}\varphi_{br} \\ v_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt}\varphi_{cr} \end{cases} \quad \text{II.6}$$

Sous forme matricielle on a :

$$[v_{s1}] = [R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s1}] \quad \text{II.7}$$

$$[v_{s2}] = [R_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s2}] \quad \text{II.8}$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \quad \text{II.9}$$

Avec:

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

$[v_{s1}]$: Matrice des tensions statoriques de l'étoile 1 ;

$[v_{s2}]$: Matrice des tensions statoriques de l'étoile 2 ;

$[v_r]$: Matrice des tensions du rotor.

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

$[i_{s1}]$: Matrice des courants statoriques de l'étoile 1

$[i_{s2}]$: Matrice des courants statoriques de l'étoile 2

$[i_r]$: Matrice des courants du rotor.

$$[\varphi_{s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as1} \\ \varphi_{bs1} \\ \varphi_{cs1} \end{bmatrix} \quad [\varphi_{s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as2} \\ \varphi_{bs2} \\ \varphi_{cs2} \end{bmatrix} \quad [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}$$

Avec :

$[\varphi_{s1}]$: Matrice des flux statoriques de l'étoile 1 ;

$[\varphi_{s2}]$: Matrice des flux statoriques de l'étoile 2 ;

$[\varphi_r]$: Matrice des flux du rotor

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

$[R_{s1}]$: Matrice des résistances de l'étoile 1 ;

$[R_{s2}]$: Matrice des résistances de l'étoile 2 ;

$[R_r]$: Matrice des résistances du rotor ;

Avec :

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

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

R_r : Résistance d'une phase du rotor

II.4.2. Equations magnétiques :

Les équations des flux statoriques (étoiles 1 et 2) et rotoriques en fonction des courants sous forme matricielle sont données par [11][14]:

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{s1}] \\ [\varphi_{s2}] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad \text{II.10}$$

Les sous matrices de la matrice des inductances sont :

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

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

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

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

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

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

Les sous matrices :

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

Avec :

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

L_{s1}, L_{s2}, L_r : Les valeurs des inductances de fuites de l'étoile 1, de l'étoile 2 et du rotor.

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre étoile 1, étoile 2 et le rotor ;

L_{ms} : Inductances mutuelles statoriques ;

L_{mr} : Inductances mutuelles rotoriques .

L_{sr}, L_{s1r}, L_{s2r} : Inductances mutuelles cyclique entre une étoile et le rotor.

II.4.3. Expression du couple électromagnétique :

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_m} = p \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_e} \quad \text{II.11}$$

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

$$\omega_{mag} = \frac{1}{2} ([i_{s1}]^t [\varphi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\varphi_{s2}] + [i_r]^t [\varphi_r]). \quad \text{II.12}$$

D'où :

$$C_{em} = \left(\frac{p}{2}\right) \left([i_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1r}] [i_r]^t + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2r}] [i_r]^t \right) \quad \text{II.13}$$

Avec :

p : Nombre de paire de pôles ;

θ_m : Angle mécanique ;

θ_e : Angle électrique.

II.4.4. Equation mécanique :

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

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + k_f \Omega_r \quad \text{II.14}$$

Où :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad \text{II.15}$$

Avec :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad \text{II.16}$$

C_{em} : Couple électromagnétique de la machine ;

C_r : Couple résistant ;

Ω_r : vitesse angulaire mécanique du rotor ;

ω_r : vitesse angulaire électrique de rotation du rotor ;

J : Inertie des parties tournant de la machine à double étoile ;

k_f : Coefficient de frottement de la machine à double étoile.

II.5. Modèle biphasée de la MASDE :

Le modèle réel de la machine asynchrone à double étoile est composé d'un ensemble d'équations différentielles ordinaires à coefficients variables en fonction de l'angle de rotation θ . Pour cela, on utilise la transformation de Park qui permet d'obtenir un système d'équation à coefficients constants, en transformant les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents [15].

II.5.1 Transformation de Park

La transformation de Park rend assez aisée l'étude de tous les régimes transitoires de la machine électrique polyphasée. Le principe de la transformation de Park consiste à remplacer les grandeurs (courants, tensions et flux) d'indice réelles a, b, c par des grandeurs d'indices d, q, o (direct, en quadrature et homopolaire) à l'aide de la matrice de Park.[15]

On transforme le système triphasé en un système biphasé tournant comme illustré dans la figure (II.2) :

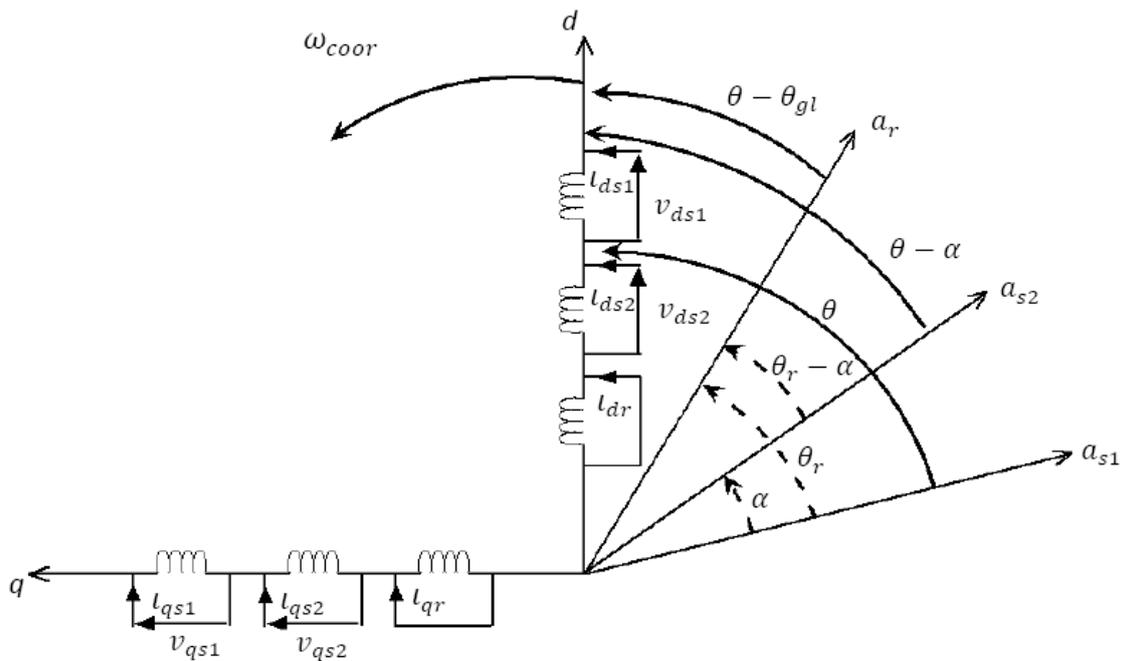


Fig. II.2 Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE[15].

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

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{II.17}$$

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

$$[P(\theta-\alpha)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{II.18}$$

La matrice de Park pour le rotor :

$$[P(\theta - \theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{II.19}$$

II.5.2. Choix du référentiel :

Il existe Trois types de référentiels dans la pratique, selon le problème à étudier [15] :

➤ **Référentiel lié au stator :**

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{coor}=0$). Ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

➤ **Référentiel lié au rotor :**

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor ($\omega_{coor} = \omega_r$). Ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones où la vitesse de rotation est considérée constante.

➤ **Référentiel lié au champ tournant :**

Ce dernier est immobile par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques ($\omega_{coor} = \omega_s$). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple puisque ce référentiel n'introduit pas des simplifications dans la transformation des équations électriques. Dans notre étude, le modèle a été exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant.

II.5.3. Equations électriques et magnétiques :

En appliquant la transformation de Park aux équations électriques et magnétiques de la machine on aura le système d'équations suivant : [16]

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds1} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs1} + \omega_s\varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds2} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs2} + \omega_s\varphi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\varphi_{dr} - \omega_{gl}\varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\varphi_{qr} + \omega_{gl}\varphi_{dr} \end{cases} \quad \text{II.20}$$

Où :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r \quad \text{II.21}$$

Les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad \text{II.22}$$

II.5.4. Puissance absorbée et couple électromagnétique :

La transformation de PARK repose sur l'invariance de la puissance instantanée dans les deux systèmes de transformation, ce qui de toute évidence conduit à leur équivalence physique, en négligeant la composante homopolaire, la puissance absorbée par la MASDE dans le système d'axe (d, q) est exprimée par [3]:

$$P_{abs} = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \quad \text{II.23}$$

En remplaçant les expressions des tensions (v_{ds1} , v_{qs1} , v_{ds2} , v_{qs2}) par leurs expressions dans (II.20), on trouve :

$$P_{abs} = (R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2) + \left(\frac{d\varphi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt}i_{qs2}\right) + \omega_s(\varphi_{ds1}i_{ds1} - \varphi_{qs1}i_{qs1} + \varphi_{ds2}i_{ds2} - \varphi_{qs2}i_{qs2}). \quad \text{II.24}$$

Cette expression se compose de trois termes, le premier correspond aux pertes par effet Joule, le second représente la variation de l'énergie électromagnétique (réserve d'énergie) et le dernier représente la puissance électromagnétique (P_{em}).

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = p \frac{P_{em}}{\omega_s} \quad \text{II.25}$$

En remplaçant la puissance électromagnétique, on aura :

$$C_{em} = p(\varphi_{ds1}i_{ds1} - \varphi_{qs1}i_{qs1} + \varphi_{ds2}i_{ds2} - \varphi_{qs2}i_{qs2}) \quad \text{II.26}$$

En remplaçant les expressions des flux (φ_{ds1} , φ_{qs1} , φ_{ds2} , φ_{qs2}) données par (II.22)

dans

(II.26), on obtient :

$$C_{em} = pL_m[(i_{qs1}+i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \quad \text{II.27}$$

A partir des expressions des flux rotoriques (φ_{dr} et φ_{qr}) exprimées dans (II.22), on tire :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m+L_r} [\varphi_{dr} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad \text{II.28}$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m+L_r} [\varphi_{qr} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2})] \quad \text{II.29}$$

En introduisant les expressions des courants (i_{dr} , i_{qr}) dans l'expression du couple électromagnétique (II.27), on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m+L_r} [(i_{qs1}+i_{qs2})\varphi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\varphi_{qr}] \quad \text{II.30}$$

II.6. Représentation d'état de la MASDE :

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

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad \text{II.31}$$

Avec :

$$X = [\varphi_{ds1} \quad \varphi_{ds2} \quad \varphi_{qs1} \quad \varphi_{qs2} \quad \varphi_{dr} \quad \varphi_{qr}]^t : \text{Vecteur d'état}$$

$$U = [v_{ds1} \quad v_{ds2} \quad v_{qs1} \quad v_{qs2} \quad 0 \quad 0]^t : \text{Vecteur d'entrée}$$

Le flux magnétisant φ_m est la somme des deux flux magnétisants direct φ_{md} et en quadrature φ_{mq} d'où :

$$\varphi_m = \sqrt{\varphi_{md}^2 + \varphi_{mq}^2} \quad \text{II.32}$$

A partir des systèmes d'équations (II.22) les différents courants s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} i_{ds1} = \frac{\varphi_{ds1} - \varphi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{ds2} = \frac{\varphi_{ds2} - \varphi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{qs1} = \frac{\varphi_{qs1} - \varphi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{qs2} = \frac{\varphi_{qs2} - \varphi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{dr} = \frac{\varphi_{dr} - \varphi_{md}}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{\varphi_{qr} - \varphi_{md}}{L_r} \end{cases} \quad \text{II.33}$$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi_{md} = L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{mq} = L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad \text{II.34}$$

En introduisant les expressions des courants (II.33) dans (II.34), on aura :

$$\begin{cases} \varphi_{md} = \left(\frac{\varphi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{dr}}{L_r} \right) L_a \\ \varphi_{mq} = \left(\frac{\varphi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{qr}}{L_r} \right) L_a \end{cases} \quad \text{II.35}$$

Avec :

$$L_a = \left(\frac{1}{\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r}} \right) \quad \text{II.36}$$

En remplaçant le système d'équation (II.33) dans le système d'équation (II.20) et en le mettant sous forme d'un système d'équation d'état, on aura :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\varphi_{ds1} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{qs1} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\varphi_{qs1} - \varphi_{mq}) - \omega_s \varphi_{ds1} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{ds2} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{qs2} - \varphi_{mq}) - \omega_s \varphi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} (\varphi_{dr} - \varphi_{md}) + \omega_{gl} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} (\varphi_{qr} - \varphi_{mq}) - \omega_{gl} \varphi_{dr} \end{cases} \quad \text{II.37}$$

En développant ce système d'équations et en introduisant les expressions de φ_{md} et φ_{mq} on trouvera :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} = v_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2} \right) \varphi_{ds1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \varphi_{ds2} + \omega_s \varphi_{qs1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s1}} \varphi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} = - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2} \right) \varphi_{qs1} + v_{qs1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \varphi_{qs2} - \omega_s \varphi_{ds1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s1}} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} = - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2} \right) \varphi_{ds2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \varphi_{ds1} + v_{ds2} + \omega_s \varphi_{qs2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} = - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2} \right) \varphi_{qs2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2} L_{s1}} \varphi_{qs1} + v_{qs2} - \omega_s \varphi_{ds2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \varphi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \varphi_{ds1} + \omega_{gl} \varphi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \varphi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \varphi_{qs1} - \omega_{gl} \varphi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{qs2} \end{cases} \quad \text{II.38}$$

On aura alors :

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

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{S1}}{L_{S1}} - \frac{R_{S1}L_a}{L_{S1}^2}\right) & \frac{R_{S1}L_a}{L_{S1}L_{S2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{S1}L_a}{L_rL_{S1}} & 0 \\ \frac{R_{S2}L_a}{L_{S1}L_{S2}} & -\left(\frac{R_{S2}}{L_{S2}} - \frac{R_{S2}L_a}{L_{S2}^2}\right) & 0 & \omega_s & \frac{R_{S2}L_a}{L_rL_{S2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & -\left(\frac{R_{S1}}{L_{S1}} - \frac{R_{S1}L_a}{L_{S1}^2}\right) & \frac{R_{S1}L_a}{L_{S1}L_{S2}} & 0 & \frac{R_{S1}L_a}{L_rL_{S1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{S2}L_a}{L_{S1}L_{S2}} & -\left(\frac{R_{S2}}{L_{S2}} - \frac{R_{S2}L_a}{L_{S2}^2}\right) & 0 & \frac{R_{S2}L_a}{L_rL_{S2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{S1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{S2}} & 0 & 0 & -\left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_rL_a}{L_r^2}\right) & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{S1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{S2}} & -\omega_{gl} & -\left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_rL_a}{L_r^2}\right) \end{bmatrix}$$

II.7. Simulation et interprétation des résultats :

Après avoir modélisé la machine asynchrone à double étoile, nous allons implanter le schéma bloc de cette machine sous l'environnement Matlab/Simulink. La simulation est effectuée avec un décalage angulaire $\alpha=30^\circ$.

