

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

SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA

FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDES

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

OPTION : ÉLECTROMÉCANIQUE

THÈME

COMMANDE VÉCTORIELLE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE A DOUBLE ÉTOILE

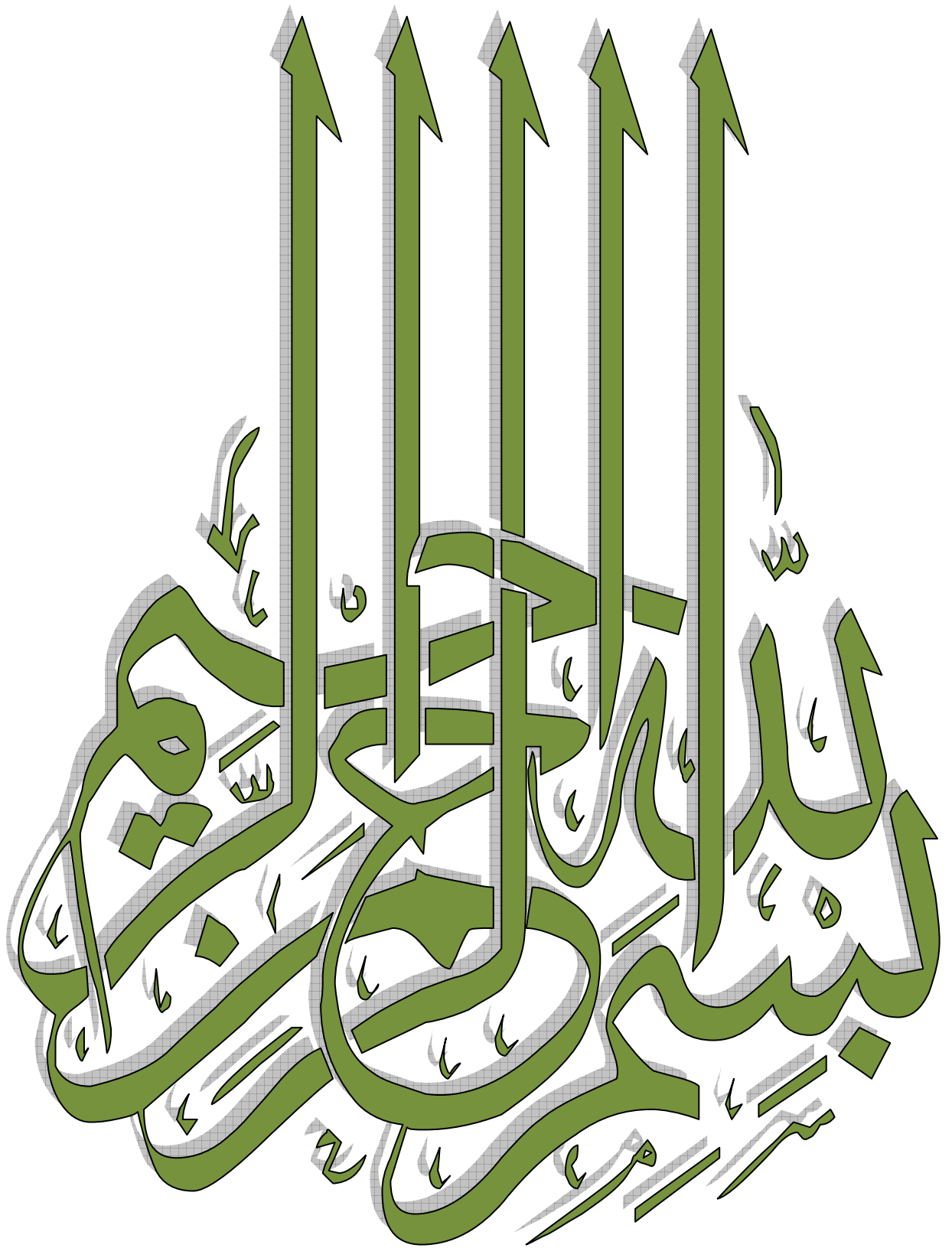
Proposé et dirigé par :

Mme . BENALIA Leila.

Présenté par :

BENAISSA Zakaria.
BENNENI Samir.

ANNÉE UNIVERSITAIRE: 2007-2008



Remerciements

À l'issue de cette fin d'étude, nous adressons nos sincères remerciements premièrement à Dieu tout puissant qui nous a donné la santé, la volonté et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années. Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Mme BENALIA Leila pour son dévouement incessant, ses orientations et surtout sa gentillesse afin de nous permettre l'accomplissement de ce travail.

Qu'il nous soit permis aussi d'exprimer nos vifs remerciements et notre gratitude à tous ceux qui ont accepté de juger ce travail, ainsi qu'à ceux qui nous ont aidé de près comme de loin pour le mener à bien.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à notre formation. Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues

Benaïssa et Benneni

DEDICACE

Au nom de dieu Je dédie ce modeste mémoire à mes parents qui ont su me soutenir tout long de mes études, parfois me reconforter dans les moments difficiles, et qui sans eux je n'aurai pu effectuer ce travail.

Je dédie ce modeste travail

A ma très chère sœur

A mes très chers frères : tayabe saïde Abdenour

à toute ma famille

à tous les habitants de city Doubaï et city oilad-sidi-Brahim à M'sila.

A tous mes amis

A tous les étudiants de l'électromécanique.

Notre dédicace va également à ceux qui ont participé de près ou de loin à l'aboutissement de nos efforts.

BENAISSA Zakaria

A large, jagged iceberg floats in the ocean under a cloudy sky. The iceberg is the central focus, with its peak reaching towards the top of the frame. The water is dark blue, and the sky is filled with soft, white clouds. The overall mood is serene and majestic.

Dédicace

Avant tout, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir
Donner le courage et la patience pour réaliser ce modeste travail.
Je dédie ce travail à :

A ma mère avec toute mon affection.

A mon père avec toute ma reconnaissance.

A mes frères que dieu le garde.

A mes sœurs que dieu le protège.

A ma famille proche et loin.

*A tous mes amis et mes collègues d'études surtout ceux
d'électromécaniques promotion 2008.*

BENENI Samir

NOTATION

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

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

SOMMAIRE

SOMMAIRE

TABLE DES MATIÈRES

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

CHAPITRE I LES MACHINES MULTIPHASÉES

I.A. INTRODUCTION	003
I.B. CARACTÉRISTIQUES DES MACHINES MULTIPHASÉES	004
I.B.1. Machines multiphasées de "Type 1"	004
I.B.2. Machines multiphasées de "Type 2"	006
I.B.3. Interactions possibles entre harmoniques d'espace et de temps de la f.m.m.....	007
I.C. AVANTAGES DES MACHINES MULTIPHASÉES	010
I.C.1. Introduction.....	010
I.C.2. Elimination d'harmoniques d'espace	010
I.C.3. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques	011
I.C.4. Amélioration de la fiabilité	011
I.C.5. Segmentation de puissance	012
I.D. INCONVÉNIENTS DES MACHINES MULTIPHASÉES	012
I.E. CONCLUSION, CONTEXTE DE L'ETUDE	013

CHAPITRE II MODELISATION DE LA MASDE

II.1. INTRODUCTION	014
II.2. DESCRIPTION DE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE.....	014
II.2.1. Principe de fonctionnement de la MASDE.....	014
II.3. MODELISATION DE LA MASDE	015
II.3.1 Hypothèse simplificatrices.....	015
II.3.2 Modèle de la MASDE	016
II.4. EQUATIONS ELECTRIQUE DE LA MASDE	016
II.4.1 Equations magnétiques de la MASDE.....	018
II.4.2 Equations magnétiques de la MASDE développés.....	019
II.5 ENERGIE MAGNETIQUE	021
II.6 COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.....	021
II.7 EQUATION MECANIQUE.....	021
II.8 TRANSFORMATIION DE BASE DE PARK	022
II.8.1 Modèle de Park de la MASDE	023
II.8.2 Equation transformées	023
II.9 EQUATION MATRICIELLE DE LA MASDE AVEC TRANSFORMATION DE PARK...024	
II.9.1 Equation des tentions.....	024

II.9.1.1 Les équations des tensions définitifs de la MASDE.....	025
II.9.2 Equation magnétique.....	025
II.9.3 Equation mécanique.....	027
II.9.3.1 Puissance instantanée.....	027
II.9.3.2 Couple électromagnétique.....	028
II.10 CHOIX DU REFERENTIAL	029
II.10.1 Référentiel lie au stator.....	029
II.10.2 Référentiel lie au rotor.....	029
II.10. Référentiel lie au champ tournant	030
II.11 MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT	030
II.12 SIMULATION DE LA MASDE ALIMENTEE PAR LE RESEAU ELECTRIQUE	033
II.12.1 Introduction	033
II.12.2 Brève présentation du logiciel Simulink™.....	034
II.12.3 Présentation de travail	035
II.13 RESULTATS DE SIMULATION	036
II.14 INTERPRETATION DES RESULTATS	039
II.15 CONCLUSION	040

CHAPITRE III ASSOCIATION DE LA MASDE-ONDULEUR DE TENSION

III.1. INTRODUCTION	041
III.2 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE	041
III.2.1 Modélisation du redresseur	041
III.2.2 Modélisation du filtre	043
III.2.3 Modélisation de l'onduleur	044
III.3 STRATEGIE DE COMMANDE PAR MLI TRIANGULO-SINUSOIDALE	046
III.3.1 Association onduleur de tension –MASDE	049
III.4 RESULTAT DE SIMULATION DE MASDE	050
III.4.1 Interprétation des résultats de MASDE	051
III-5 conclusion	052

CHAPITRE IV COMMANDE VECTORIELLE DE LA MASDE

IV.1. INTRODUCTION	053
IV.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	053
IV.3. METHODES DE LA COMMANDE VECTORIELLE	055
IV.3.1. Méthode directe.....	055
IV.3.2. Méthode indirecte.....	056
IV.4. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE SANS REGLAGE DE VITESSE	056
IV.4.1. Synthèse des régulateurs de courant.....	059
IV.4.1.2. Discrétisation du régulateur PI.....	059
IV.4.2. Résultats de simulation.....	061
IV.4.3. Interprétations des résultats.....	062
IV.5. REGULATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE INDIRECTE	062

IV.5.1. Bloc de Défluxage.....	063
IV.5.2. Régulateur de vitesse.....	063
IV.5.2.1. Calcul des paramètres du régulateur PI.....	064
IV.5.2.2. Discrétisation du régulateur PI	064
IV.5.3. Les résultats de simulation	065
IV.5.3.1. Interprétations des résultats	067
IV.6. REGULATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE DIRECTE	068
IV.6.1. Estimateur du flux	070
IV.6.2. Régulateur du flux	070
IV.6.2.1 Calcul des paramètres du régulateur PI	070
IV.6.3. Interprétations des résultats.....	072
IV.7. TESTS DE ROBUSTESSE	073
IV.7.1. Résultats de simulation	073
IV.7.2. Interprétations des résultats	074
IV.8. CONCLUSION	074
Conclusion générale.....	075

ANNEXE

PHOTOS DU PROTOTYPE DE MASDE

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Les figures

Chapitre II : Modélisation de la MASDE

Fig. II.1 modes de fonctionnement.	09
Fig. II.2 Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double étoile.....	10
Fig. II.3 Représentation schématique du modèle de PARK de la MASDE.....	17
II.4 Schéma de la simulation d'une MASDE alimenté en tension.....	28
Fig. II.5 Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double étoile lors d'un démarrage à vide.....	31
Fig. II.6 : Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double étoile lors d'une application d'un couple résistant $C_r=14$ entre (1.5 et 3 s).....	32

Chapitre III : Association MASDE - onduleur de tension

Fig. III.1 Redresseur à diodes.....	35
Fig. III.2 Tension redressée.....	35
Fig. III.3 Représentation de filtre.....	36
Fig. III.4 Schéma de l'onduleur de tension.....	37
Fig. III.5 Schéma d'un bras de l'onduleur.....	38
Fig. III.6 Principe de la MLI Sinus-Triangle.....	39
Fig. III.7 Principe d la technique triangulo-sinusoidal.....	41
Fig. III-8 Association de deux onduleurs de tension à MLI triangulo-sinusoidale.....	42
Fig. III.9 : Schéma de la simulation d'une MASDE alimentée par un onduleur à deux niveaux.....	42
Fig. III.10 schéma de la simulation de l'onduleur deux niveaux.....	43
Fig. III.11 Réponses de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension lors d'une application d'un couple résistant $C_r=15N.m$ durant (de 1 à 1.8) s.....	44

Chapitre IV : Commande Vectorielle de la MASDE

Fig. IV-1 : Principe de la commande vectorielle.....	47
Fig. IV.2 Orientation du flux rotorique sur l'axe d.....	47
Fig. IV.3 : Bloc de commande à flux Orienté.....	49
Fig. IV.4 : Schéma de régulation des courants.....	52
Fig. IV.5 : Bloc de découplage en tension (FOC).....	53
Fig. IV.6 : Schéma de la commande découplée par orientation de flux appliquée sur la MASDE.....	54
Fig. IV.7 : Réponse de la MASDE lors d'une commande par orientation du flux rotorique.....	55
Fig. IV.8 : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte.....	56
Fig. IV.9 : Schéma réduit de régulation de vitesse.....	56
Fig. IV.10 : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge $C_r=14N.m$ entre [1, 3] s.....	58
Fig. IV.11 : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte.....	59
avec une inversion de vitesse à l'instant $t=2.5s$	60
Fig. VI-12 .Bloc de découplage en tension modifie (MFOC).....	61
Fig. IV.13 : Bloc de commande à flux Orienté modifie.....	62
Fig. IV.14 : Régulation de la vitesse par la méthode directe.....	62
Fig. IV.15 : Schéma réduit de régulation de flux.....	63

<i>Fig. IV.16 : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec Application d'une charge $C_r = 14N.m$ à $t = 2s$.....</i>	<i>64</i>
<i>Fig. IV.17 : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec une inversion de vitesse de (3000 à -3000) tr/mn est effectuée à $t = 2.5s$.....</i>	<i>65</i>

Les tableaux

Chapitre I : Les machines multiphasées

<i>Tab. I.1. Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 1).....</i>	<i>05</i>
<i>Tab. I.2. Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair (machines multiphasées de Type 2).....</i>	<i>.06</i>

Chapitre IV : Commande Vectorielle de la MASDE

<i>Tab IV.1 : Paramètres des régulateurs des courants.....</i>	<i>55</i>
<i>Tab IV.9.2 : paramètres des régulateurs utilisés.....</i>	<i>58</i>

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GENERALE

Le monde industriel a été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu, cependant les machines à courant alternatifs présentent de nombreux avantages, notamment en ce qui concerne la simplicité de construction due à l'absence du collecteur mécanique.

Les techniques modernes d'entraînement reposent sur une utilisation de plus en plus large de machine asynchrone, cela est motivé par sa robustesse, sa fiabilité électromécanique, son faible coût. Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée pour effectuer de la vitesse variable.

Récemment les chercheurs s'intéressent de plus en plus à la commande des machines multi phase, en particulier, la machine asynchrone à double étoile nécessitant une double alimentation triphasée statorique. Cette dernière présente plusieurs avantages de fiabilité, et minimise les pulsations du couple, permet d'utiliser des composants électroniques de puissance de dimensionnement réduit pour des fréquences de commutation plus élevés qu'avec les machines simple. Cependant lorsque les machines asynchrones à double étoile sont entraînées avec des onduleurs des tensions provoquent des harmoniques de courants ce qui ajoute des pertes supplémentaires.[1].

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

Il existe plusieurs techniques de commandes appliquées sur les machines asynchrones classique, parmi ces techniques on cite la commande par modes glissants, adaptative, par retour d'état, par logique floue et la commande vectorielle.

OBJECTIF DU MEMOIRE :

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation numérique des performances de la commande vectorielle directe et indirecte par orientation du flux rotorique d'une MASDE.

Le présent mémoire est organisé de la manière suivante :

- Le premier chapitre est consacré à l'étude des machines multiphasées (caractéristiques, avantages et inconvénients de ces machines)
- Dans le deuxième chapitre, la modélisation de la machine asynchrone double étoile alimentée en tension sera présentée. La simulation de ce modèle sera effectuée pour montrer les contraintes de la machine en boucle ouverte.
- Dans le troisième chapitre, la modélisation d'un onduleur à deux niveaux sera présentée ainsi que l'alimentation de la MASDE par ce onduleur.
- Le quatrième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle directe et indirecte par orientation du flux rotorique, puis la comparaison entre les deux commandes.

En fin, une conclusion générale sera donnée et où seront présentées les perspectives à envisager pour la continuation du présent travail.

CHAPITRE I

LES MACHINES MULTIPHASÉES

I. INTRODUCTION:

Les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multiphasées".

Dès la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance [13] [11].

Les machines multiphasées ont par la suite fait l'objet d'un intérêt grandissant, pour différentes raisons :

- ✓ segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur-machine de forte puissance avec des composants de calibre réduit (ceux existants à l'époque) [39] [28]
- ✓ améliorer les performances des machines alimentées par des tensions ou courants de forme rectangulaire (onduleurs fonctionnant en pleine onde) [31] [37] [30] [38] [23]
- ✓ diminuer les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques [32] [21] [12] [29] [22] [10]
- ✓ améliorer la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes) [24] [26]
- ✓ élargir les possibilités de commande par commutation de la vitesse synchrone, en changeant la séquence des tensions appliquées à la machine [33] [18] [14] [15][17]
- ✓ diminuer le contenu harmonique du courant du bus continu lors d'une alimentation par onduleurs [19] [20] [27]

Les lignes de transmission multiphasées ont aussi fait l'objet d'études et d'analyses de faisabilité [34] [35], dans le but d'accroître la puissance qu'elles peuvent transporter.

Récemment encore, un groupe de recherche français auquel nous participons (*GDR Sécurité et Disponibilité des Systèmes Electrotechniques, atelier Commande, projet "Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs"*) a développé un formalisme dont le but est de généraliser la description, l'analyse puis la commande des systèmes multimachines multiconvertisseurs, dont les systèmes multiphasés font partie.

La littérature n'est cependant pas très abondante concernant les articles de synthèse sur les machines multiphasées. Le lecteur pourra néanmoins trouver des études intéressantes dans les articles suivants : [31] [25] [19]. Ce chapitre permettra d'une part de présenter les caractéristiques intrinsèques de ces machines, leurs avantages et inconvénients, et d'autre

part d'introduire la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE) et de la situer dans l'ensemble des machines multiphasées.

I.1 . CARACTERISTIQUES DES MACHINES MULTIPHASEES:

On distingue habituellement deux types de machines multiphasées, suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois [25] [36]. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera "machines multiphasées de Type 1" et "machines multiphasées de Type 2". De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois.

🚩 I.1.1. Machines multiphasées de "Type 1":

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

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

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

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

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

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	
12	12	$\pi/12$	

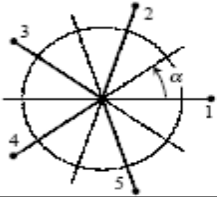
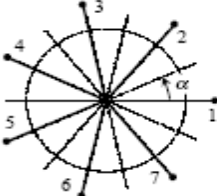
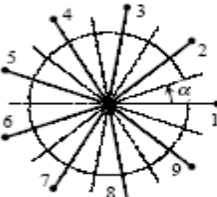
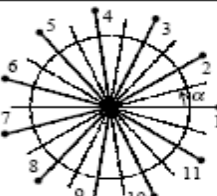
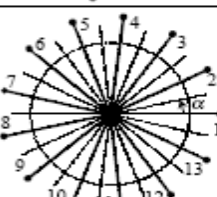
Tab. I.1. Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois
(machines multiphasées de Type 1.[11])

1.1.2. Machines multiphasées de "Type 2":

Les machines multiphasées de "Type 2" sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $2\pi/q = 2\alpha$. On a donc toujours :

$$q = q_\alpha = \pi/\alpha \quad (1.2)$$

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

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

Tab. I.2. Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair (machines multiphasées de Type 2.[1])

I.2. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES MACHINES MULTIPHASEES:

Parmi les avantages des machines double étoile on peut citer, la segmentation de puissance et de l'amélioration de la fiabilité, et ils un concept très intéressant, surtout pour des applications de forte puissance.[1]

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

L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleurs de tension. [1] Ce problème a déjà fait l'objet de nombreuses études.

I.3. CONCLUSION:

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux machines multiphasées et ce qu'elles pouvaient apporter de plus que les machines triphasées. Nous avons tout d'abord présenté les machines multiphasées les plus courantes, la machine double étoile étant l'une d'entre elles. Le chapitre suivant présente la modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE).

CHAPITRE II
MODÉLISATION
DE
LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ÉTOILE

II.1 INTRODUCTION :

Le développement du modèle mathématique de la machine asynchrone à double étoile est effectué par le changement de base qui s'appuie sur la théorie de PARK pour but de la simplification et de représentation des équations différentielles. La simulation de la machine est alors fondée sur la représentation d'état.

De nos jours, grâce au développement de la technologie, l'utilisation d'ordinateur est devenue indispensable pour la résolution des équations différentielles avec un temps de calcul considérablement réduit.

Pour simuler la machine asynchrone à double étoile on utilise l'interface SIMULINK de MATLAB, grâce à sa librairie très riche et son mode de programmation, la simulation des systèmes dynamiques devient plus aisée. Les différents signaux peuvent être visualisés à l'aide d'instruments virtuels.

II.2 DESCRIPTION DE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE:

La machine asynchrone à double étoile est une machine asynchrone triphasée qui comprend deux bobinages statoriques triphasés fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux étoiles sont déphasées entre elles d'un angle électrique ($\alpha=\pi/6$) chacun d'elle comporte trois enroulements, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique ($2\pi/3$) et sont alimentés par un système de tension équilibré, qui en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer. Le rotor est à cage d'écureuil constitué de barres conductrices court circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

II.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MASDE:

Les courants triphasés de fréquence « f_s » alimentant l'enroulement 1 du stator de la machine, donnent naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme « N_s » [3] Tel que:

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

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

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

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

$$N' = N_s - N_r$$

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

$$g = \frac{N'}{N_s} = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement.



Fig. II.1 modes de fonctionnement.