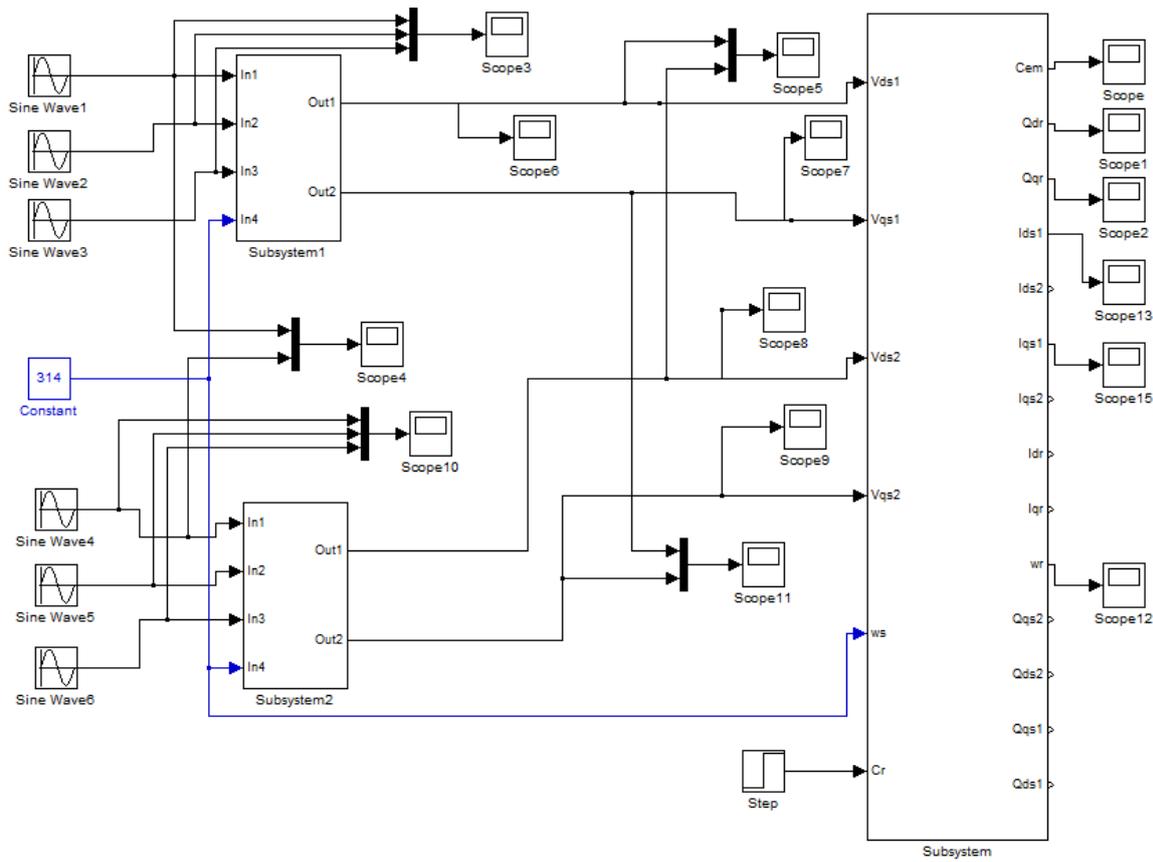


Fig. II.3: Schéma bloc de la MASDE

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

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} v_{sa1} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t) \\ v_{sb1} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc1} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{II.39}$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} v_{sa2} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - \alpha) \\ v_{sb2} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc2} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{II.40}$$

Avec :

V_s : La valeur efficace de tension

ω_s : Pulsation d'alimentation

II.7.1. Interprétation des résultats de simulation:

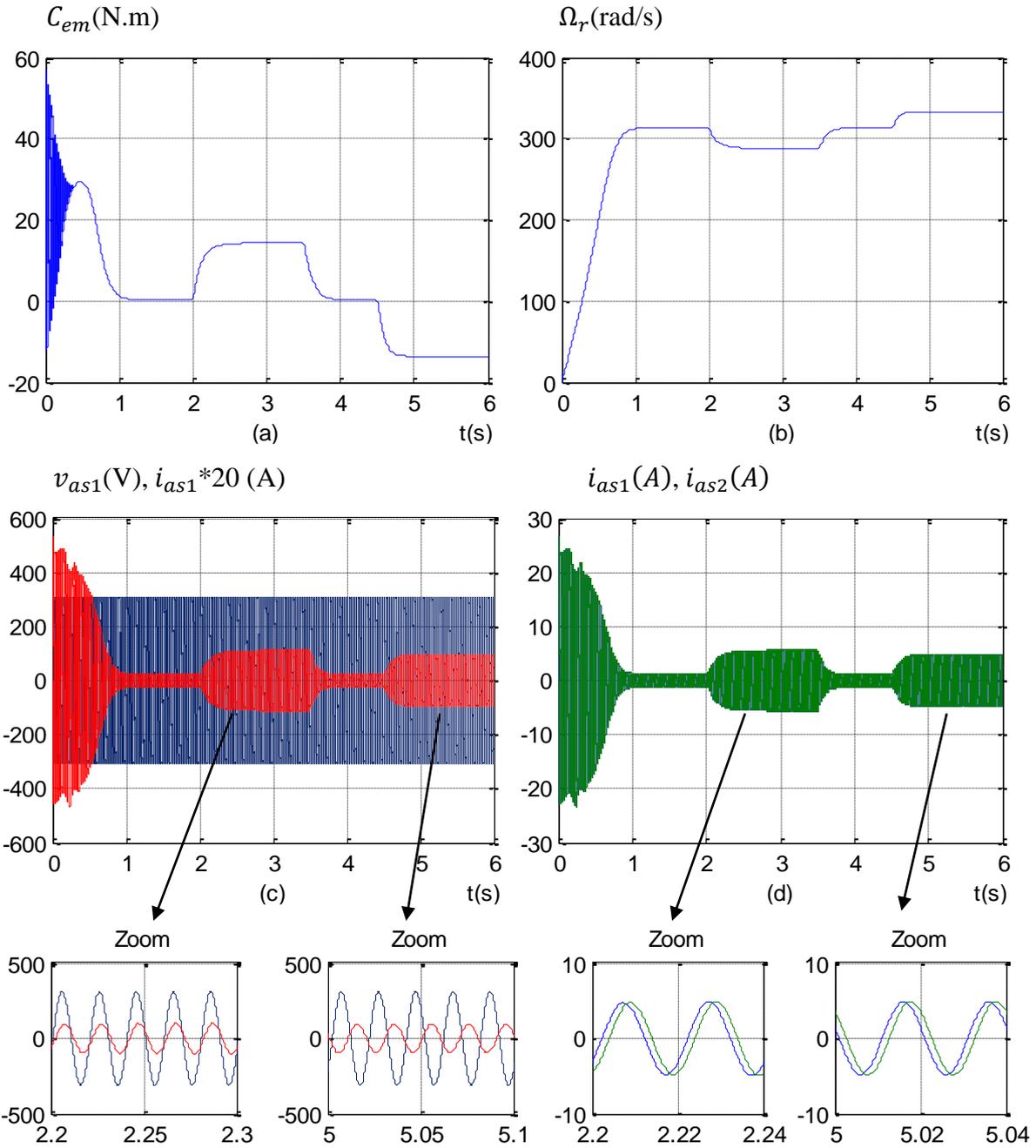
La figure II.4 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée directement par deux sources sinusoïdales et équilibrées, suivie de l'application des charges $C_r=14$ N.m et -14 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t= [2 \ 3.5]$ s et $t= [4.5 \ 6]$ s.

Les performances de la machine asynchrone à double étoile montrent que :

Le couple électromagnétique au début présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.4s où il rejoint 30 N.m en suite il diminue d'une manière presque linéaire jusqu'à sa stabilisation à une valeur minimale de 0.313N.m, La vitesse de rotation augmente d'une façon presque linéaire (pendant le régime transitoire) puis se stabilise à une valeur proche de la valeur de synchronisme 314rad/s. pendant l'application de la charge positive ($C_r =14$ N.m), le couple électromagnétique augmente à une valeur de 14.28 N.m, et qui correspond au couple résistant et au couple de frottement de la machine, on voit que la vitesse de rotation diminue jusqu'à atteindre la valeur $\Omega_r =288$ rad/s, Le courant statorique i_{as1} est légèrement en retard par rapport à la tension d'alimentation v_{as1} (effet inductif), dans ce cas, la machine absorbe des puissances active et réactive de la source pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation.

À l'application de la charge $C_r=-14$ N.m (fonctionnement génératrice), le couple électromagnétique suit le couple résistant négatif, la vitesse de la MASDE augmente au-delà de la vitesse de synchronisme, le courant est presque décalé de 180° par rapport à la tension, le produit du courant et de la tension est négatif ce qui signifie que la MASDE fournit de la puissance active et absorbe une portion de la puissance réactive pour sa magnétisation. Le décalage de 30° entre les courants de la première et de la deuxième étoile est toujours maintenue, les flux rotoriques direct et en quadrature suivent la variation du couple électromagnétique du fait du couplage entre le flux et le couple.

II.7.2. Les résultats de simulation :



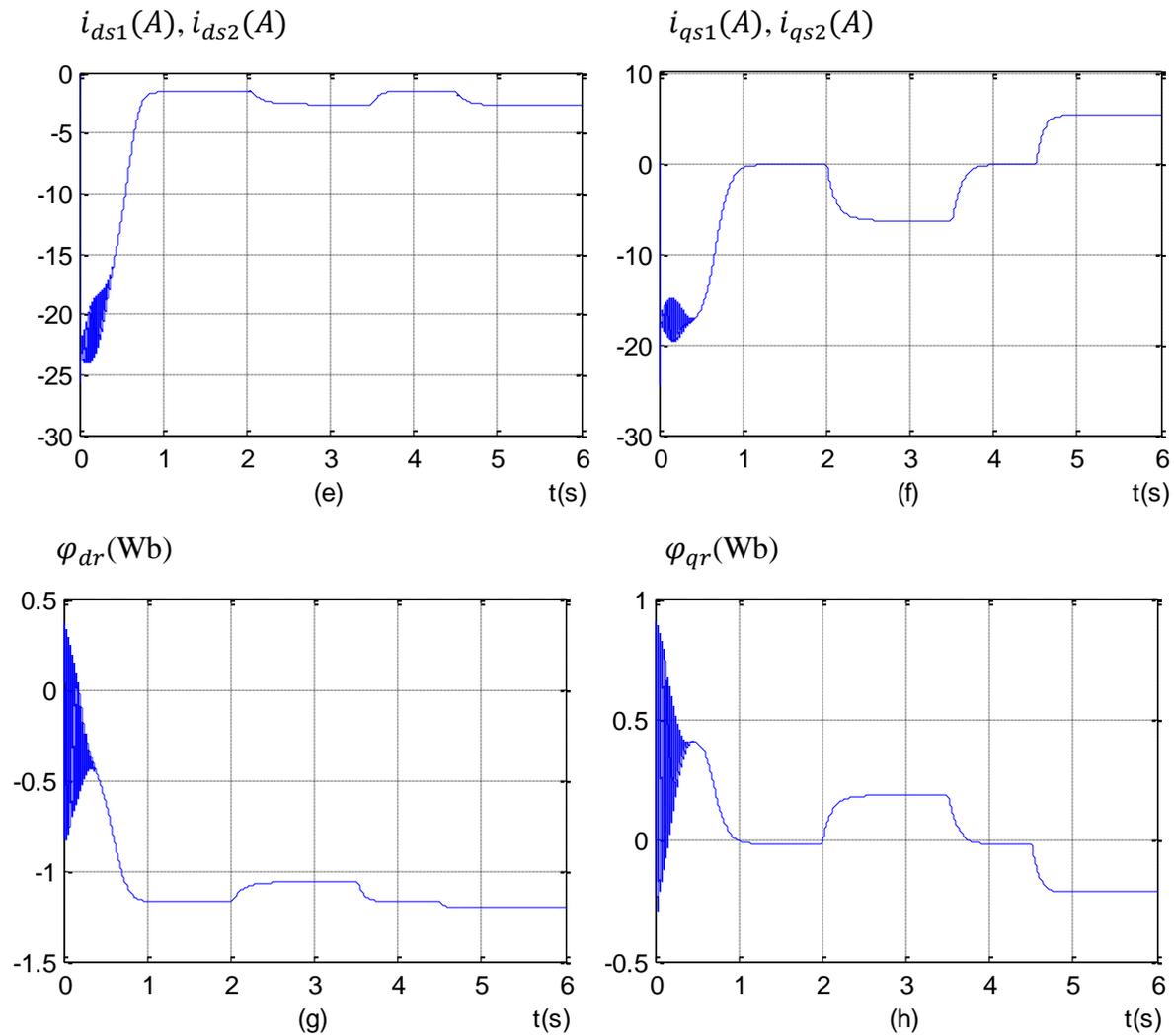


Fig. II.4 Evolution des caractéristiques de la MASDE alimentée directement par deux sources sinusoïdales et équilibrées, suivi de l'application des charges $C_r=14\text{N.m}$ et -14N.m respectivement entre les intervalles de temps $t= [2\ 3.5]$ s et $t= [4.5\ 6]$ s

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

MLI

II.8.1. Modélisation de l'onduleur :

Un onduleur autonome, à commande adjacente ou à M.L.I, est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable [3] [15].

Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, à base d'onduleurs de tension à

fréquence variable. Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées. Ce dernier est constitué de trois branches où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires ; chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode, qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

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

Avec :

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

La figure (II.4) représente le schéma de principe de l'onduleur triphasé :

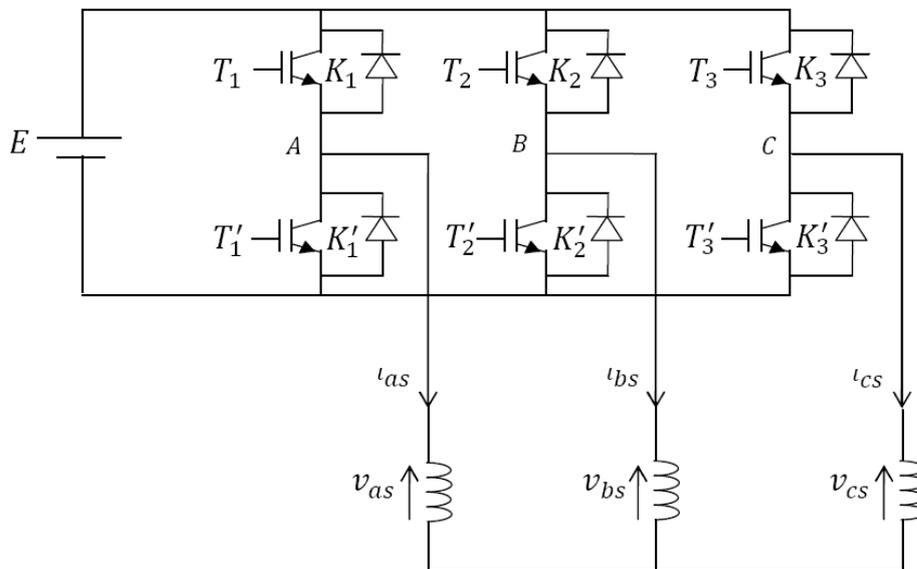


Fig.II.5.Schéma de principe de l'onduleur triphasé [3][15]

Les tensions composées sont données par :

$$v_{AB} = v_{as1} - v_{bs1} = E(f_1 - f_2) \quad \text{II.41}$$

$$v_{BC} = v_{bs1} - v_{cs1} = E(f_2 - f_3) \quad \text{II.42}$$

$$v_{CA} = v_{cs1} - v_{as1} = E(f_3 - f_1) \quad \text{II.43}$$

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \quad \text{II.44}$$

Tel que :

$v_{as1}, v_{bs1}, v_{cs1}$: Tensions simples

La résolution des équations (II.42), (II.43), (II.44) et (II.45) nous donne :

$$\text{Onduleur 1 :} \quad \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad \text{II.45}$$

$$\text{Onduleur 2 :} \quad \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \quad \text{II.46}$$

II.8.2.Stratégie de commande :

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et d'une tension de modulation triangulaire.