Dans notre étude, nous nous sommes intéressés au mode de fonctionnement «Moteur».

II .4 MODELISATION DE LA MASDE :

✚ II.4.1 Hypothèse simplificatrices:

Pour simplifier l'étude de cette machine, on considère les hypothèses suivantes : [1]

- le circuit magnétique est non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaire des courants.
- les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées.
- les forces magnétomotrices créés par chacun des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale.[1].[9]
- l'entrefer est constant.
- L'effet de la variation de la température sur les résistances statorique et rotorique est négligeable.
- effet de peau négligé.
- La parfaite symétrie de la machine tant magnétique qu'électrique.

II.4.2 Modèle de la MASDE:[1]

La représentation schématique de la machine asynchrone à double étoile dans l'espace électrique est donnée sur la figure (II-2).

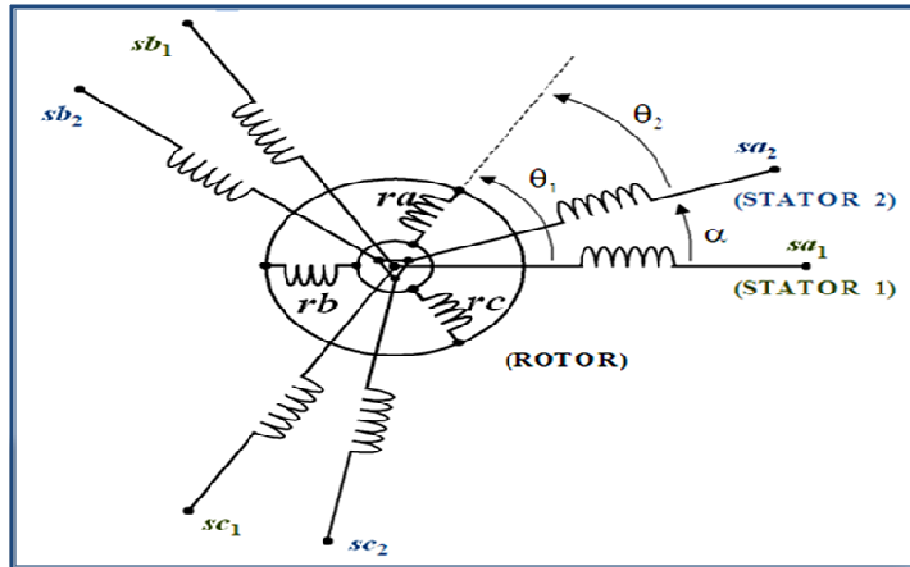


Fig. II-2 Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double étoile.

II.5. EQUATIONS ELECTRIQUE DE LA MASDE :

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

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

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

$$\text{Pour rotor : } \begin{cases} 0 = R_{ra} I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ 0 = R_{rb} I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ 0 = R_{rc} I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

La forme matricielle est la suivante :

$$\text{Pour l'étoile 1 : } [V_{s1}] = [R_{s1}] [I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \quad (\text{II-4})$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } [V_{s2}] = [R_{s2}] [I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \quad (\text{II-5})$$

$$\text{Pour le rotor : } [0] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{II-6})$$

On pose :

$$\begin{aligned} R_{sa1} &= R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1} \\ R_{sa2} &= R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2} \end{aligned}$$

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

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

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

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$$[V_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} ; \quad [V_{s2}] = \begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix}$$

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

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

$$[I_{as1}] = \begin{bmatrix} I_{as1} \\ I_{bs1} \\ I_{cs1} \end{bmatrix} ; \quad [I_{as2}] = \begin{bmatrix} I_{as2} \\ I_{bs2} \\ I_{cs2} \end{bmatrix} ; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}$$

$[I_{as1}]$: Matrice du courant statorique de l'étoile1.

$[I_{as2}]$: Matrice du courant statorique de l'étoile2.

$[I_{ar}]$: Matrice du courant rotorique.

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

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

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

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

II.5.1 Equations magnétiques de la MASDE :

C'est à partir de la matrice $[L(\theta)]$ qu'on obtient les équations du flux en fonction des courants.

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s1s1} & L_{s1s2} & L_{s1r} \\ L_{s2s1} & L_{s2s2} & L_{s2r} \\ L_{rs1} & L_{rs2} & L_{rr} \end{bmatrix}$$

Les équations des flux statoriques et rotorique sous forme matricielle est donnée par :

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

II.5.2 Equations magnétiques de la MASDE développés :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{a1} \\ \Phi_{b1} \\ \Phi_{c1} \\ \Phi_{a2} \\ \Phi_{b2} \\ \Phi_{c2} \\ \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{a1a2} & M_{ab2} & M_{ac2} & M_{a1a} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c} \\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c} \\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c} \\ M_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca1} & M_{cb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a1} \\ I_{b1} \\ I_{c1} \\ I_{a2} \\ I_{b2} \\ I_{c2} \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

M_{ij} : Inductance mutuelle relative aux deux étoiles ou l'étoile et le rotor ($i \neq j$).

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

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

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

L'hypothèse simplificatrice usuelle de la représentation sinusoïdale des f.m.m nous donne les expressions suivantes :

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

$$[L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

$$[L_{s1s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\gamma) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma) \end{bmatrix} \quad (\text{II-11})$$

$$[L_{s1r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II-12})$$

$$[L_{s2r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma) \end{bmatrix} \quad (\text{II-13})$$

$$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}]^t$$

$$[L_{s1r}] = [L_{rs1}]^t$$

$$[L_{s2r}] = [L_{rs2}]^t$$

L_{s1}, L_{s2}, L_r : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances de l'étoile1, 'étoile2 et du rotor.

L_{ms} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles statoriques.

L_{mr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles rotorique.

L_{sr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre une étoile et le rotor.

II.6 ENERGIE MAGNETIQUE :

Elle peut être calculée à partir de l'expression :

$$\omega_{mag} = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [I_r]^t [\Phi_r]) \quad (\text{II-14})$$

II.7 COUPLE ELECTROMAGNETIQUE:

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

$$C_{em} = \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_m} = P \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_e} \quad (\text{II-15})$$

Avec : P : nombre de paire de pole.

θ_m : Angle mécanique.

θ_e : Angle électrique.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \left(\frac{p}{2} \right) \left([I_{s,abc1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1r}] [I_{r,abc}]^t + [I_{s,abc2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2r}] [I_{r,abc}]^t \right) \quad (\text{II-16})$$

II.8 EQUATION MECANIQUE :

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (\text{II-17})$$

F_r : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant.

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

II.9 TRANSFORMATIUN DE BASE DE PARK :[1]

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

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

On transforme le système triphasé on un système biphasée tournant.

La matrice de Park. est définie comme suit :

$$\text{Pour l'étoile 1: } [p(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

$$\text{pour l'étoile 2: } [p(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-19})$$

$$\text{pour le rotor: } [p(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-20})$$

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

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

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

II.9.1 Modèle de Park de la MASDE :[1]

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

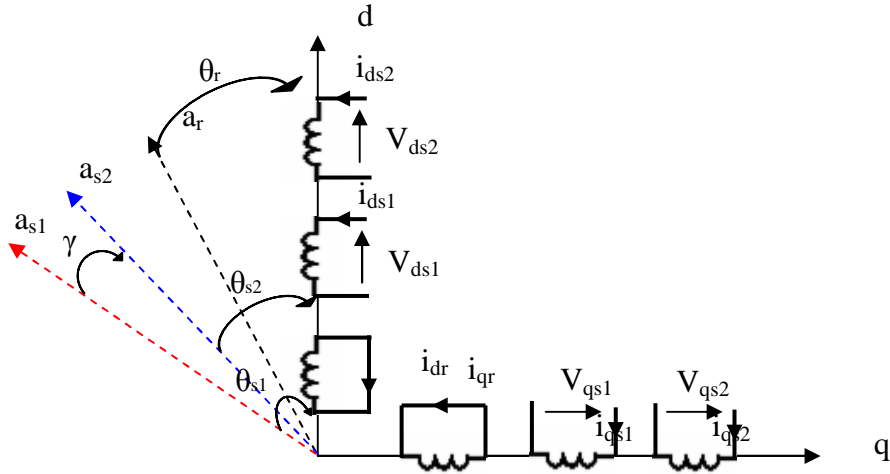


Fig. (II-3) Représentation schématique du modèle de PARK de la MASDE

II.9.2 Equations transformées:

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

Transformation de tension :

$$[V_{s1}] = [P(\theta_{s1})][L_{s1p}] \quad (\text{II-21})$$

$$[V_{s2}] = [P(\theta_{s2})][L_{s2p}] \quad (\text{II-22})$$

Transformation des courants :

$$[I_{s1}] = [P(\theta_{s1})][I_{s1p}] \quad (\text{II-23})$$

$$[I_{s2}] = [P(\theta_{s2})][I_{s2p}] \quad (\text{II-24})$$

$$[I_r] = [P(\theta_r)][I_r] \quad (\text{II-25})$$

Transformation des flux :

$$[\Phi_{s1}] = [P(\theta_{s1})][\Phi_{s1p}] \quad (\text{II-26})$$

$$[\Phi_{s2}] = [P(\theta_{s2})][\Phi_{s2p}] \quad (\text{II-27})$$

$$[\Phi_r] = [P(\theta_r)][\Phi_r] \quad (\text{II-28})$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_{s1p}] &= \begin{bmatrix} V_{s10} \\ V_{s1d} \\ V_{s1q} \end{bmatrix}, & [V_{s2p}] &= \begin{bmatrix} V_{s20} \\ V_{s2d} \\ V_{s2q} \end{bmatrix}, & [I_{s1p}] &= \begin{bmatrix} I_{s10} \\ I_{s1d} \\ I_{s1q} \end{bmatrix}, & [I_{s2p}] &= \begin{bmatrix} I_{s20} \\ I_{s2d} \\ I_{s2q} \end{bmatrix} \\ [I_{rp}] &= \begin{bmatrix} I_{r0} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix}, & [\Phi_{s1p}] &= \begin{bmatrix} \Phi_{s10} \\ \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \end{bmatrix}, & [\Phi_{s2p}] &= \begin{bmatrix} \Phi_{s20} \\ \Phi_{s2d} \\ \Phi_{s2q} \end{bmatrix}, & [\Phi_{rp}] &= \begin{bmatrix} \Phi_{r0} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

II.10 EQUATION MATRICIELLE DE LA MASSE AVEC TRANSFORMATION DE PARK :

II.10.1 Equation des tentions:

En appliquant la transformation de PARK :

$$[P(\theta_{s1})][V_{s1p}] = [R_{s1}][P(\theta_{s1})][I_{s1p}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})][\Phi_{s1p}]) \quad (\text{II-29})$$

$$[P(\theta_{s2})][V_{s2p}] = [R_{s2}][P(\theta_{s2})][I_{s2p}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s2})][\Phi_{s2p}]) \quad (\text{II-30})$$

$$0 = [R_r][P(\theta_r)][I_r] + \frac{d}{dt}([P(\theta_r)][\Phi_r]) \quad (\text{II-31})$$

Multiplions l'équation (II-29) par $[P(\theta_{s1})]^{-1}$ on obtient :

$$[V_{s1p}] = [R_{s1}][I_{s1p}] + [P(\theta_{s1})]^{-1} \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})][\Phi_{s1p}]) \quad (\text{II-32})$$

$$[V_{s1p}] = [R_{s1}][I_{s1p}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1p}] + [P(\theta_{s1})]^{-1} \frac{d\theta}{dt} \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})][\Phi_{s1p}]) \quad (\text{II-33})$$

On pose : $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$

D'ou le résultat final est donné par :

$$\begin{bmatrix} V_{os1} \\ V_{ds1} \\ V_{qs1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{os1} \\ I_{ds1} \\ I_{qs1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{os1} \\ \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} 0 \\ -\Phi_{qs1} \\ \Phi_{ds1} \end{bmatrix} \quad (\text{II-34})$$

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

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} - \omega_s \Phi_{ds1} \end{cases} \quad (\text{II-35})$$

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

$$\begin{cases} V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} - \omega_s \Phi_{ds2} \end{cases} \quad (\text{II-36})$$

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

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-37})$$

• **II.10.1.1 Les équations finales des tensions de la MASDE:**

Les équations des tensions statoriques des deux étoiles et du rotor sont données par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} - \omega_s \Phi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} - \omega_s \Phi_{ds2} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-38})$$

II.10.2 Equation magnétique:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II-39})$$

$$[\Phi_{s1}] = [L_{s1s1}][I_{s1}] + [L_{s1s2}][I_{s2}] + [L_{s1r}][I_r] \quad (\text{II-40})$$

$$[\Phi_{s2}] = [L_{s2s1}][I_{s1}] + [L_{s2s2}][I_{s2}] + [L_{s2r}][I_r] \quad (\text{II-41})$$

$$[\Phi_r] = [L_{rs1}][I_{s1}] + [L_{rs2}][I_{s2}] + [L_{rr}][I_r] \quad (\text{II-42})$$

Après la transformation des flux et des courants on aura :

$$[P(\theta_{s1})][\Phi_{s1p}] = [L_{s1s1}][P(\theta_{s1})][I_{s1p}] + [L_{s1s2}][P(\theta_{s2})][I_{s2p}] + [L_{s1r}][P(\theta_r)][I_{rp}] \quad (\text{II-43})$$

$$[P(\theta_{s2})][\Phi_{s2p}] = [L_{s2s1}][P(\theta_{s1})][I_{s1p}] + [L_{s2s2}][P(\theta_{s2})][I_{s2p}] + [L_{s2r}][P(\theta_r)][I_{rp}] \quad (\text{II-44})$$

$$[P(\theta_r)][\Phi_r] = [L_{rs1}][P(\theta_{s1})][I_{s1p}] + [L_{rs2}][P(\theta_{s2})][I_{s2p}] + [L_{rr}][P(\theta_r)][I_{rp}] \quad (\text{II-45})$$

Des équations (II-43), (II-44) et (II-45) on obtient :

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

$$\begin{cases} \Phi_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}I_{qs2} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II-47})$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II-48})$$

Et sous forme matricielle on a :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{ds2} \\ \Phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{ds2} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-49})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qs1} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs1} \\ I_{qs2} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-50})$$

Avec:

$(L_{s1}+L_m), (L_{s2}+L_m)$: Inductances propre cyclique de l'étoile 1 et 2.

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

$L_m = \frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{mr} = \frac{3}{2}L_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1 et 2 et le rotor.

✚ II.10.3 Equation mécanique:

• II.10.3.1 Puissance instantanée:

La transformation de PARK repose sur l'invariance de la puissance instantanée P dans les deux systèmes de transformation .Ce qui de toute évidence conduit à leur équivalence physique.

$$P = \begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} = V_{as1}I_{as1} + V_{bs1}I_{bs1} + V_{cs1}I_{cs1} + V_{as2}I_{as2} + V_{bs2}I_{bs2} + V_{cs2}I_{cs2} \quad (\text{II-51})$$

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

$$P = (V_{ds1}I_{ds1} + V_{qs1}I_{qs2} + V_{ds2}I_{ds2} + V_{qs2}I_{qs2}) \quad (\text{II-52})$$

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

$$\frac{3}{2} \left\{ \left[\left(R_{s1}I_{qs1} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs1} - \omega_s\Phi_{ds1} \right) (I_{qs1}) \right] + \left[\left(R_{s2}I_{qs2} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs2} - \omega_s\Phi_{ds2} \right) (I_{qs2}) \right] \right\} + \quad (\text{II-53})$$

$$\begin{aligned} P = & \frac{3}{2} \left[R_{s1}(I_{ds1})^2 + R_{s2}(I_{ds2})^2 + R_{s1}(I_{qs1})^2 + R_{s2}(I_{qs2})^2 \right] + \\ & \frac{3}{2} \left[\frac{d}{dt}\Phi_{ds1}I_{ds1} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds2}I_{ds2} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs1}I_{qs1} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs2}I_{qs2} \right] + \\ & \frac{3}{2} \left[\omega_s (\Phi_{ds1}I_{qs1} + \Phi_{ds2}I_{qs2} - \Phi_{qs1}I_{ds1} - \Phi_{qs2}I_{ds2}) \right] \end{aligned} \quad (\text{II-54})$$

Le premier terme entre accolade est identifiable aux pertes joules. Le second terme correspond à la puissance électromagnétique stockée dans le champ. Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

• **II.10.3.2 Couple électromagnétique :**

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega \quad (\text{II-55})$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} \omega_s \left[(\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2}) \right] \quad (\text{II-56})$$

Des équations (II-55) et (II-56) on déduit l'expression du couple électromagnétique comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \frac{\omega_s}{\Omega} \left[(\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2}) \right] \quad (\text{II-57})$$

$$\Rightarrow C_{em} = \frac{3}{2} P \left[(\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2}) \right] \quad (\text{II-58})$$

Où P représente le nombre de pair de pôle.

En remplaçant les équations des flux (II-46),(II-47) dans l'équation de couple (II-58) on aura :

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{3}{2} p \left[\{L_{s1} I_{ds1} + L_m (I_{ds} + I_{ds2} + I_{dr})\} I_{qs1} + \{L_{s2} I_{ds2} + L_m (I_{ds} + I_{ds2} + I_{dr})\} I_{qs2} \right] - \\ &\quad \frac{3}{2} p \left[\{L_{s1} I_{qs1} + L_m (I_{qs} + I_{qs2} + I_{qr})\} I_{ds1} + \{L_{s2} I_{qs2} + L_m (I_{qs} + I_{qs2} + I_{qr})\} I_{ds2} \right] \\ C_{em} &= \frac{3}{2} p L_m \left[I_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - I_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2}) \right] \quad (\text{II-59}) \end{aligned}$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques :

$$\Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \quad (\text{II-60})$$

$$\Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \quad (\text{II-61})$$

D'où de ces deux équations (II-60) et (II-61) on peut tirer :

$$I_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (\text{II-62})$$

$$I_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (\text{II-63})$$

En remplaçant I_{dr} et I_{qr} dans l'équation du couple(II-59) , on aura :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r + L_m} \left[\Phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \Phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2}) \right] \quad (\text{II-64})$$

II.11 CHOIX DU REFERENTIEL :

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique, le choix du référentiel fait selon le problème à étudier. [9]

II.11.1 Référentiel lie au stator:

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad , \quad \text{or } \theta_s = \theta_r + \theta$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -p\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation.

II.11.2 Référentiel lie au rotor:

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = p\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire ou la vitesse de rotation est considérée constante.

II.11.3 Référentiel lie au champ tournant:

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - p\Omega$$

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.12 MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT:

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

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (\text{II-65})$$

Avec :

A : matrice d'évolution du système.

X : vecteur d'état.

B : vecteur de commande.

U : vecteur d'entrée.

On choisissons dans tout ce qui suit, le vecteur $[\Phi_{ds1}, \Phi_{ds2}, \Phi_{qs1}, \Phi_{qs2}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]$ comme vecteur d'état.

A partir des systèmes d'équations (II-46), (II-47) et (II-48) les différents courants s'expriment comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{dm}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{dm}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{dm}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{dm}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{dm}}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{dm}}{L_r} \end{array} \right. \quad (\text{II-66})$$

Avec :

$$\Phi_{dm} = L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \quad (\text{II-67})$$

$$\Phi_{qm} = L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \quad (\text{II-68})$$

Sachant que :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (\text{II-69})$$

Φ_m : Flux magnétisant.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{dm} = \left(\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_{sr}} \right) L_a \\ \Phi_{qm} = \left(\frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_{sr}} \right) L_a \end{array} \right. \quad (\text{II-70})$$

Avec :

$$L_a = \left(\frac{1}{\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r}} \right)$$

En remplaçant le système d'équation (II-66) dans le système d'équation (II-38) on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{dm}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{qm}) + \omega_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{dm}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{qm}) + \omega_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{dr} - \Phi_{dm}) + (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{qr} - \Phi_{qm}) + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{II-71})$$

En développant ce système d'équation (II-31) on aura :

$$\begin{cases}
 \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} = V_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{ds2} + \omega_s \Phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \Phi_{dr} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} = V_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{ds1} + \omega_s \Phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{dr} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} = V_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{qs2} + \omega_s \Phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \Phi_{qr} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} = V_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{qs1} + \omega_s \Phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{qr} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \Phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \Phi_{ds1} + (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{ds2} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{qr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \Phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \Phi_{qs1} - (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{qs2}
 \end{cases} \quad (II-72)$$

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

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

Avec :

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

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

II.13 SIMULATION DE LA MASSE ALIMENTEE PAR LE RESEAU ELECTRIQUE :

II.13.1 Introduction:

L'importance prise ces dernières années par la régulation automatique a posé de nouvelles exigences aux responsables des plans d'études des écoles d'ingénieurs. En effet, comment par exemple envisager le dimensionnement d'un régulateur si l'on ne connaît pas le comportement dynamique du système à régler ?