Pour les deux onduleurs, les six signaux des références sont exprimés par :

Pour l'étoile1 :

$$\begin{cases} v_{refa1} = V_m \sin(2\pi ft) \\ v_{refb1} = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{refc1} = V_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{II.47}$$

Pour l'étoile2 :

$$\begin{cases} v_{refa2} = V_m \sin(2\pi ft - \alpha) \\ v_{refb2} = V_m \sin\left(2\pi ft - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{refc2} = V_m \sin\left(2\pi ft - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{II.48}$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$v_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad \text{II.49}$$

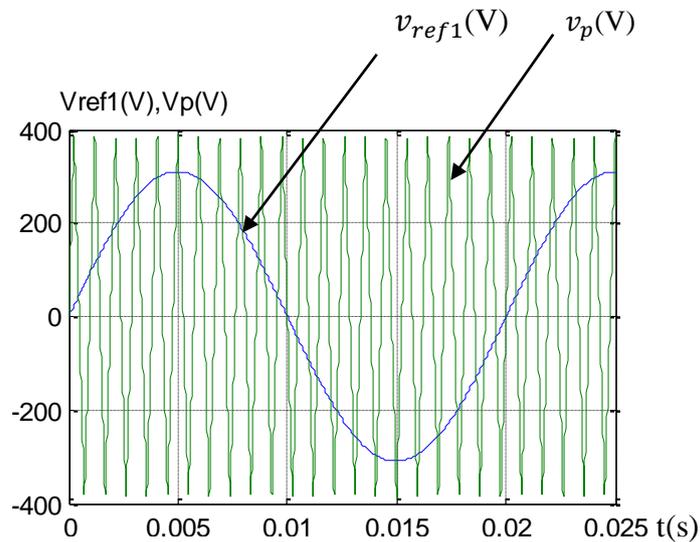
Où :

T_p : période de la porteuse.

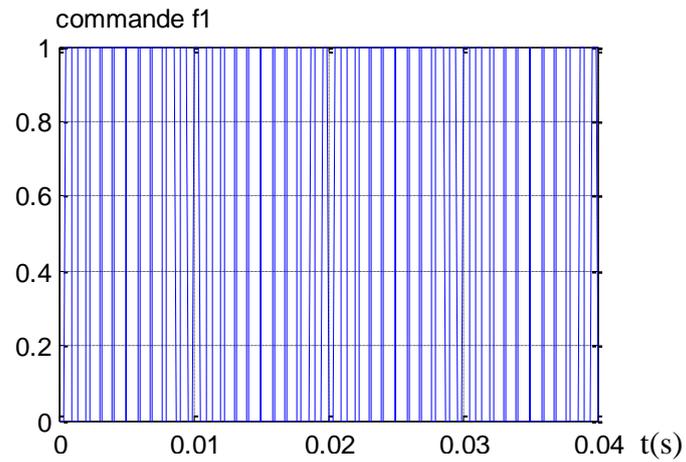
V_{pm} : Amplitude de la porteuse.

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

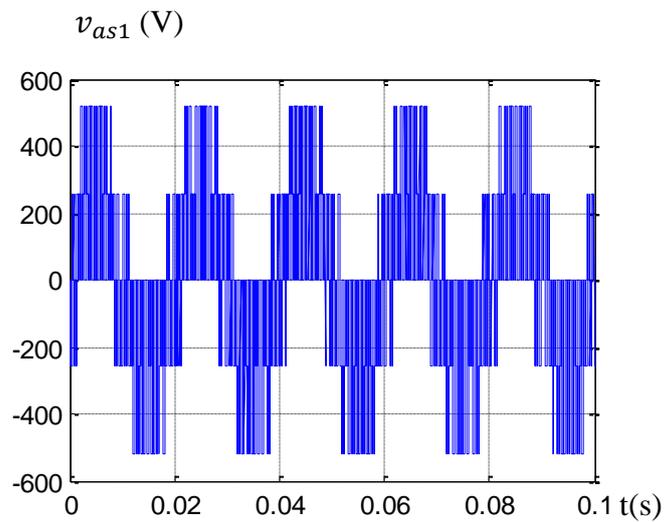
- L'indice de modulation m représente le rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f).
- Le coefficient de réglage en tension r représente le rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm}).



(a)



(b)



(c)

Fig. II.6. Principe de la commande par M.L.I

II.8.3 Association de la MASDE-onduleurs de tension à commande MLI

La représentation schématique de l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension à commande M.L.I sinus-triangle est illustrée par la figure (II.7) :

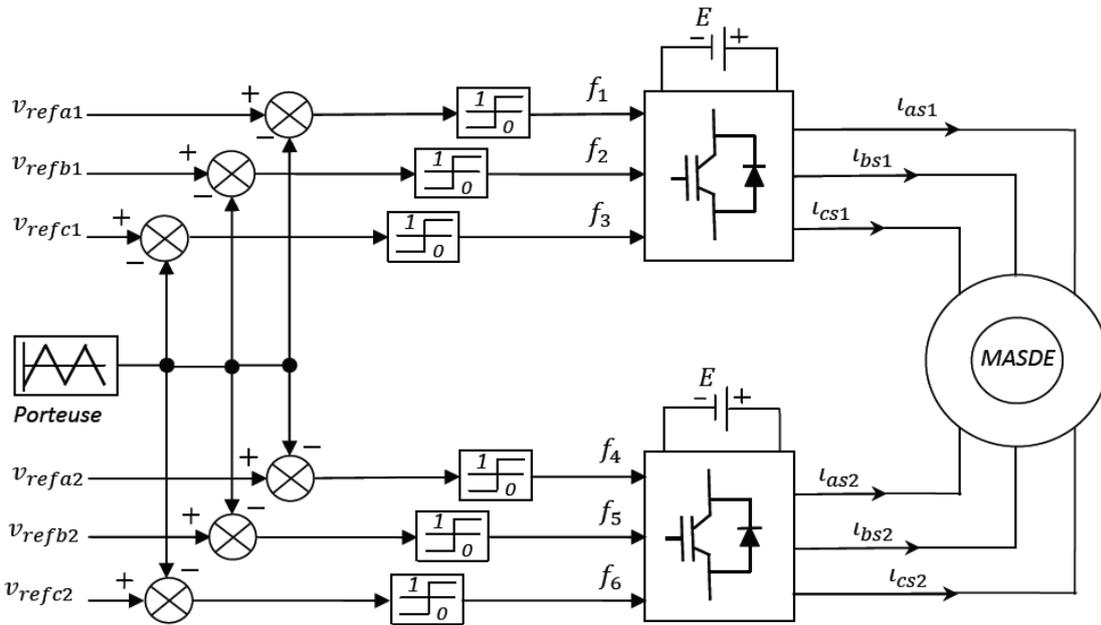


Fig. II.7. Association MASDE- Convertisseurs de tensions à commande MLI [15].

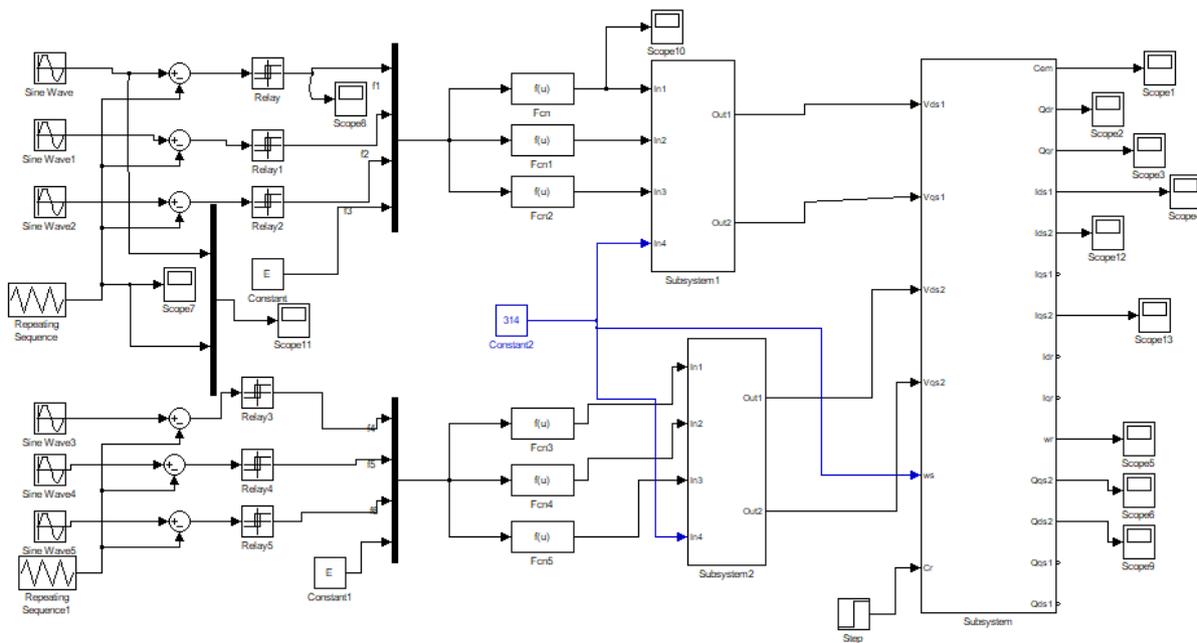
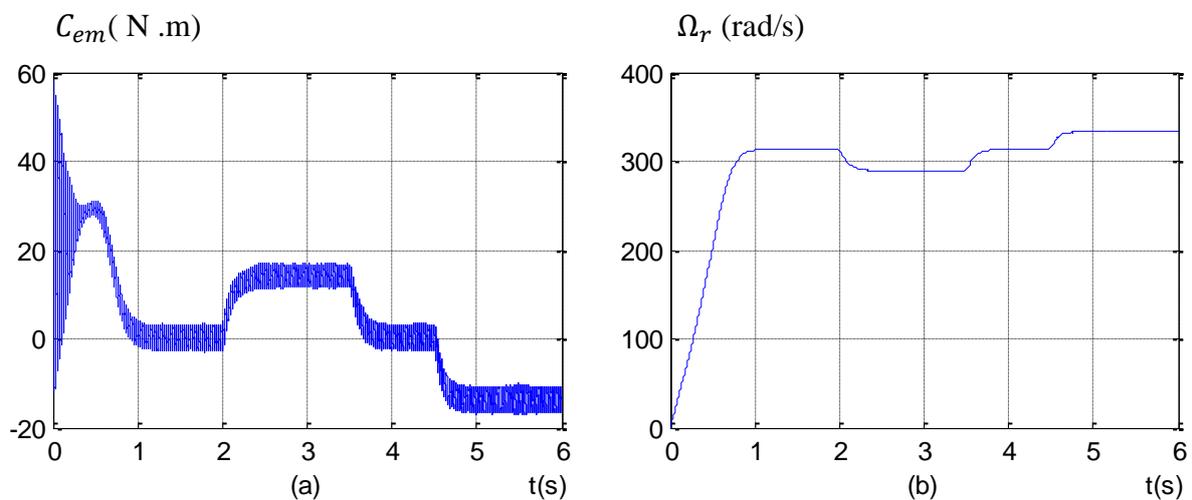
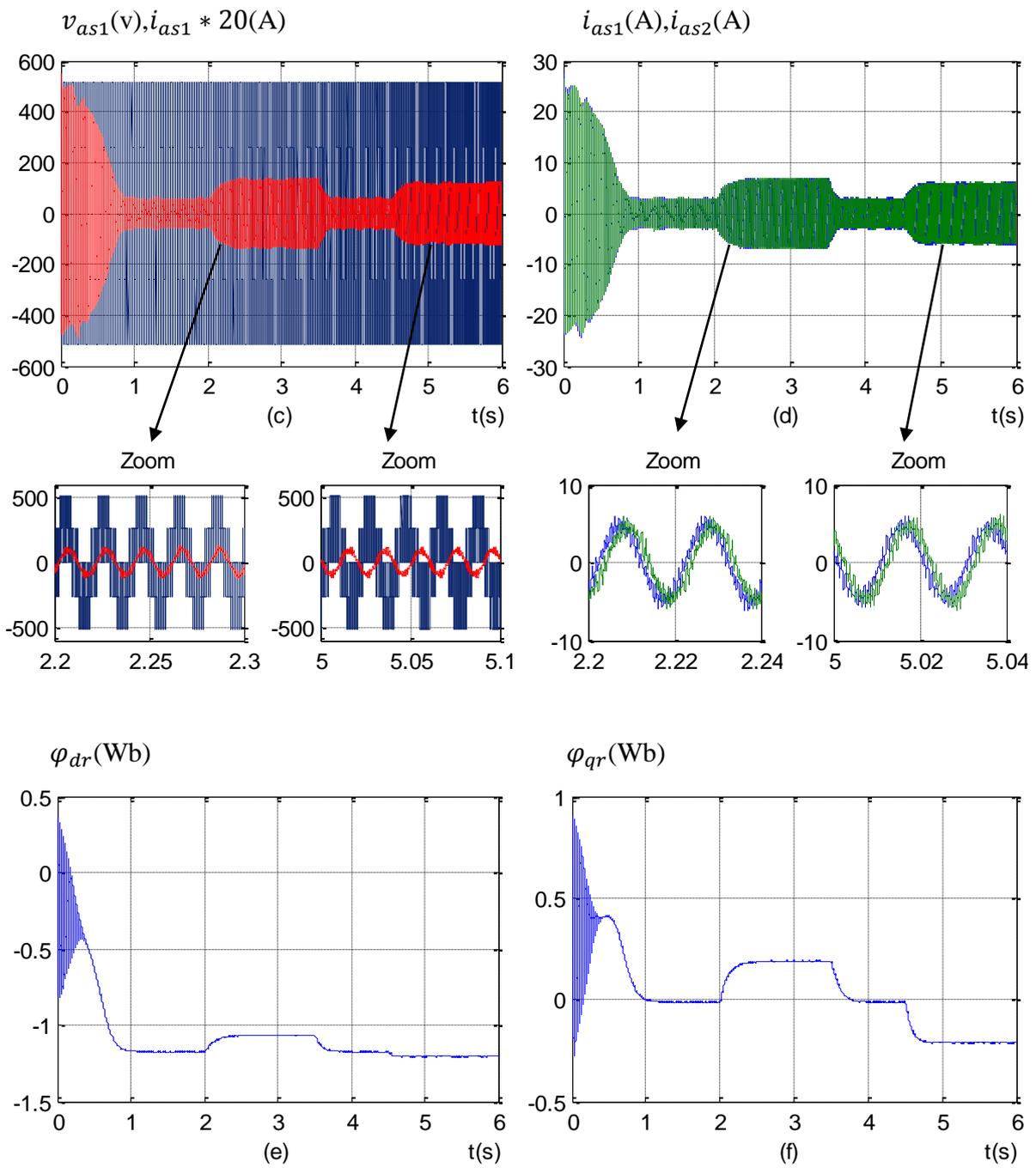


Fig. II.8. schéma bloc de l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs

II.9 Simulation et interprétation des résultats:

La figure II.9 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à commande M.L.I sinus-triangle dont $r = 0.8$ et $m = 21$, suite de l'application des charges $C_r=14\text{N.m}$ et $C_r=-14\text{N.m}$ respectivement entre les intervalles de temps $t= [2 \ 3.5]$ s et $t= [4.5 \ 6]$ s, ceci montre clairement que les résultats de simulation obtenus sont similaires aux résultats obtenus par la simulation de la machine avec l'alimentation directe au réseau, en termes de valeurs des grandeurs (courant en charge, couple et vitesse en régime établi ...etc.), mais avec la présence d'harmoniques au niveau du courant i_{as1} , du couple électromagnétique, des courants d'axes d et q et au niveau des flux rotoriques d'axe d et q. Ces harmoniques sont dus à la présence des onduleurs de tension.