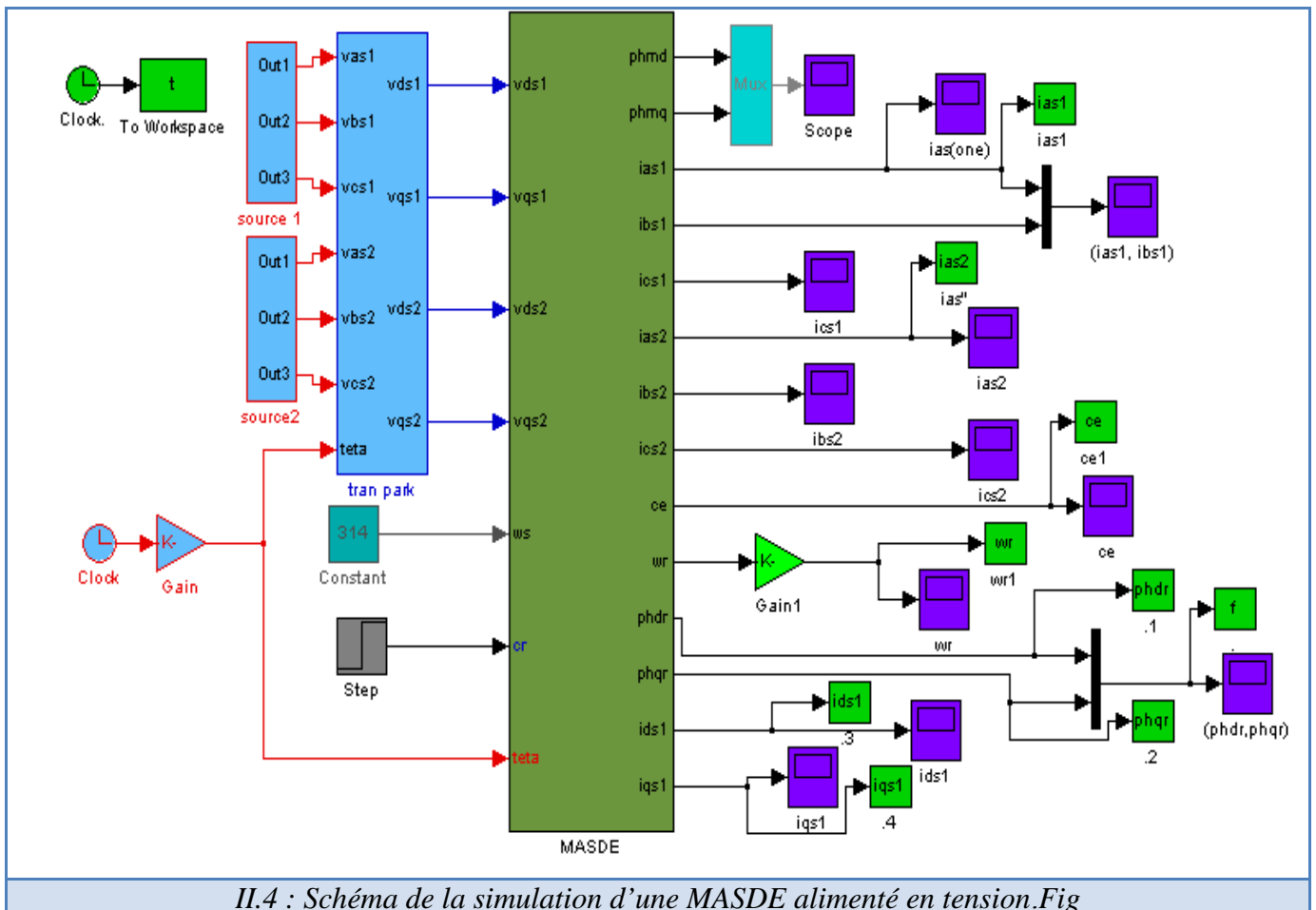
Ces considérations et aussi l'évolution du marché de l'emploi ont imposé des changements. Ainsi, dans le plan d'études des ingénieurs en électrotechnique, le dimensionnement des machines électriques a été supprimé pour laisser la place à des cours de dynamique des machines et d'entraînements réglés.

Les logiciels d'utilisation plus générale pour le calcul matriciel (MATLAB-SIMULINK, ACSL, MATRIXx...). Leur avantage est d'être beaucoup plus ouvert. Par contre leur utilisation nécessite généralement de trouver manuellement les équations différentielles régissant le système. Pour des systèmes complexes, cette recherche peut être laborieuse. [8]

II.13.2 Brève présentation du logiciel Simulink™:

De tels changements ont nécessité la recherche d'outils informatiques performants et faciles à mettre en œuvre. Parmi les nombreux logiciels à disposition, tels que Mathématicien, Maple, Simplorer, Simsens et bien d'autres, a choisi Simulink pour l'étude de la dynamique, car c'est avant

tout un outil d'ingénieurs, pouvant s'appliquer à d'autres domaines que celui de l'électricité, et permettant d'appréhender les problèmes dans une optique déjà axée sur la régulation. Simulations sous MATLAB –Simulink Dans ce paragraphe, nous proposons un modèle réalisé sous forme de schémas blocs à l'aide du logiciel MATLAB- Simulink. Ce modèle est générique et adaptable en fonction de la machine à induction considérée. Afin d'obtenir des simulations les plus saines possibles, nous utiliserons uniquement des fonctions intégrales et bannirons le plus souvent possible les fonctions dérivées. C'est dans cette optique que dans un premier temps, nous isolons les dérivées du flux statorique et du pseudo -flux rotorique. Comme son nom le laisse entendre, le logiciel Simulink de Math Works est destiné à la simulation de systèmes dynamiques. C'est une extension du logiciel MATLAB du même fournisseur. Simulink se caractérise par le fait que les modèles étudiés peuvent être introduits sous forme de schémas -blocs créés et édités par des commandes générées principalement à l'aide de la souris. La figure II- montre Présentation de quelques blocs Simulink Simulation de la machine asynchrone double étoile à l'aide du logiciel Simulink™.



II.4 : Schéma de la simulation d'une MASDE alimenté en tension.Fig

II.13.3 Presentation de travail :

Pour étudier les phénomènes transitoires dans la MASDE on a choisi le référentiel lié au Champ tournant .Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suite:

✓ Pour le stator 1 :

$$\begin{cases} V_{sa1} = \sqrt{2}.V_s.\sin(\omega_s t) \\ V_{sb1} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc1} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II-73})$$

✓ Pour le stator 2 :

$$\begin{cases} V_{sa2} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{sb2} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{sc2} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (\text{II-74})$$

Avec :

V_s : Valeur efficace de tension.

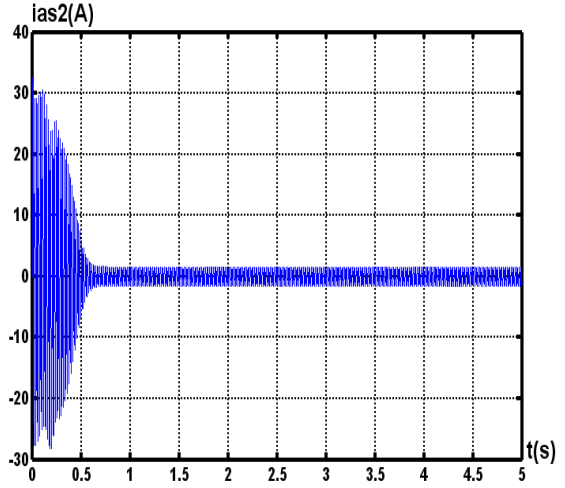
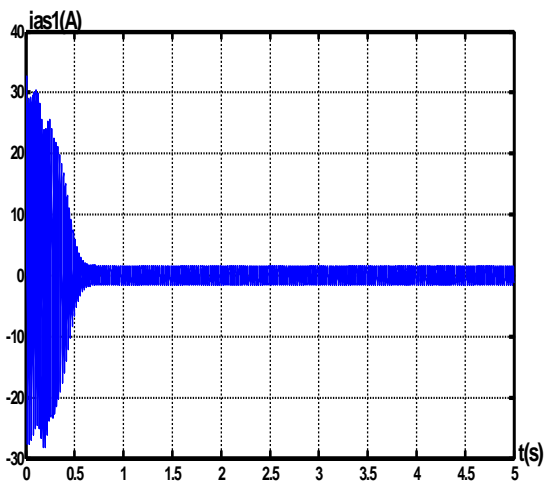
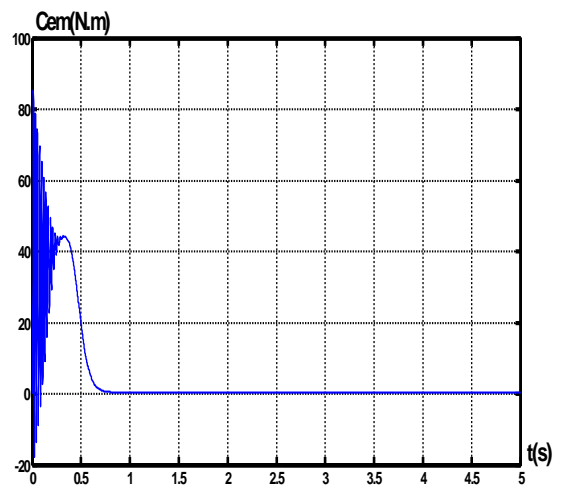
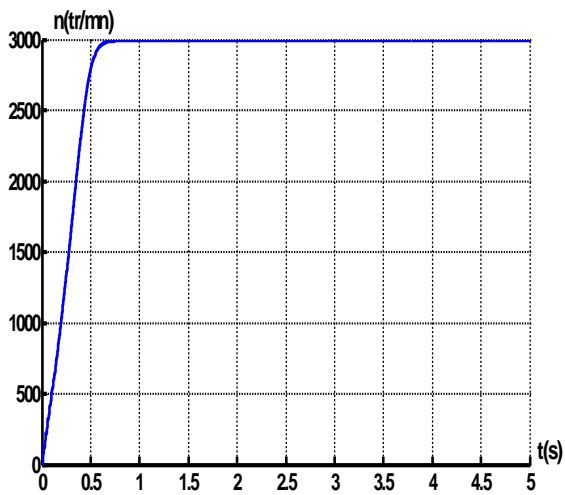
ω_s : Pulsation d'alimentation.

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

II.14 RESULTATS DE SIMILATION:

La figure (II.5) représente les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double étoile lors d'un démarrage à vide.

La figure (II.6) représente les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double étoile lors d'un démarrage pleine tension et avec application d'un couple de charge.