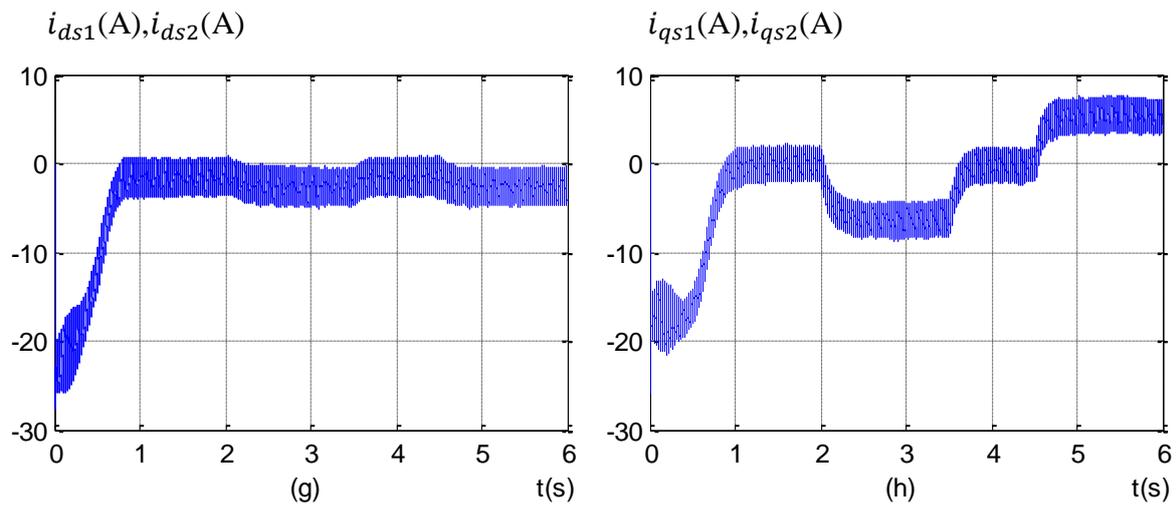


Fig. II.9 Evolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à commande MLI, suivie de l'application des charges $C_r = 14$ N.m et $C_r = -14$ N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [2 \ 3.5]$ s et $t = [4.5 \ 6]$ s

II.10. Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à l'établissement d'un modèle mathématique de la MASDE basé sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices. L'étude des caractéristiques de la MASDE alimentée directement par des sources sinusoïdales, puis par des onduleurs de tensions à commande M.L.I à vide et en charge a été accomplie. L'application de la charge dans les deux cas d'alimentation engendre une variation (diminution) de la vitesse, afin de faire face à ce problème nous proposons dans le chapitre suivant la technique de régulation par la commande vectorielle.

III.1. Introduction :

La commande des machines électriques est devenue actuellement un domaine de recherche très actif. Cet intérêt est motivé par le fait que les machines électriques constituent un actionneur peu coûteux et peu encombrant pour la plupart des entraînements industriels. La difficulté de la commande des machines asynchrones réside dans le découplage des deux paramètres de commande : flux magnétique et couple électromagnétique [17].

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone à double étoile aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [18].

La commande vectorielle à flux rotorique orienté (*Flux Oriented Control*), introduite par Kovac en 1959 et reprise par Blaschke en 1972 [19]. En effet, elle nécessite des calculs de transformation de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations etc. ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique.

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

III.2 Principe de la commande vectorielle :

Le principe de la commande par orientation de flux (FOC : Field Oriented Control) ou la commande vectorielle est basé sur l'alignement du vecteur de référence en coordonnées dynamiques (d-q) avec l'un des vecteurs de flux possibles de la machine à induction [20]:

- Le flux rotorique :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r \quad \text{III.1}$$

$$\varphi_{qr} = 0 \quad \text{III.2}$$

- Le flux statorique :

$$\varphi_{ds1} + \varphi_{ds2} = \varphi_s \quad \text{III.3}$$

$$\varphi_{qs1} + \varphi_{qs2} = 0 \quad \text{III.4}$$

- Le flux dans l'entrefer
- Les flux magnétisants directe et en quadrature :

$$\varphi_{md1} + \varphi_{md2} = \varphi_m \quad \text{III.5}$$

$$\varphi_{mq1} + \varphi_{mq2} = 0 \quad \text{III.6}$$

Ces méthodes offrent de bonnes performances en permettant un contrôle indépendant du couple et du flux . La commande vectorielle donne lieu à une analogie entre la machine à courant alternatif et le courant continu à excitation indépendante (figure III.1) [20].

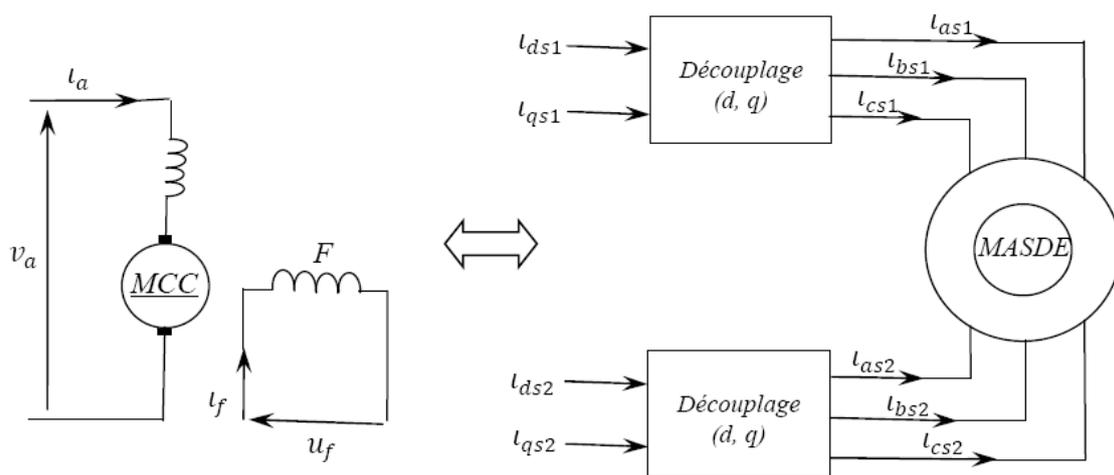


Fig.III.1 Analogie entre la commande de machines à courant continu (à gauche) et la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MASDE (à droite) [15].

Pour la MASDE, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (figure III.2), 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, on a alors :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r \quad \text{III.7}$$

$$\varphi_{qr} = 0 \quad \text{III.8}$$

Dans une commande par orientation de flux rotorique ou vectorielle le réglage des courants i_{ds1} et i_{ds2} permis de magnétiser la machine tant que la régulation des courants i_{qs1} et i_{qs2} assure le contrôle du couple.

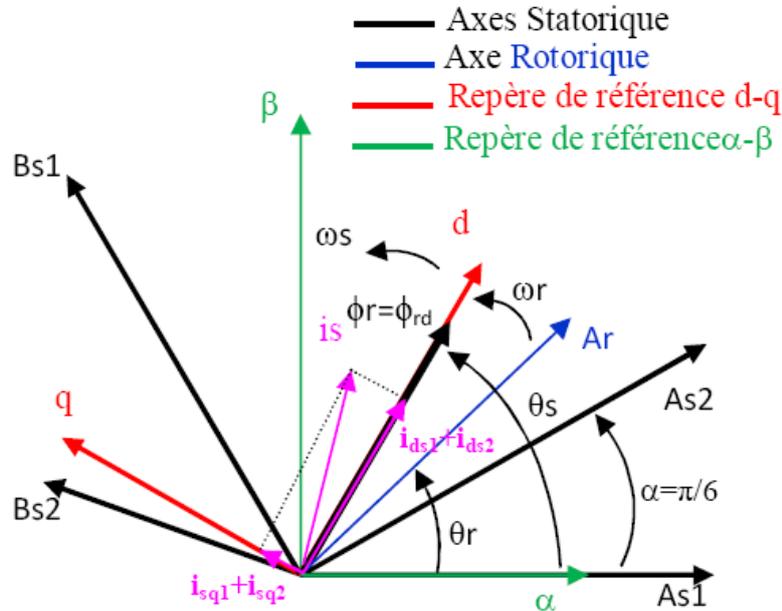


Fig.III.2 Diagramme vectoriel spatial du contrôle par orientation de flux rotorique d'une MASDE [20].

Sachant que l'expression du couple électromagnétique (II.30) de la machine asynchrone à double étoile est fonction des courants statoriques et des flux rotoriques. Cependant, en choisissant l'orientation du flux rotorique suivant l'axe direct d ($\varphi_{dr} = \varphi_r, \varphi_{qr} = 0$) on aura la forme du couple électromagnétique suivante :

$$\begin{aligned}
 C_{em} &= p \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r (i_{qs1} + i_{qs2}) \\
 &= K'' \varphi_r i_{qs}
 \end{aligned}
 \tag{III.9}$$

Avec :

$$K'' = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \text{ et } i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}$$

De l'équation (III.9), on constate que l'expression du couple électromagnétique de la

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

III.3 Méthodes de la commande vectorielle

Deux modes de contrôle vectoriel sont fréquemment rencontrés :

III.3.1 Méthode de commande vectorielle directe

Cette technique nécessite une bonne connaissance de la position et du module du flux à orienter à tout instant quel que soit le point de fonctionnement, pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine en plaçant une spire sous un pôle de chaque phase. L'inconvénient principal de cette technique, réside dans le fait que la fragilité et les problèmes de fiabilité limitent sa mise en œuvre [3] ;
- l'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

III.3.2 Méthode de commande vectorielle indirecte

Cette méthode consiste à ne pas mesurer le flux de la machine, mais à le supposer être établi en régime permanent à la valeur désirée. On devra tout de même estimer ω_s pour l'utilisation de la transformation de Park à partir de ce flux φ_r .

III.4 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique [3]. Le flux rotorique φ_r^* et le couple électromagnétique C_{em}^* on les considère comme grandeurs de référence. La figure (III.3) représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.

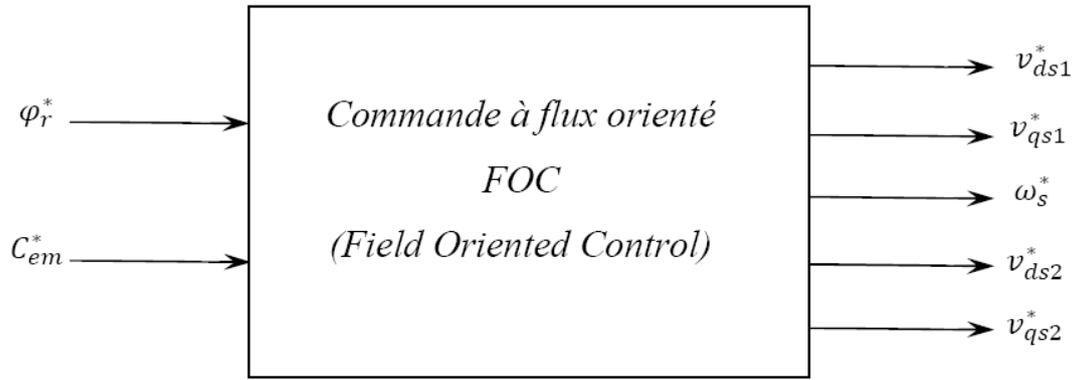


Fig.III.3 Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC) [3].

En considérant comme grandeurs de références le flux rotorique φ_r^* et le couple C_{em}^* ,

Et en exprimant que :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r^* \quad \text{III.10}$$

$$\varphi_{qr} = 0 \quad \text{III.11}$$

En remplaçant (III.10), (III.11) dans les équations de tensions rotoriques (II.20), on obtient :

$$R_r i_{dr} = 0 \implies i_{dr} = 0 \quad \text{III.12}$$

$$R_r i_{qr} + \omega_{gl}^* \varphi_r^* = 0 \implies i_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \varphi_r^*}{R_r} \quad \text{III.13}$$

Et à partir des équations (II.28) et II.29), on trouve :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_r^* - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad \text{III.14}$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad \text{III.15}$$

En introduisant (III.14) et (III.15) dans le système d'équations des flux statoriques (II.22),

on aura :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \mu i_{ds2} + \mu \varphi_r^* \\ \varphi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \mu i_{qs2} \\ \varphi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \mu i_{ds1} + \mu \varphi_r^* \\ \varphi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \mu i_{qs1} \end{cases} \quad \text{III.16}$$

Avec :

$$\mu = \frac{L_m}{L_m + L_r} \text{ et } \lambda_{1,2} = L_{s1,2} + \mu L_r$$

En substituant (III.12) dans (III.14), on tire :

$$\varphi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \quad \text{III.17}$$

À partir de l'équation (III.15), on trouve

$$L_m(i_{qs1} + i_{qs2}) = -(L_m + L_r)i_{qr} \quad \text{III.18}$$

En remplaçant (III.16) à (III.18) dans le système d'équations des tensions statoriques (II.20) et en introduisant l'expression (III.13), on obtient :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}Pi_{ds1} - \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) \\ v_{qs1}^* = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}Pi_{qs1} + \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ v_{ds2}^* = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}Pi_{ds2} - \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) \\ v_{qs2}^* = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}Pi_{qs2} + \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad \text{III.19}$$

Avec :

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

P : Operateur de Laplace

En introduisant l'équation (III.13) dans (III.15), on tire :

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} \frac{(i_{qs1} + i_{qs2})}{\varphi_r^*} \quad \text{III.20}$$

À partir de la relation (III.9), on trouve :

$$i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{L_m + L_r}{p L_m} \frac{C_{em}^*}{\varphi_r^*} \quad \text{III.21}$$

Le système d'équations électriques (III.19) montre que les tensions (v_{ds1}^* , v_{qs1}^* , v_{ds2}^* , v_{qs2}^*) influent au même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures (i_{ds1}^* , i_{qs1}^* , i_{ds2}^* , i_{qs2}^*), donc sur le flux et sur le couple. Il est alors nécessaire de réaliser un découplage. Cela en définissant de nouvelles variables v_{ds1r} , v_{qs1r} , v_{ds2r} et v_{qs2r} n'agissant respectivement que sur i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} et i_{qs2} tels que :

$$\begin{cases} v_{ds1r} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}P i_{ds1} \\ v_{qs1r} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}P i_{qs1} \\ v_{ds2r} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}P i_{ds2} \\ v_{qs2r} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}P i_{qs2} \end{cases} \quad \text{III.22}$$

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

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = v_{ds1r} - v_{ds1c} \\ v_{qs1}^* = v_{qs1r} + v_{qs1c} \\ v_{ds2}^* = v_{ds2r} - v_{ds2c} \\ v_{qs2}^* = v_{qs2r} + v_{qs2c} \end{cases} \quad \text{III.23}$$

Tel que :

$$\begin{cases} v_{ds1c} = \omega_s^* (L_{s1}i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1c} = \omega_s^* (L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ v_{ds2c} = \omega_s^* (L_{s2}i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2c} = \omega_s^* (L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad \text{III.24}$$

III.4.1. Synthèse des régulateurs PI

Les régulateurs PI ce sont des systèmes de contrôle permettant d'améliorer les performances d'un asservissement, Le but d'utilisation de ces régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes.

III.4.2. Identification des paramètres des régulateurs PI

L'identification des paramètres des régulateurs PI des systèmes dont la fonction de transfert est du première ordre, telle que :

$$H(P) = \frac{1}{aP+b} \quad \text{III.25}$$

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par :

$$C(P) = K_p + \frac{K_i}{P} \quad \text{III.26}$$

la figure (III.4) représente le schéma de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un PI

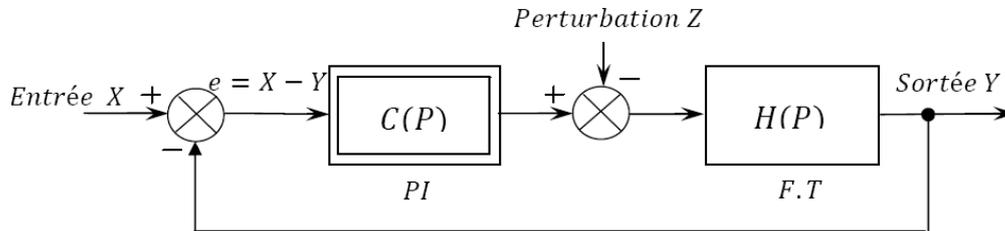


Fig. III.4 Schéma d'un système asservi de premier ordre régulé par un PI .

Dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs la perturbation est négligée.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi est :

$$T(P) = C(P)H(P) = \frac{K_p P + K_i}{aP^2 + bP} \quad \text{III.27}$$

En boucle fermée, on obtient :

$$F(P) = \frac{T(P)}{1+T(P)} = \frac{K_p P + K_i}{aP^2 + (b+K_p)P + K_i} \quad \text{III.28}$$

Nous avons la fonction de transfert d'un système du premier ordre est exprimée par

$$G(P) = \frac{1}{TP+1} \quad \text{III.29}$$

Afin d'avoir le comportement de ce système, Il suffit d'identifier (III.27) et (III.28) comme suit :

$$\frac{K_p P + K_i}{aP^2 + (b+K_p)P + K_i} = \frac{1}{TP+1} \quad \text{III.30}$$

Ce qui nous donne :

$$K_p T P^2 + (K_i T + K_p) P + K_i = a P^2 + (b + K_p) P + K_i \quad \text{III.31}$$

D'où :

$$\begin{cases} K_p = \frac{a}{T} \\ K_i = \frac{b}{T} \end{cases} \quad \text{III.32}$$

Nous représentons dans La figure (III.5) le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques (étoiles 1 et 2)

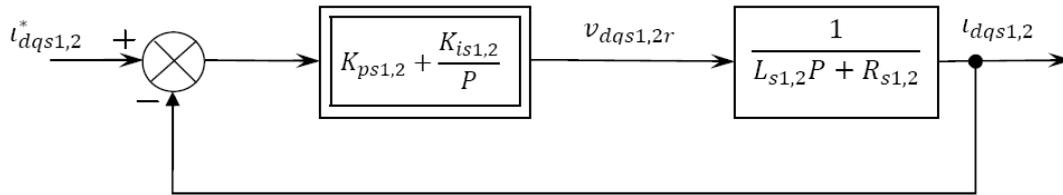


Fig. III.5 Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques.

Avec :

$$\begin{cases} K_{ps1} = \frac{L_{s1}}{T} \\ K_{is1} = \frac{R_{s1}}{T} \end{cases} \quad et \quad \begin{cases} K_{ps2} = \frac{L_{s2}}{T} \\ K_{is2} = \frac{R_{s2}}{T} \end{cases} \quad \text{III.33}$$

On prend $T = \frac{\tau_r}{6}$ Pour avoir une dynamique du processus rapide.

τ_r représente la constante de temps électrique (rotorique) du système, est exprimée par :

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

III.4.3. Application de la commande vectorielle indirecte sur la MASDE

III.4.3.1. commande vectorielle indirecte sans régulation de la vitesse :

Nous présentons dans la figure (III.6) le schéma de l'application de la commande vectorielle indirecte, sans le réglage de la vitesse, sur la MASDE

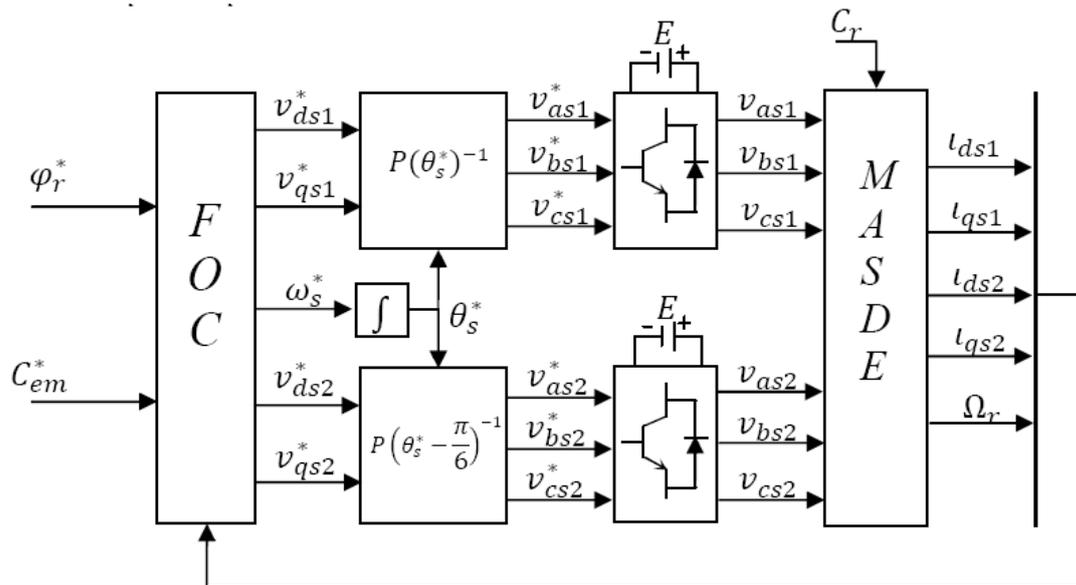


Fig.III.6 Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE [3].

Le schéma de bloc de découplage FOC est représenté par la figure (III.7), sachant que :

$$i_{ds1}^* = i_{ds2}^* \text{ et } i_{qs1}^* = i_{qs2}^*$$

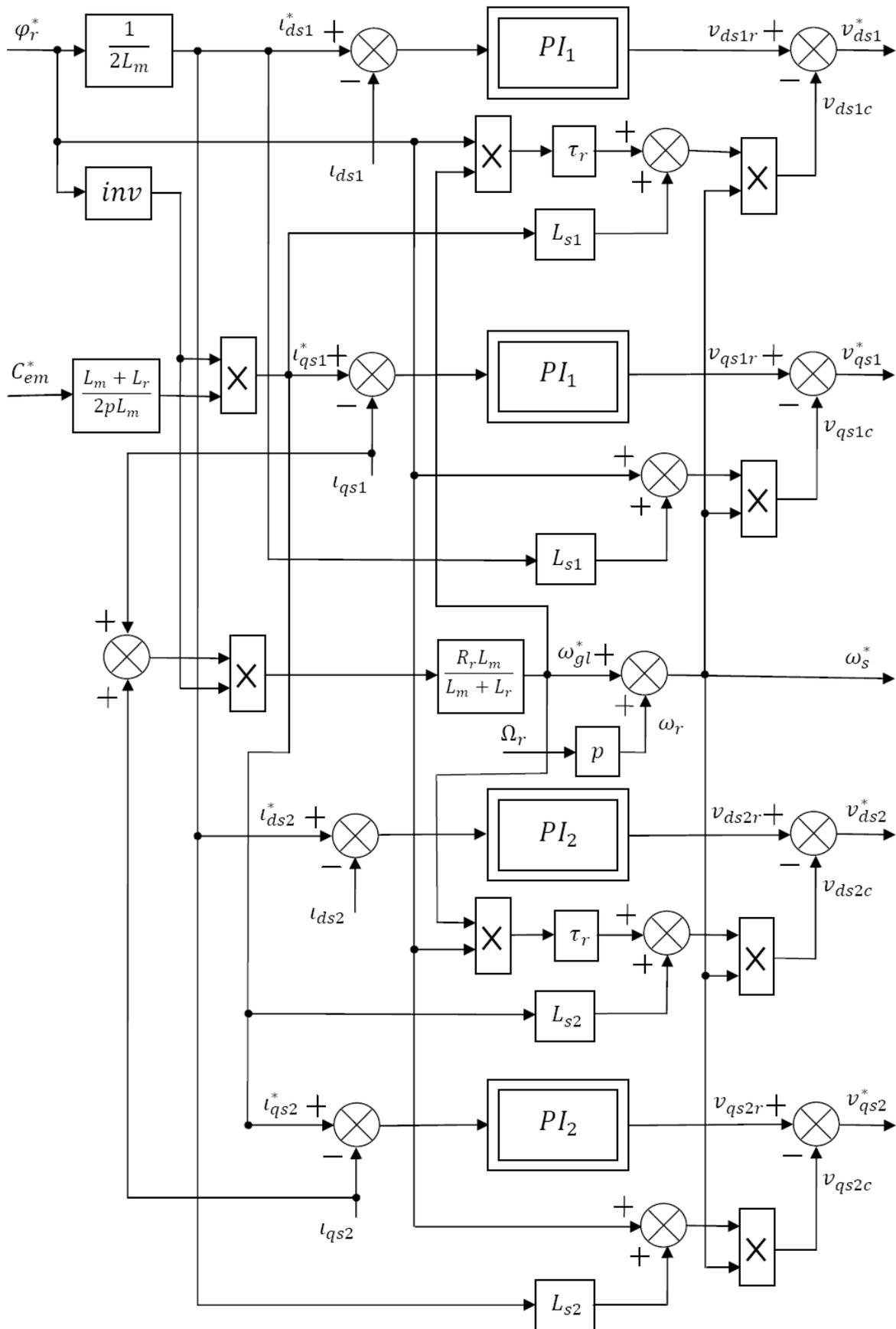


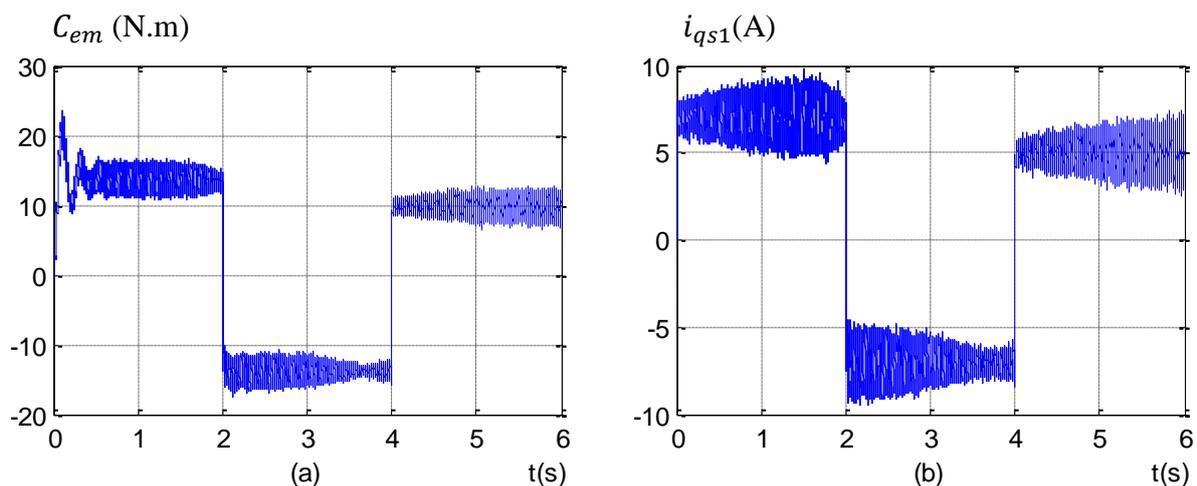
Fig.III.7 Représentation schématique du bloc de découplage FOC

III.4.3.2 Simulation et interprétation des résultats :

La figure (III.8) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte sans le réglage de la vitesse (par orientation du flux rotorique), en imposant le flux de référence $\varphi_r^* = 1Wb$, et le couple électromagnétique de référence sous forme de créneaux $C_{em}^* = [14, -14, 10]N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t=[0\ 2]s$, $[2\ 4]s$ et $[4\ 6]s$.

D'après les résultats de simulation obtenus, nous remarquons qu'en régime permanent le couple électromagnétique suit parfaitement le couple de référence imposé, le flux rotorique suivant l'axe direct demeure stable et égale à la valeur imposée (1Wb), celui en quadrature s'annule.

Nous remarquons que la variation brusque du couple électromagnétique n'influe pas sur le flux rotorique représenté par les composantes φ_{dr} et φ_{qr} , le courant en quadrature i_{qs1} varie d'une manière identique à celle du couple électromagnétique. Le découplage est assuré, du fait que le flux rotorique est régulé indépendamment du couple électromagnétique régulé par les composantes des courants statoriques en quadrature.