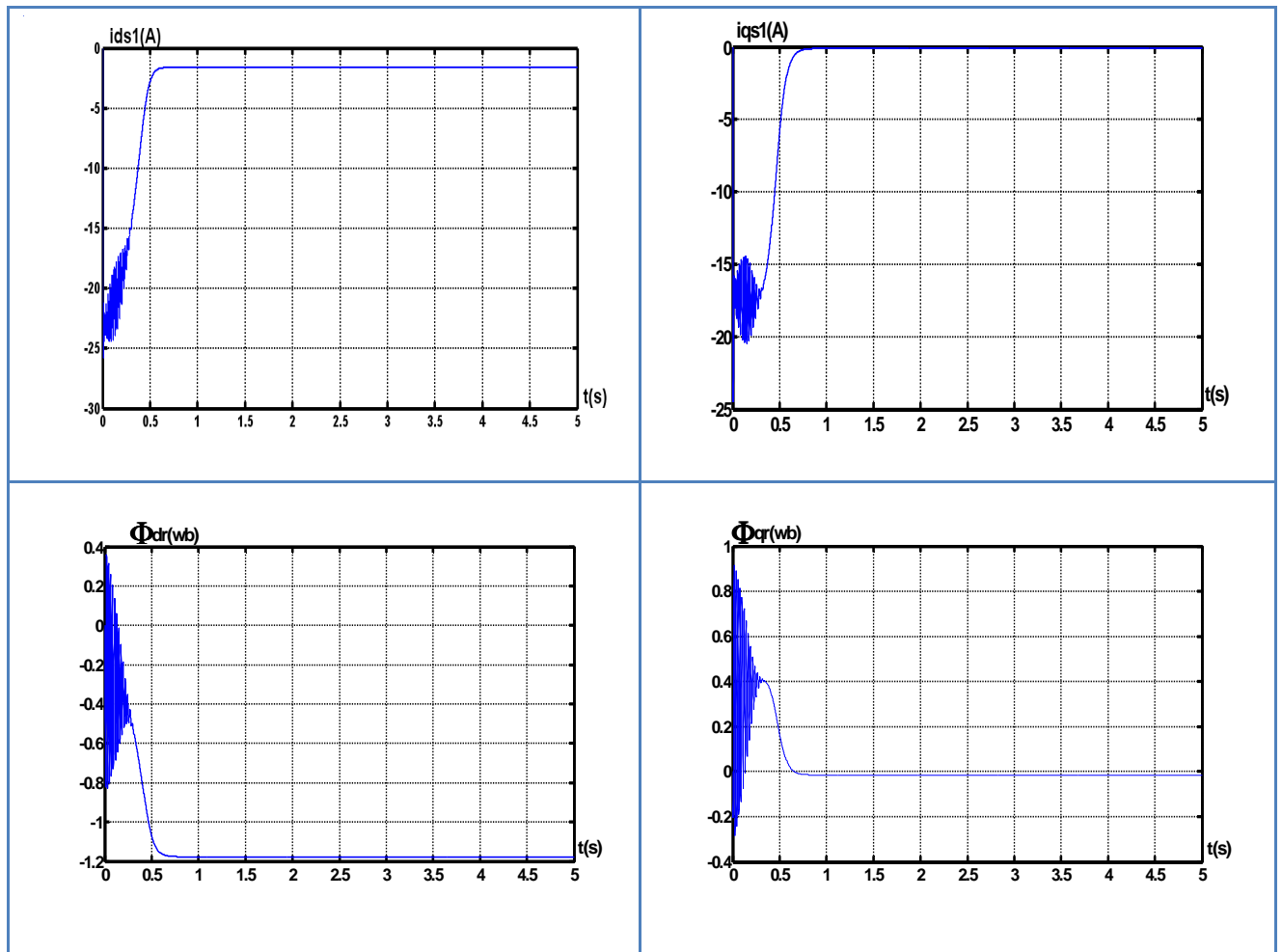


Fig. (II.5) : Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double étoile lors d'un démarrage à vide.

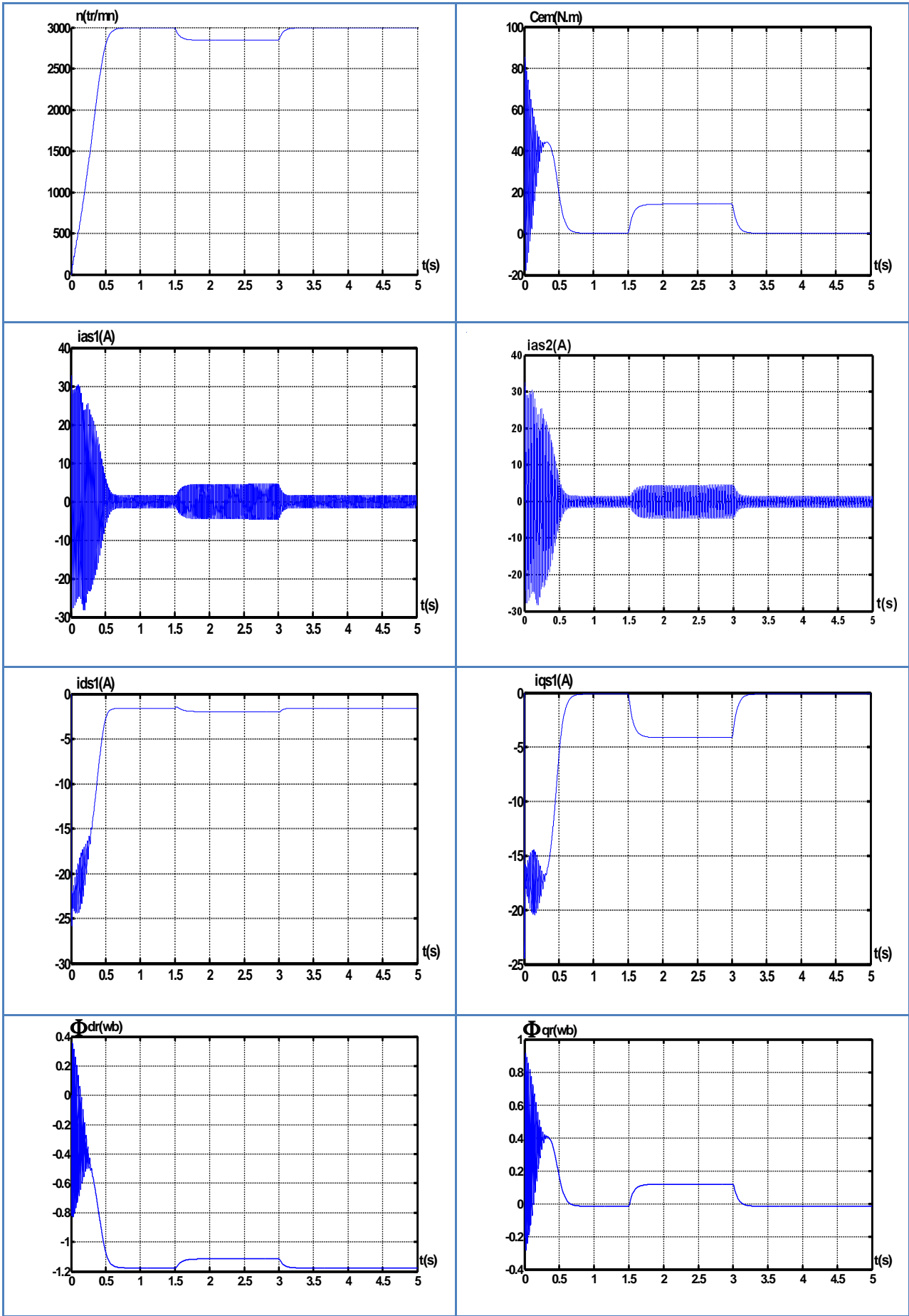


Fig. (II.6) : Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double étoile lors d'une application d'un couple résistant $C_r=14$ entre (1.5 et 3 s).

II.15 INTERPRÉTATION DES RESULTATS:

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

- Lors du démarrage à vide, l'appel du courant de la machine atteint une valeur 30(A) qui égale 6 à 7 fois le courant nominal. Le couple électromagnétique très important atteint une valeur de 89(N.m), la machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide et sa vitesse est quasi linéaire,

Après une période de 0.65(s) le régime permanent est atteint, le couple électromagnétique se stabilise à une valeur de 0.3137 (N.m) qui correspond à la compensation des pertes par frottement, le courant statorique est sinusoïdale sa valeur de crête est 1.6(A) et la vitesse atteinte est proche de 3000(tr/mn), « 314 (rad/s) » qui est la vitesse de synchronisme.

- Lors de l'application d'une charge de 14(N.m) à l'instant 1.5 (s), nous observons que le couple électromagnétique se stabilise à sa valeur de 14 (N.m) qui compense l'effet de charge et de frottement, le courant statorique augmente est atteinte la valeur de 4.55 (A), nous remarquons une chute, de vitesse à 2845.2(tr/mn) (303rad/s), on remarque également que le flux varie avec la variation de la charge ce qui montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et la vitesse.

II.16 CONCLUSION:

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

Le processus du démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge a été simulé par le logiciel MATLAB/SIMULINK.

Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé.

Le suivant chapitre présente l'alimentation du MASDE par un onduleur deux niveaux.

CHAPITRE III
ASSOCIATION
MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE
ÉTOILE- ONDULEUR
DE TENSION

III.1 INTRODUCTION:

Le réglage de la vitesse des machines asynchrones est réalisé avec succès par des convertisseurs statiques de fréquence opérant une double conversion en passant par l'intermédiaire du courant continu.

L'onduleur en tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternative. Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie et aujourd'hui, la réalisation d'onduleur à base de composants en Carbure de Silicium (SiC) est un nouvel axe de recherche de laboratoire [16]. Il s'agit d'une conversion directe à partir d'une source de tension réversible en courant (ou instantanément condensateur électrochimique). La charge est une source de courant réversible en courant et en tension qui peut être une machine asynchrone. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie. L'onduleur est aussi utilisé en fréquence variable pour faire de la variation de la vitesse pour les machines électriques (MLI, Modulation de Largeurs d'Impulsion ou PWM, Pulse Width Modulation). Selon l'utilisation, les interrupteurs sont commandables soit à l'ouverture ou à la fermeture (fréquence fixe) ou à l'ouverture et à la fermeture (MLI) [16].

III.2 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE PAR ONDULEUR :

L'alimentation de la machine est assurée par un ensemble redresseur, filtre RLC et un onduleur MLI.

✚ III.2.1 Modélisation du redresseur:

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative -continu. Alimentés par une source de tension alternative, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie.

Nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdales triphasées, représenté sur la figure (III-1)

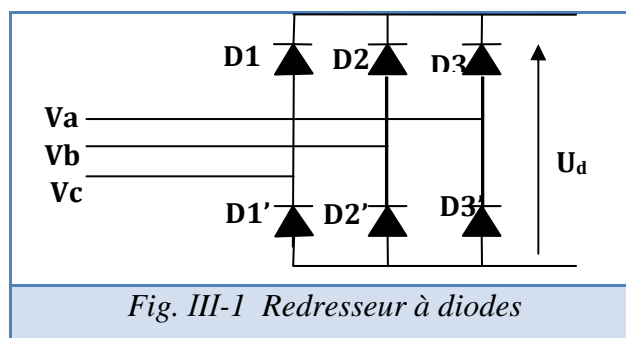


Fig. III-1 Redresseur à diodes

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D1 conduit, l'une des deux diodes D2' et D3' conduit également. Il en vient que D1 conduit lorsque V1 est supérieur à V2 et V3, ou encore :

$$V1 = \text{Max} (Vj); j=1,2,3.$$

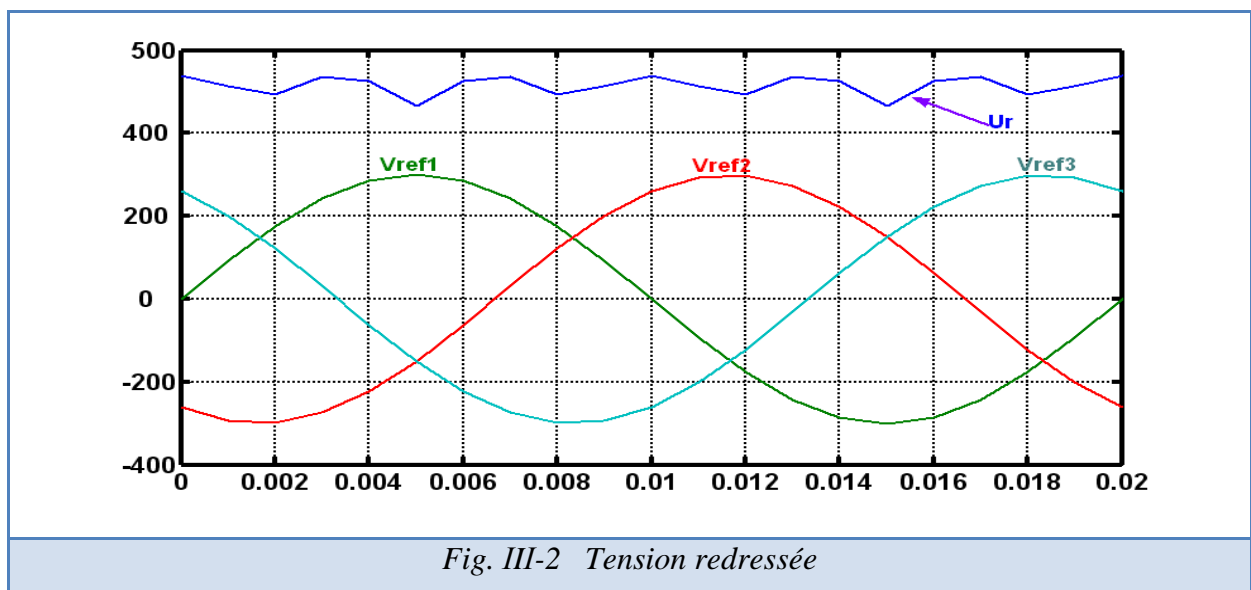
Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$Di \text{ conduit si } Vi = \text{Max} (Vj); i=1, 2, 3 ; j=1, 2, 3.$$