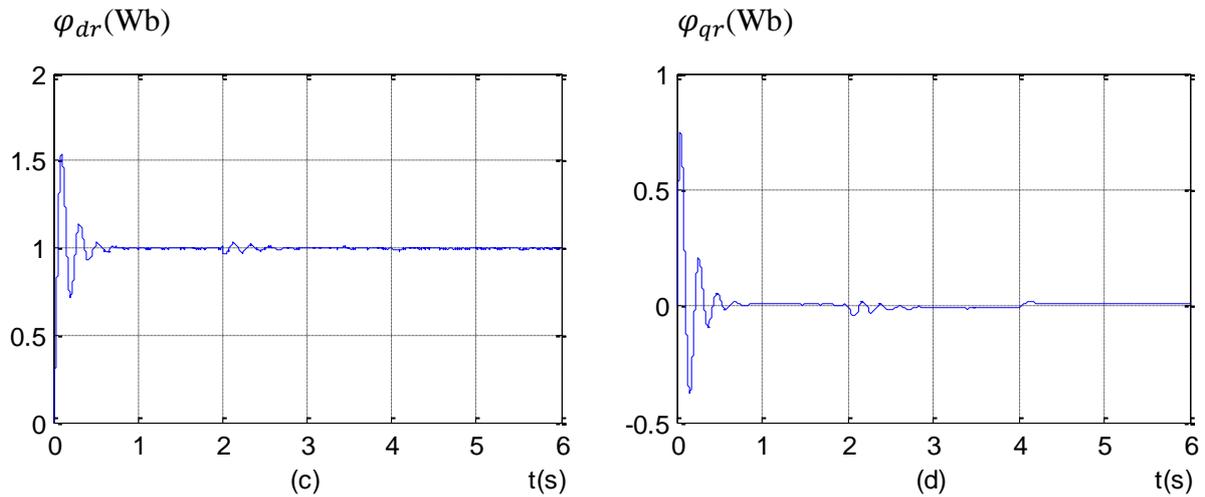


Fig.III.8 Evolutions des caractéristiques de la MASDE par la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse.

III.4.3.3. commande vectorielle indirecte avec régulation de la vitesse :

Cette technique de commande, consiste à déterminer directement la composante du flux rotorique à partir de la vitesse mécanique du rotor, en utilisant un capteur de vitesse, ceci est réalisable par un bloc de défluxage défini par la fonction non linéaire suivante [2] :

$$\begin{cases} \varphi_r^* = \varphi_n & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_n \\ \varphi_r^* = \varphi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega_r|} & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_n \end{cases} \quad \text{III.34}$$

Le schéma de défluxage est donné par la figure (III.9) :

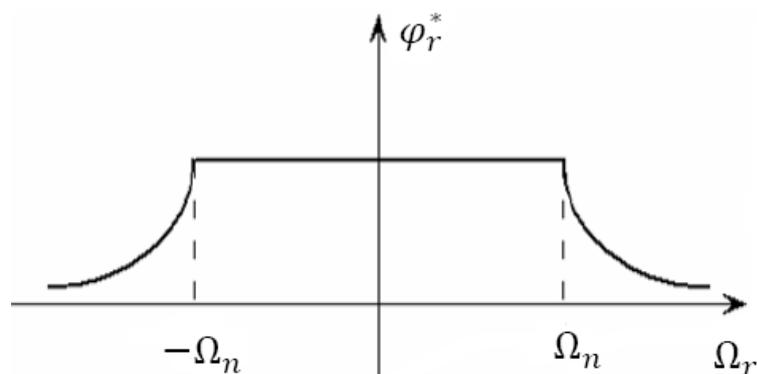


Fig.III.9 Schéma de défluxage [15].

- Ω_n : Vitesse nominale
- Ω_r : Vitesse de rotation
- φ_r^* : Flux rotorique de référence

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est représenté par la figure (III.10).

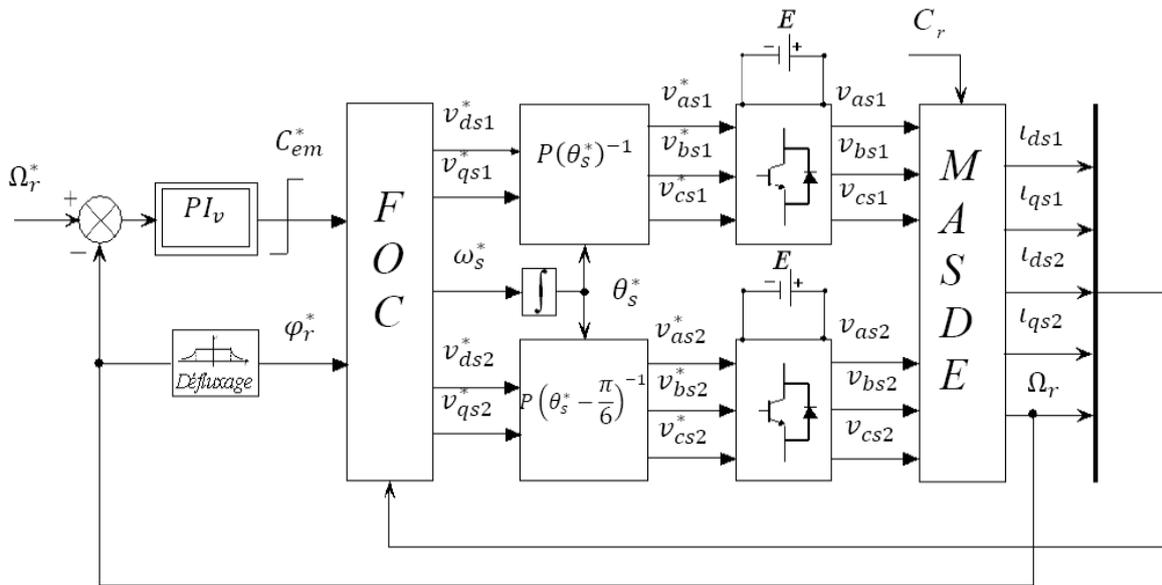


Fig.III.10 Schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse [3].

La régulation de vitesse de la MASDE peut se faire par un régulateur PI, car il est rapide et simple à manipuler, il est caractérisé par deux coefficients K_i et K_p .

Le schéma de la boucle de régulation de la vitesse est illustré par la figure (III.11) :

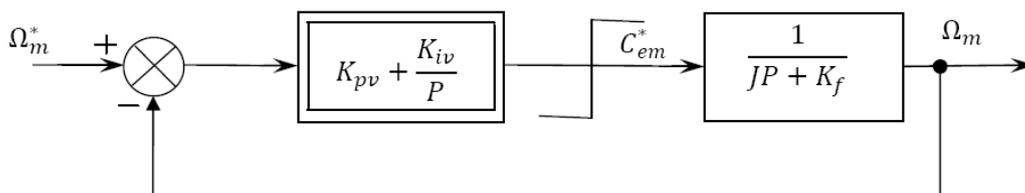


Fig. III.11 Schéma de la boucle de régulation de la vitesse rotorique.

L'identification nous donne :

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{J}{T} \\ K_{iv} = \frac{K_f}{T} \end{cases} \quad \text{III.35}$$

On prend : $T = \tau_r$

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

$$C_{em}^*(\text{lim}) = \begin{cases} C_{em}^* & \text{si } |C_{em}^*| \leq C_{em\text{Max}} \\ C_{em\text{Max}} \text{sign}(C_{em}^*) & \text{si } |C_{em}^*| > C_{em\text{Max}} \end{cases} \quad \text{III.36}$$

III.4.3.4 Simulation et interprétation des résultats

La figure III.12 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode de commande vectorielle indirecte, suivie de l'application des charges $C_r=14\text{N.m}$ et $C_r=-14\text{ N.m}$ respectivement entre les intervalles de temps $t= [2 \ 3.5]$ s et $t= [4.5 \ 6]$ s, en imposant la vitesse de référence $\Omega_r^* = 300$ rad/s.

Les résultats de simulation montrent que la variation du couple résistant n'influe pas sur la vitesse de la MASDE et reste toujours sur sa consigne.

Pour la variation du couple électromagnétique, on constate que ce dernier suit la variation du couple résistant sans dépassement après le régime transitoire.

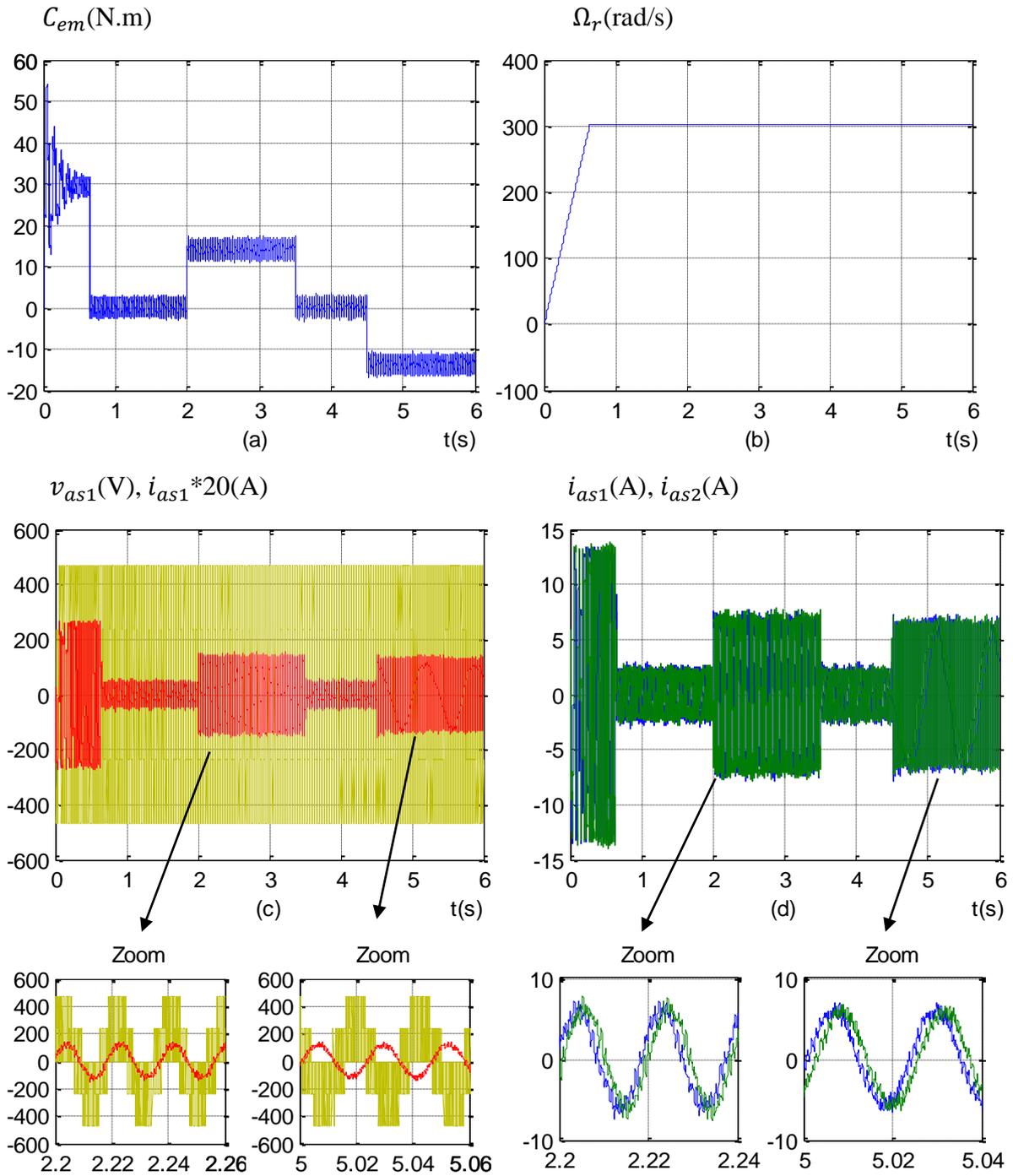
Pendant le régime permanent, le flux rotorique direct prend sa valeur de consigne après un dépassement de 1.74 Wb et le flux en quadrature s'annule.

L'allure des courants statoriques i_{as1} et i_{as2} est de forme sinusoïdale et présente des harmoniques dus aux deux onduleurs de tension.

Pendant l'application de la charge $C_r=14\text{ N.m}$ La tension v_{as1} (V) et le courant i_{as1} (A) sont presque en phase et de même signe, ce qui signifie que la puissance est de signe positif. Donc la machine absorbe l'énergie active et réactive de la source pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation.

Pendant l'application de la charge $C_r=-14\text{ N.m}$, le courant i_{as1} est décalé de presque de 180° par rapport à la tension v_{as1} , le produit du courant et de la tension est négatif, la machine fournit donc de la puissance active à la source et absorbe une portion de la puissance réactive pour sa magnétisation.

Le décalage des courants statoriques de la première étoile par rapport à la deuxième est toujours maintenu.



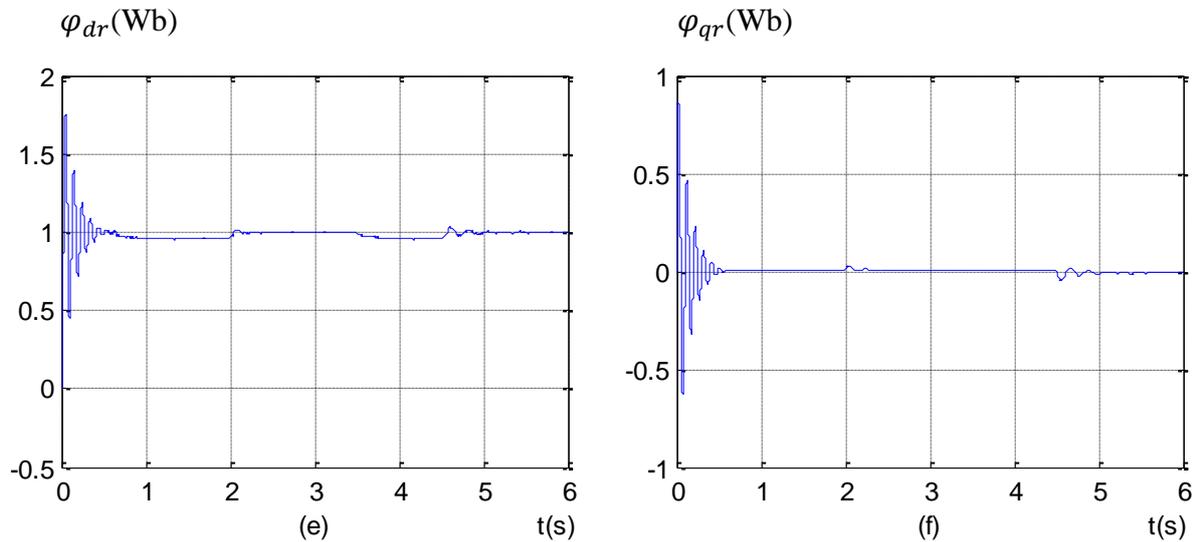


Fig.III.12 Réglage de la vitesse par la méthode indirecte, avec application des charges

$C_r = 14 \text{ N.m}$ et $C_r = -14 \text{ N.m}$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2 \ 3.5]$ s et

$t = [4.5 \ 6]$ s.

III.4.3.5 Test de performance :

La figure III.13 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode indirecte, suivie de l'inversion de cette dernière de 300 rad/s à -300 rad/s à l'instant $t = 3 \text{ s}$.

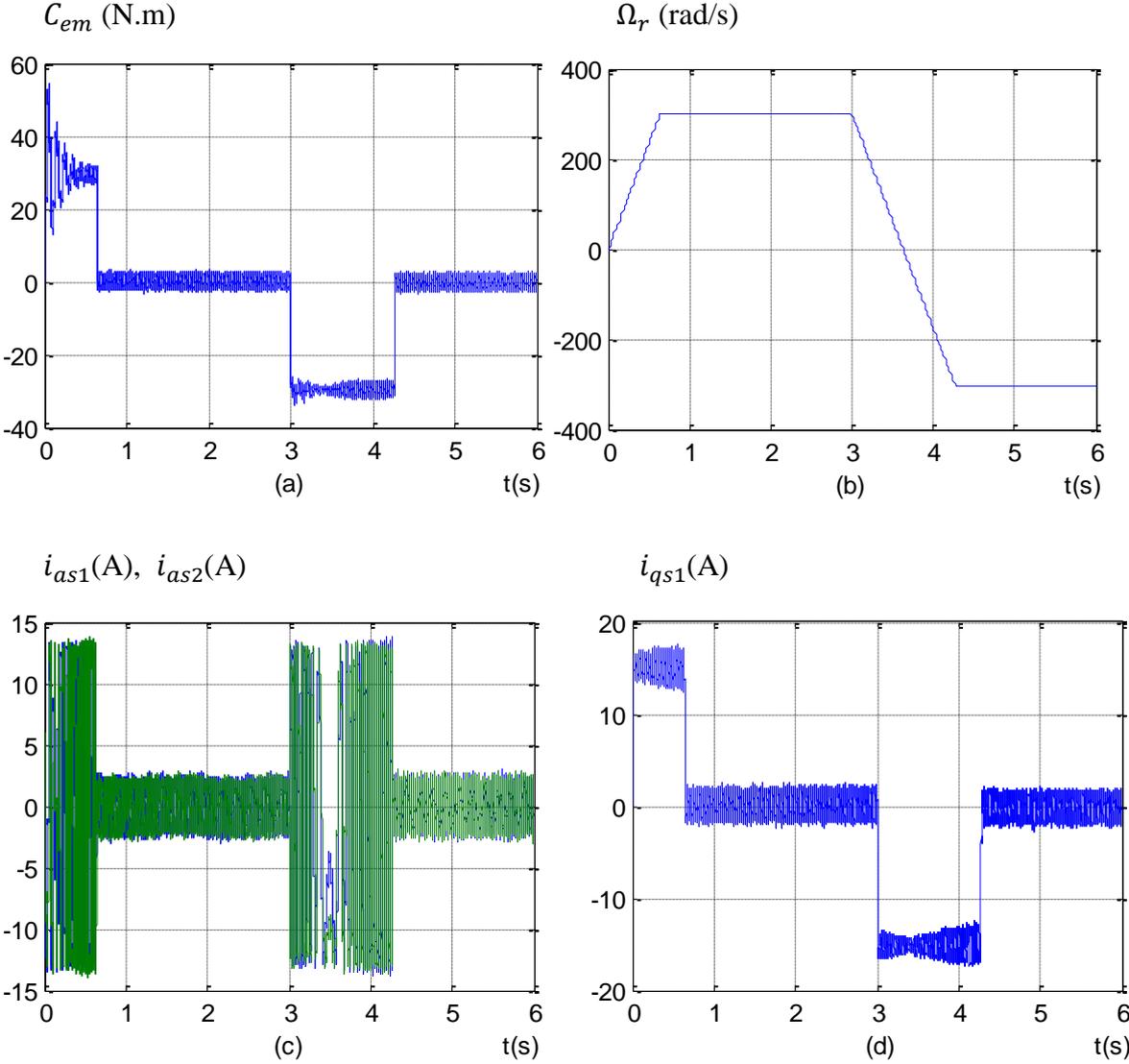
D'après les résultats obtenus on constate que :

La vitesse du rotor suit parfaitement sa référence et s'inverse au bout de 3s.

Le couple électromagnétique atteint la valeur (-30 N.m) pendant l'inversion de la vitesse et se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative.

Le courant i_{qs1} (A) évolue d'une façon analogue au couple électromagnétique.

Les allures des flux φ_{dr} et φ_{qr} observent une petite perturbation durant l'inversion de la vitesse.



III.4.4.1. Estimateur de flux :

À partir des équations des tensions rotoriques (II.20), on tire :

$$\frac{d}{dt} \varphi_{dr} = -R_r i_{dr} + \omega_{gl} \varphi_{qr} \quad \text{III.37}$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{qr} = -R_r i_{qr} - \omega_{gl} \varphi_{dr} \quad \text{III.38}$$

On obtient les expressions des courants rotoriques à partir des équations des flux rotoriques (II.22)

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{drest} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad \text{III.39}$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{qrest} - L_m (i_{qs1} + i_{qs2})] \quad \text{III.40}$$

En remplaçant (III.39) dans (III.37) et (III.40) dans (III.38), on trouve :

$$\frac{d}{dt} \varphi_{drest} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) - \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_{drest} + \omega_{gl} \varphi_{qrest} \quad \text{III.41}$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{qrest} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_{qrest} - \omega_{gl} \varphi_{drest} \quad \text{III.42}$$

Le module du flux rotorique estimé est calculé par :

$$\varphi_{rest} = \sqrt{\varphi_{drest}^2 + \varphi_{qrest}^2} \quad \text{III.43}$$

III.4.4.2 Régulateur du flux

Le schéma de régulation du flux est donné sur la figure suivante tant en admettant que :

$$i_{ds1}^* = i_{ds2}^*$$

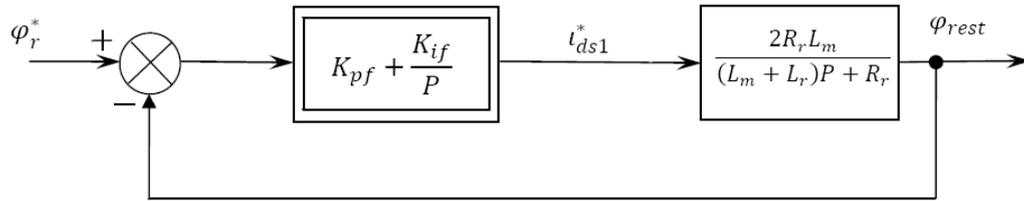


Fig.III.15 Boucle de régulation de flux.

L'identification des paramètres de régulateur du flux, nous donne :

$$\begin{cases} K_{pf} = (L_m + L_r)/(2R_r L_m T) \\ K_{if} = 1/(2L_m T) \end{cases} \quad \text{III.44}$$

On prend : $T = \frac{\tau_r}{6}$

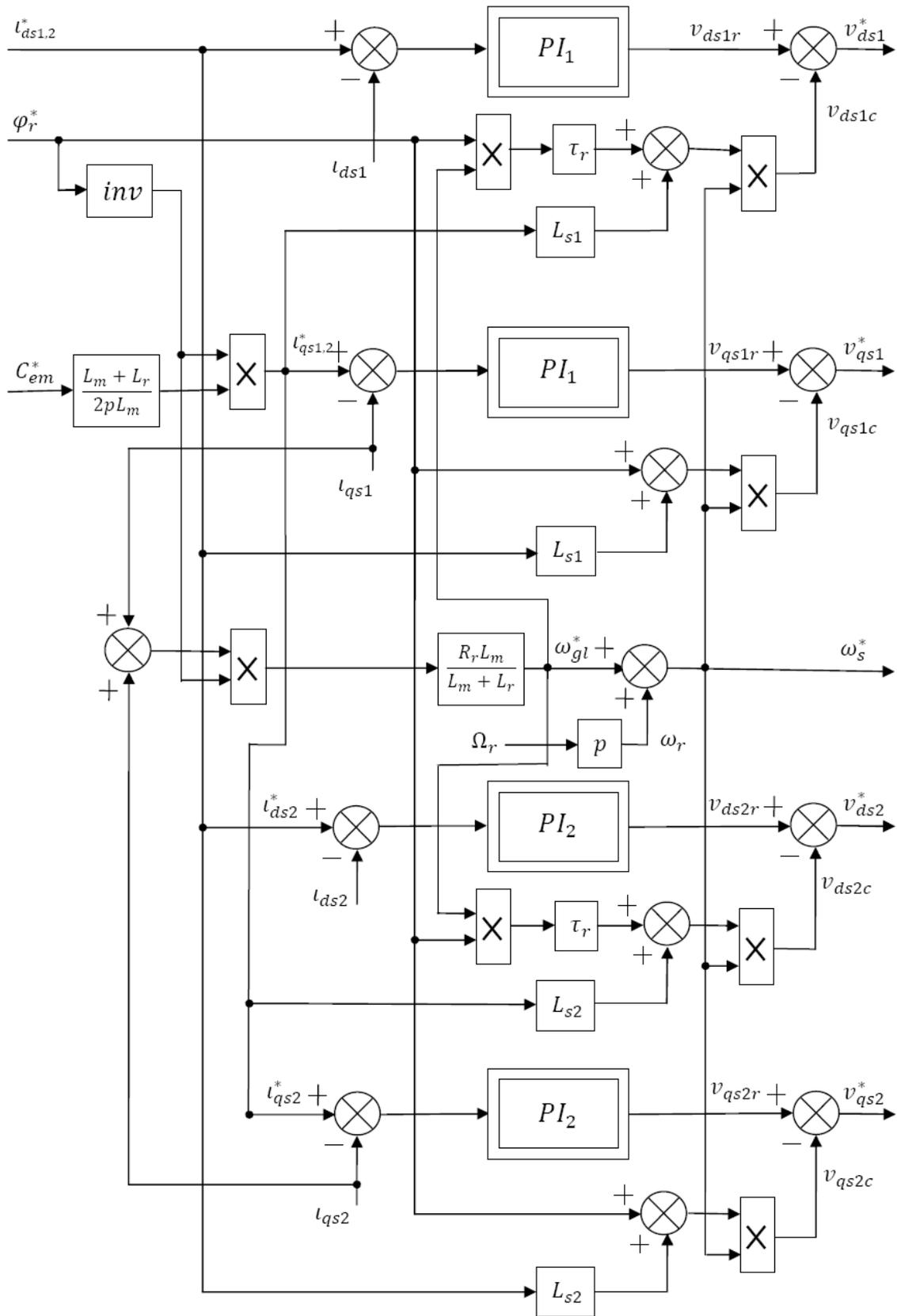
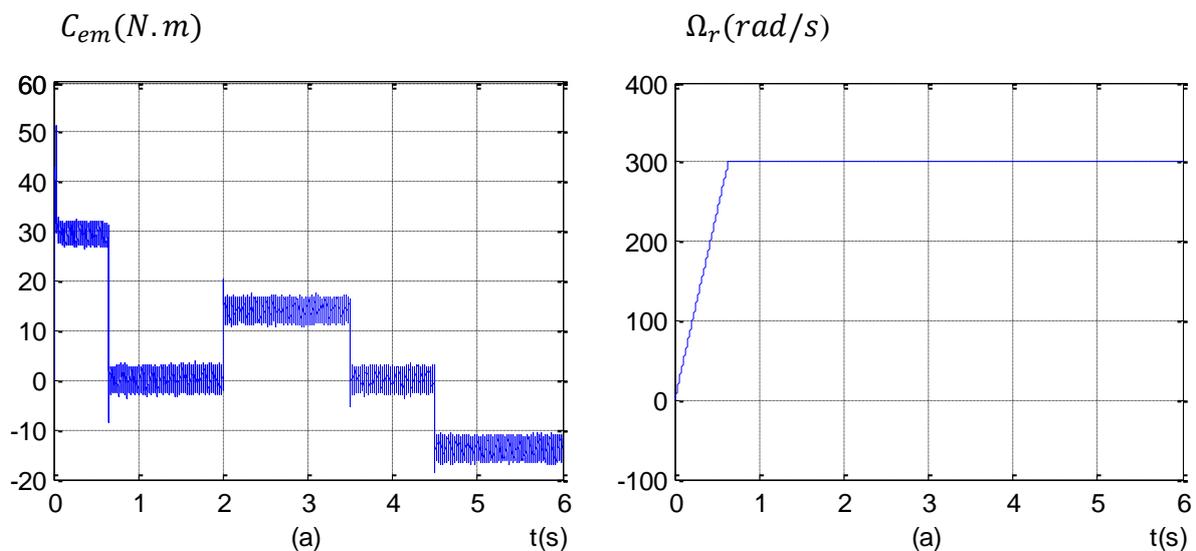


Fig.III.16 Représentation schématique du bloc de découplage MFOC

III.4.4.3 Simulation et interprétation des résultats

La figure III.17 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par la méthode de commande vectorielle directe, suivie de l'application des charges $C_r = 14$ N.m et $C_r = -14$ N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [2 \ 3.5]$ s et $t = [4.5 \ 6]$ s, cela en imposant la vitesse de référence $\Omega_r^* = 300$ rad/s.

Les résultats de simulation obtenus sont plus précis et meilleurs que celle obtenues de la commande vectorielle indirecte (figure III.12). La vitesse de rotation de la machine suit sa consigne, le flux rotorique suivant l'axe direct prend sa valeur de référence au bout de 0.2s, et celui en quadrature s'annule.