$$Di' \text{ conduit si } Vi' = \text{Min} (Vj); i=1, 2, 3 ; j=1, 2, 3.$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension Ud à la sortie du redresseur est :

$$Ud = \text{Max} (Vj) - \text{Min}(Vj) ; j=1, 2, 3.$$

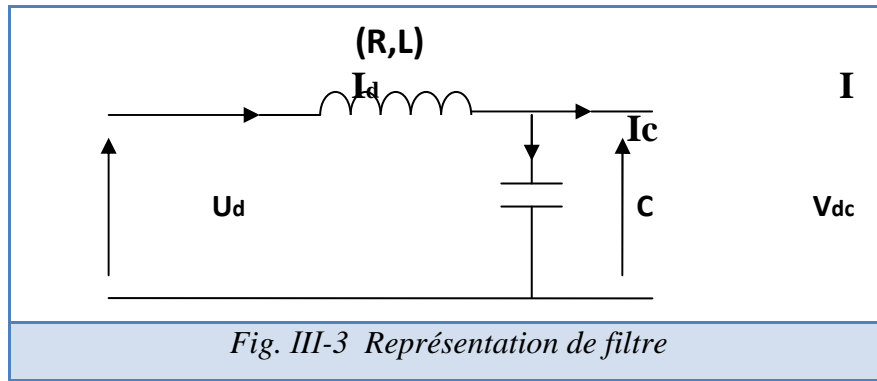


La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations important, ce qui nécessite un filtre.

III.2.2 Modélisation du filtre :

Pour corriger la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C, celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel Id et supprime les brusques variations de Vdc lors des commutations ; par contre, pour réduire l'ondulation du courant I et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance du courant di/dt, on place en série une inductance de lissage L l'ensemble C-L constitue un filtre passe bas.

Le schéma représentatif est donné par la figure (III-3)



Les équations du filtre sont les suivantes :

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L} (U_d - V_{dc} - RI_d) \quad (\text{III-1})$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (I_d - I) \quad (\text{III-2})$$

- Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir de l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.
- Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant Id à travers la source de tension.
- La fréquence de coupure égale à :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} = 2\pi f_c$$

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur à deux, ceci étant vérifié par le fait qu'elles ont une fréquence égale ou supérieur à deux fois celle du fondamental, ce qui conduit à la condition suivante :[2]

$$\text{Donc : } L.C > 2.53 \cdot 10^{-6}$$

Nous choisissons $L_f.C_f = 25 \cdot 10^{-6}$ et nous optons pour les valeurs suivantes :

$$L_f = 100 \text{mh} \quad , \quad C_f = 250 \mu\text{F} \quad , \quad R = 28 \text{ohm.}$$

Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$$

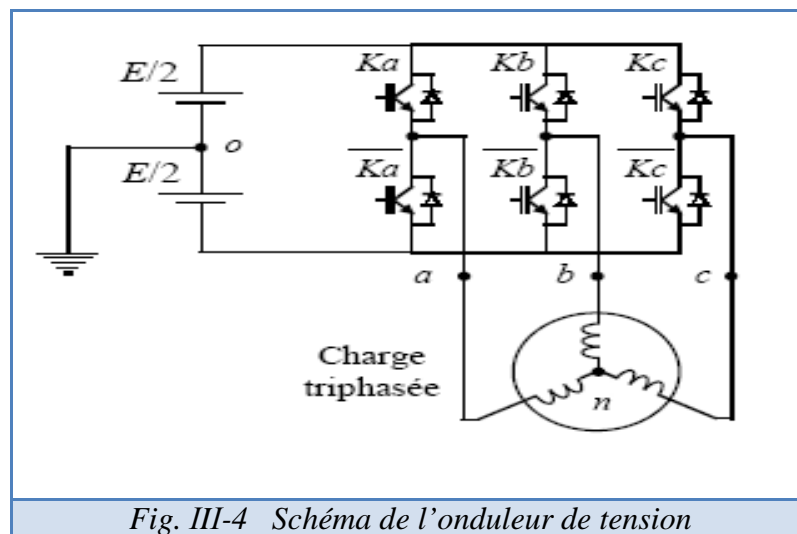
III.2.3 Modélisation de l'onduleur:

Les onduleurs sont les convertisseurs statiques continu alternatif permettent de fabriquer une source de tension alternative à partir d'une source de tension continue. [5]

L'onduleur de tension transforme un signal constant en un signal alternatif dont nous pouvons contrôler l'amplitude et la fréquence. [4]

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et l'amplitude de tension.

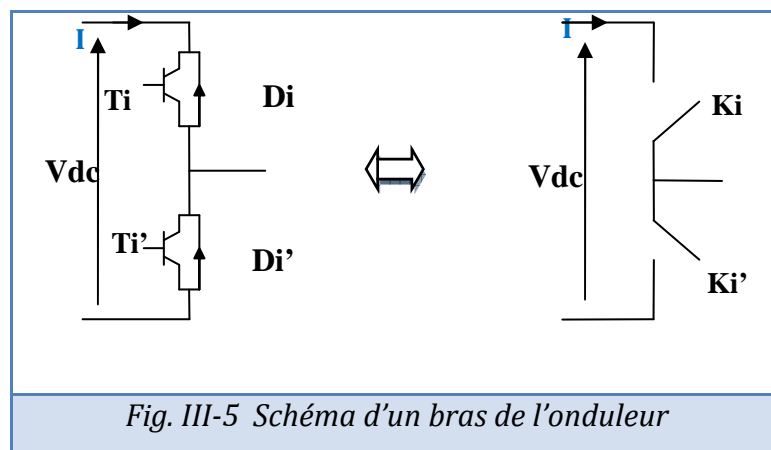
Le schéma de l'onduleur est représenté par la fig.(III-4)



L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor ou un thyristor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux.

En mode commandables, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension.[4]

Un bras de l'onduleur est représenté par la fig. (III- 5)



L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_i ($i=1, 2, 3, 4, 5, 6$)

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

Ainsi les tensions de ligne sont donnée par :

$$U_{ab1} = V_{as1} - V_{bs1} = V_{dc}(F_1 - F_2) \quad (\text{III-3})$$

$$U_{bc1} = V_{bs1} - V_{cs1} = V_{dc}(F_2 - F_3) \quad (\text{III-4})$$

$$U_{ca1} = V_{cs1} - V_{as1} = V_{dc}(F_3 - F_1) \quad (\text{III-5})$$

$$U_{ab2} = V_{as2} - V_{bs2} = V_{dc}(F_4 - F_5) \quad (\text{III-6})$$

$$U_{bc2} = V_{bs2} - V_{cs2} = V_{dc}(F_5 - F_6) \quad (\text{III-7})$$

$$U_{ca2} = V_{cs2} - V_{as2} = V_{dc}(F_6 - F_4) \quad (\text{III-8})$$

Dans l'hypothèse on a les tension V_{as} , V_{bs} et V_{cs} forment un système de tension triphasé équilibré alors, de l'équation (II-3) et (II-4) on trouve :

$$V_{bs1} = \frac{V_{dc}}{3} (2F_2 - F_1 - F_3) \quad (\text{III-9})$$

De l'équation (II-4) et (II-5) on trouve:

$$V_{cs1} = \frac{V_{dc}}{3} (2F_3 - F_1 - F_2) \quad (\text{III-10})$$

et de l'équation (II-3) et (II-5) on trouve:

$$V_{as1} = \frac{V_{dc}}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \quad (\text{III-11})$$

De même procédé pour les tensions du deuxième enroulement statorique, on trouve :

$$V_{bs2} = \frac{V_{dc}}{3} (2F_5 - F_4 - F_6) \quad (\text{III-12})$$

$$V_{cs2} = \frac{V_{dc}}{3} (2F_6 - F_4 - F_5) \quad (\text{III-13})$$

$$V_{as2} = \frac{V_{dc}}{3} (2F_4 - F_5 - F_6) \quad (\text{III-14})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F1 \\ F2 \\ F3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F4 \\ F5 \\ F6 \end{bmatrix}$$

III.3 STRATEGIE DE COMMANDE PAR MLI TRIANGULO-SINUSOIDALE :

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire. [5]

Le schéma de principe est donné par la figure III.6.

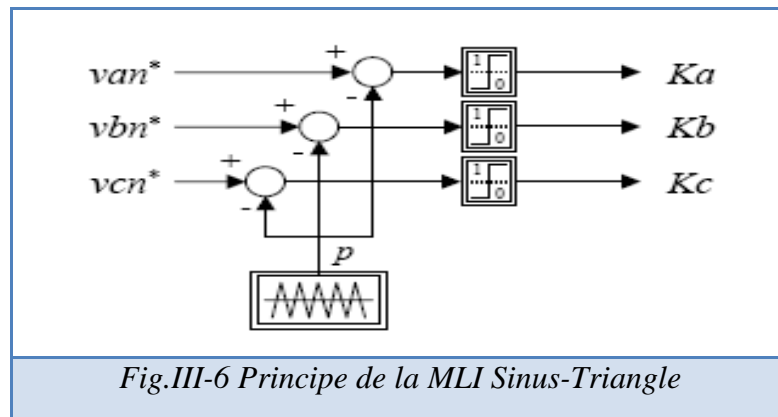


Fig.III-6 Principe de la MLI Sinus-Triangle

Les six signaux de références sont donnés par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ref1c} = V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - 2(c-1)\pi/3); \quad c = 1, 2, 3, \\ V_{ref2c} = V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - 2(c-1)\pi/3 - \alpha); \quad c = 1, 2, 3 \end{array} \right. \quad (III-15)$$

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (III-16)$$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- ◆ L'indice de modulation "m" égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$),
- ◆ Le coefficient de réglage en tension "r" égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{V_m}{V_{pm}}$).