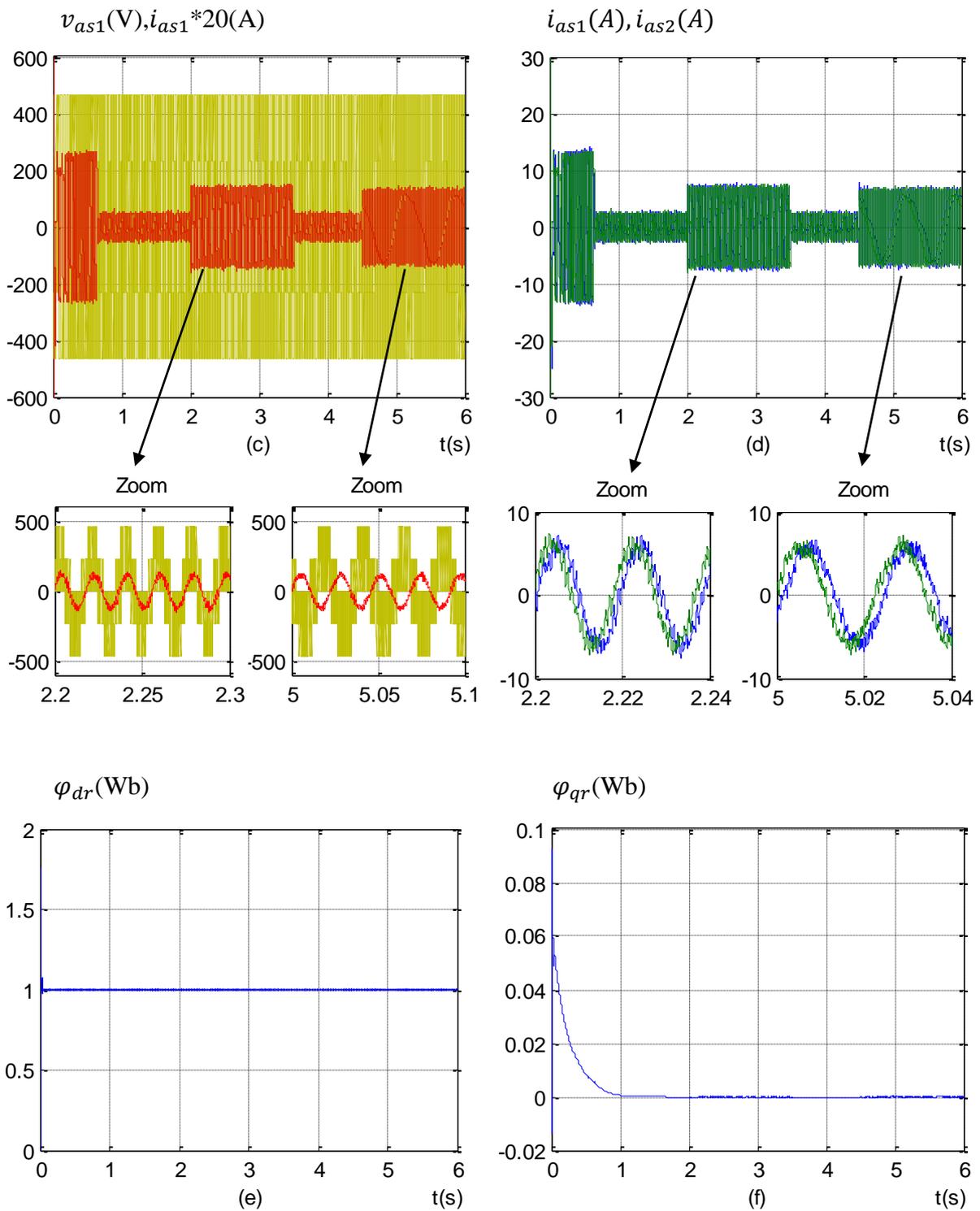
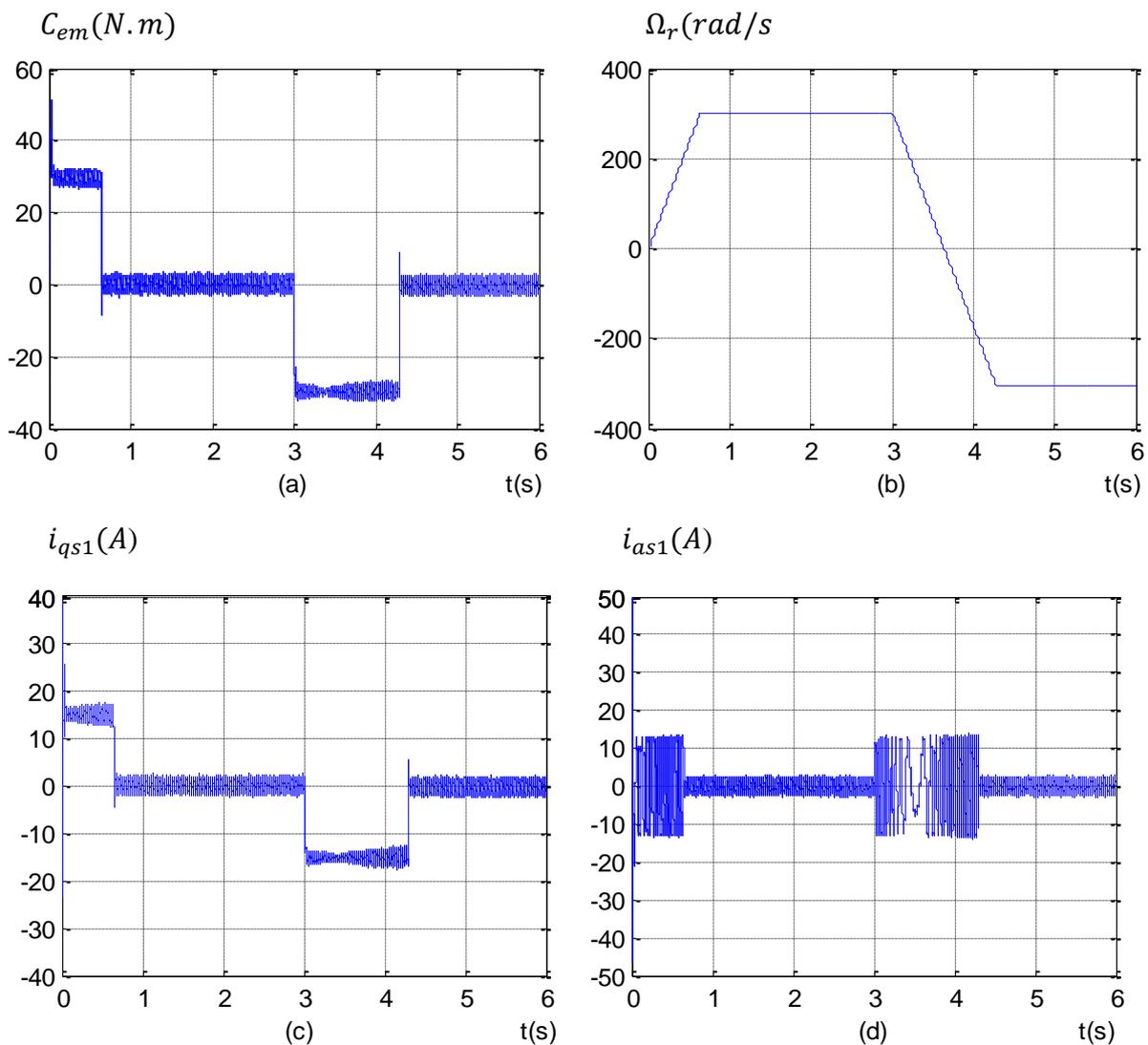


Fig.III.17 Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'application des charges $C_r = 14$ N.m et $C_r = -14$ N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [2 \ 3.5]$ s et $t = [4.5 \ 6]$ s

III.4.4.4 Test de performance :

La même procédure que pour la commande indirecte, on inverse la vitesse de rotation de 300rad/s à -300rad/s à l'instant $t=3s$.

Les résultats de simulation obtenus (Fig. III.18) nous montrent que durant le régime permanent et pendant l'inversion de la vitesse de rotation, les résultats obtenus par cette méthode sont presque identiques avec ceux observés par la méthode de commande indirecte. Néanmoins, avec une légère différence au niveau des flux rotoriques au moment où la vitesse atteint sa consigne négative.



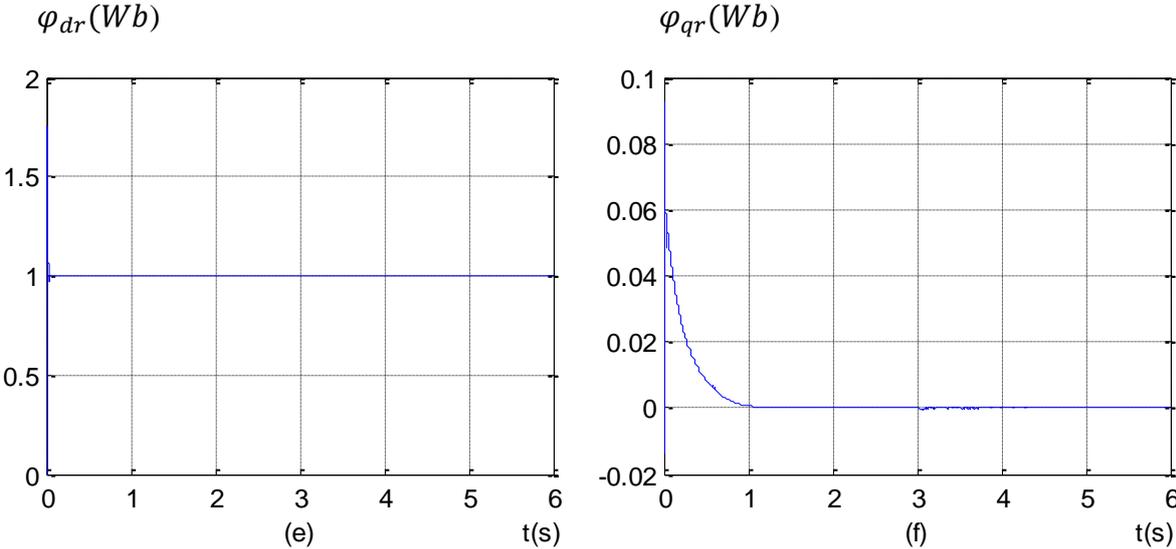


Fig.III.18 Régulation de la vitesse par la méthode directe, suivi de l'inversion de celle-ci de 300 rad/s à -300 rad/s à partir de l'instant $t=3$ s

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre la commande vectorielle de la MASDE avec ou sans la régulation de vitesse a été appliquée avec ses deux méthodes directe et indirecte, cependant, l'étude de ces deux dernières nous a mené au mieux à mettre en évidence les caractéristiques de la commande vectorielle sur la MASDE.

Les résultats de simulation numérique obtenus montrent que la méthode directe est meilleure que de la méthode indirecte en termes de précision et de stabilité. Mais, la fragilité et les problèmes de fiabilité des capteurs de flux (une spire sous un pôle) limitent sa mise en œuvre.

Conclusion générale :

Dans ce mémoire, nous avons mis en évidence les principes fondamentaux des machines électriques multiphasées. L'exemple type de ces machines est la machine asynchrone à double étoile qui présente un bon compromis technico-économique. Nous avons appliqué la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la MASDE. Pour cela on a commencé dans le premier chapitre par quelques généralités sur les machines multiphasées particulièrement la machine asynchrone à double étoiles (MASDE), ses avantages et ses inconvénients, en suite nous avons donner quelques exemples d'applications de la MASDE.

Afin de mieux maîtriser le fonctionnement de la machine, nous avons étudié dans le deuxième chapitre la modélisation de la MASDE, et de son alimentation, pour cela, nous avons commencé par l'établissement d'un modèle mathématique de la MASDE basé sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices, en passant du modèle triphasée au modèle biphasée basé sur la transformation de Park, puis nous avons simulé la machine directement alimentée par deux sources sinusoïdales et équilibrés, après l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension à commande M.L.I.

Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Pour cela, nous avons appliqué deux méthodes, la méthode de commande indirecte, et la méthode de commande directe. On a constaté que la régulation de la vitesse par la méthode directe est mieux que par l'autre méthode. Néanmoins, la fragilité et les problèmes de fiabilité des capteurs de flux, limitent la mise en œuvre de la méthode directe.

Bibliographie

- [1] : Bernard Multon, << Historique des machines électriques et plus particulièrement des machines à réluctance variable >>. La Revue 3 E. I, Société de l'électricité, de l'électronique et des technologies de l'information et de la communication, 1995, pp.3-8. hal-00674038
- [2] : Smail Azzi et Belkacem Azzi, << Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile : Application à la Traction Electrique >>, Mémoire de Master, Université de TIZI-OUZOU, 2014.
- [3] : H. AMIMEUR, << Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement >>, mémoire d'ingénieur, Université de BATNA 2008.
- [4] : E. Levi, <<Recent developments in high performance variable speed multiphase induction motor drives >> Sixth International Symposium Nikola Tesla, Belgrade, SASA, Serbia, October 18–20 2006.
- [5] : Daniel Roger, << La machine asynchrone double étoile, Régimes Transitoires, alimentation à fréquence variable >>, Thèse de Doctorat de l'Université de Lille, France, 1993
- [6] : HADIOUCHE, <<Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structures>>, thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy I, France, Décembre 2001.
- [7] : https://electrotoile.eu/reseau_triphasé.php
- [8] : <https://www.astuces-pratiques.fr/electronique/le-moteur-asynchrone-couplage-etoile-triangle>
- [9] : K. Idjdarene, «Contribution à l'étude et la commande de génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes», Thèse de Doctorat, Université de Lille1, 2010.
- [10] : KERCHA., « Etude et modélisation des machines électriques double étoile » Mémoire Master académique UNIVERSITÉ KASDI MERBAH OUARGLA.2013
- [11] : E. Merabet, << Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile>> Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, 2008
- [12] : S. Benrabia et A. Bendib « Simulation numérique d'un moteur asynchrone double étoile, modélisation ». mémoire d'ingénieur université de M'sila, 2005.
- [13] : B. Mahrez A. Malik, <<Etude et Modélisation d'une Génératrice Asynchrone à Double étoile : Application dans un Système Eolien >>, Mémoire de MASTER ACADÉMIQUE,

université de Tizi-Ouzou, 2014

[14] : Z. Oudjebour, E. M. Berkouk, N. Sami, S. Belgasmi, S. Arezki, I. Messaif, <<Indirect space vector control of a double star induction machine fed by two five-levels NPC VSI >>, International Conference on Electric Machine, ICEM'04, Poland, 2004.

[15] : K.Hamitouche, << Contribution à l'Amélioration des Performances d'une Chaîne de Traction Ferroviaire >>, Mémoire de Magister, Bejaia, 2013.

[16] : S. Chekkal, D. Aouzellag, K. Ghedamsi, H. Amimeur, « New control strategy of wind generator based on the dual-stator induction generator », 10th International Conference on Environmental and Electrical Engineering IEEEIC'11, c 2011 IEEE, pp. 268–271, Rome, Italy, 2011.

[17] : Y.BEKAKRA << Etude et Commande du Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées >>, Magister en Electrotechnique, Centre Universitaire d'El-oued, 2010.

[18] : S. Drid, <<Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation : Théorie & Expérimentation, >> Thèse de doctorat de l'université de Batna Novembre 2005.

[19] : A. Bouagga et S.Merabet <<Commande d'une machine Asynchrone à double stator par régulateur glissant >>, Master académique, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, 2019

[20] : B. KIYYOUR,<< Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile >>, Thèse de doctorat de l'université de Biskra, 2020.

Annexe :

- Resistance du premier enroulement statorique $R_{s1} = 3,72 \Omega$
- Resistance du deuxième enroulement statorique $R_{s2} = 3,72$
- Resistance rotorique $R_r = 2,12 \Omega$
- Inductance du premier enroulement statorique $L_{s1} = 0,022$
- Inductance du deuxième enroulement statorique $L_{s2} = 0,02$
- Inductance rotorique $L_r = 0,006 \text{ H}$
- Inductance mutuelle $L_m = 0,3672 \text{ H}$
- Moment d'inertie $J = 0,0662 \text{ kg.m}^2$
- Coefficient de frottement $K_f = 0,001 \text{ N.m.s/rad}$
- Fréquence nominale $f = 50 \text{ Hz}$
- Nombre de paires de pôles $p = 1$