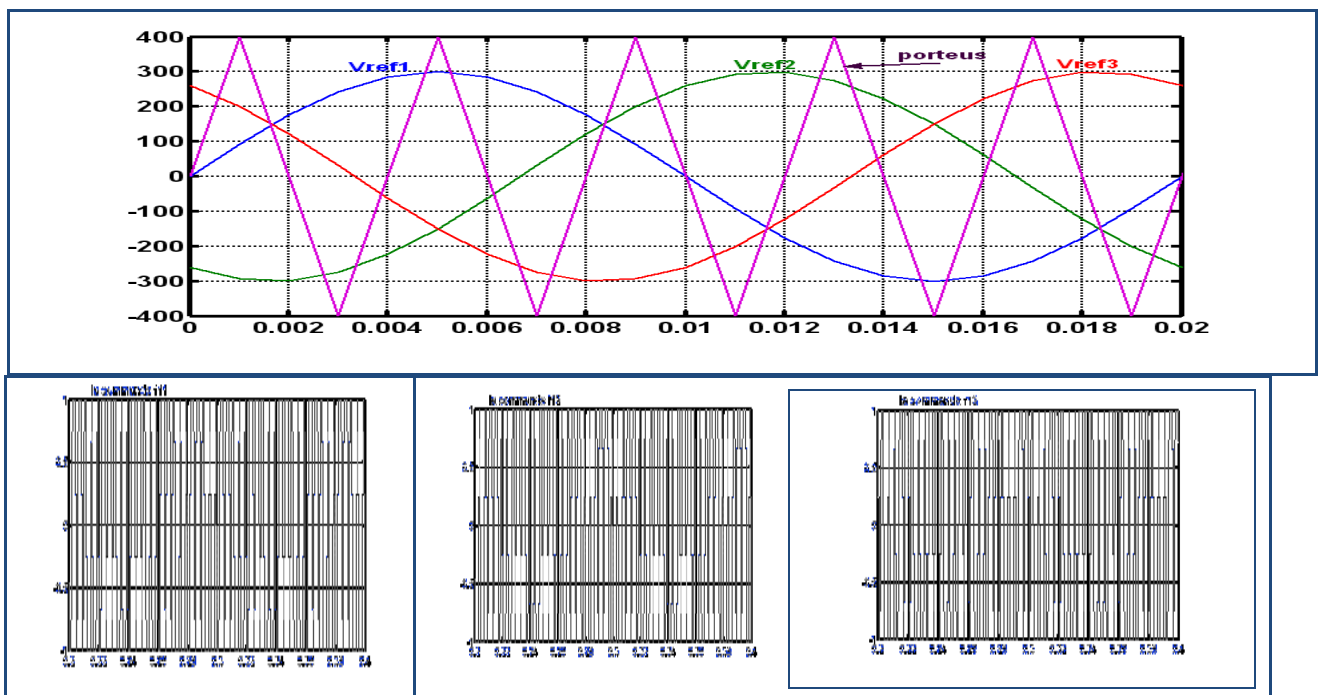
La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de référence avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

Pour l'onduleur N°1:

$$\left\{ \begin{array}{llll} \text{Si } V_{\text{ref}11} \geq V_p(t) & f_{11} = 1, & \text{sinon} & f_{11} = 0 \\ \text{Si } V_{\text{ref}12} \geq V_p(t) & f_{12} = 1, & \text{sinon} & f_{12} = 0 \\ \text{Si } V_{\text{ref}13} \geq V_p(t) & f_{13} = 1, & \text{sinon} & f_{13} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III-17})$$

Pour l'onduleur N°2:

$$\left\{ \begin{array}{llll} \text{Si } V_{\text{ref}21} \geq V_p(t) & f_{21} = 1, & \text{sinon} & f_{21} = 0 \\ \text{Si } V_{\text{ref}22} \geq V_p(t) & f_{22} = 1, & \text{sinon} & f_{22} = 0 \\ \text{Si } V_{\text{ref}23} \geq V_p(t) & f_{23} = 1, & \text{sinon} & f_{23} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III-18})$$



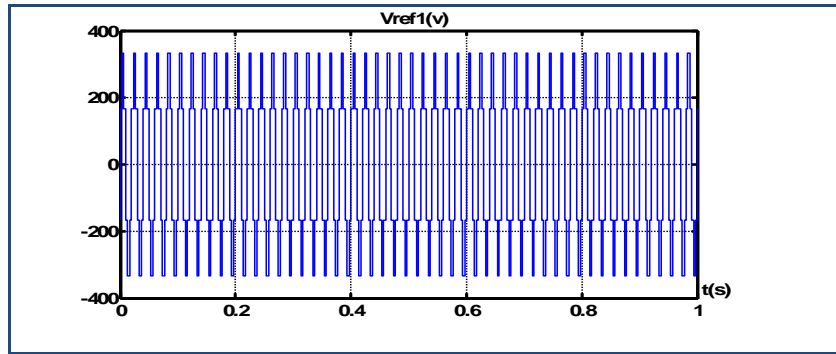


Fig. III-7 Principe d la technique triangulo-sinusoidal
(U_p et les tensions de sortie de l'onduleur de références V_{ar1} V_{br1} V_{cr1})

III.3.1 Association onduleur de tension -MASDE:

La figure (III-8) représente l'association l'onduleur de tension –MASDE où les tensions de références sinusoïdales V_{a1} , V_{b1} , V_{c1} , V_{a2} , V_{b2} , V_{c2} sont comparés au signal de la porteuse U_p , afin de déduire les instants de commutation des interrupteurs.

La figure III-9 représente le schéma de simulation de la machine alimentée par un onduleur de deux niveaux.

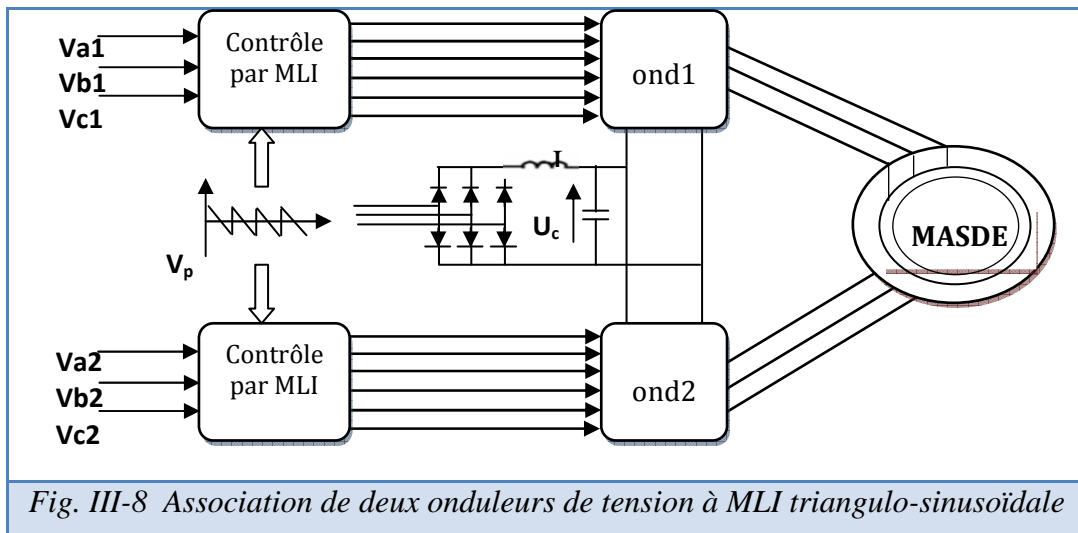


Fig. III-8 Association de deux onduleurs de tension à MLI triangulo-sinusoidale

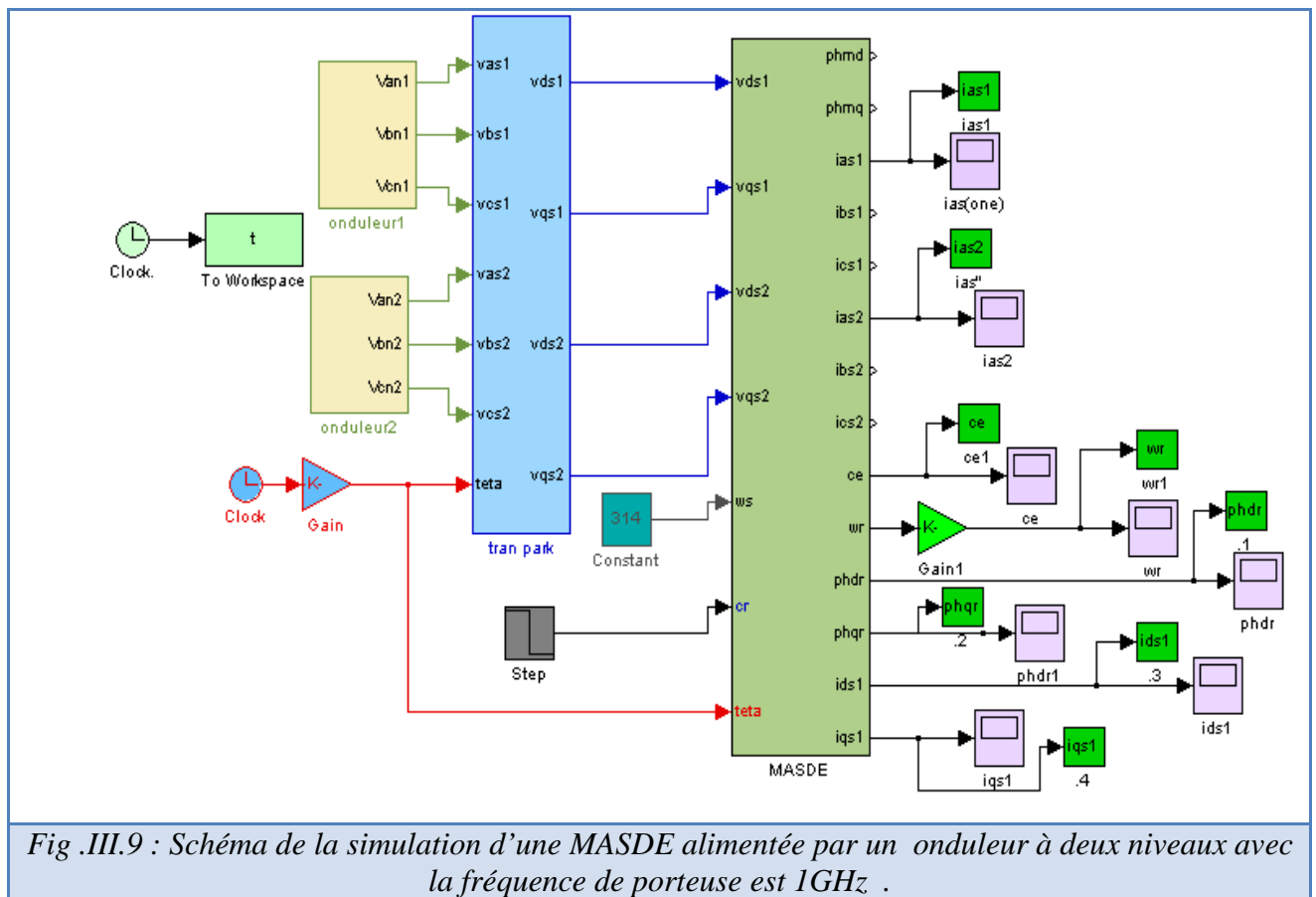


Fig .III.9 : Schéma de la simulation d'une MASDE alimentée par un onduleur à deux niveaux avec la fréquence de porteuse est 1GHz .

Le schéma de simulation de l'onduleur est représenté par la figure (III.10):

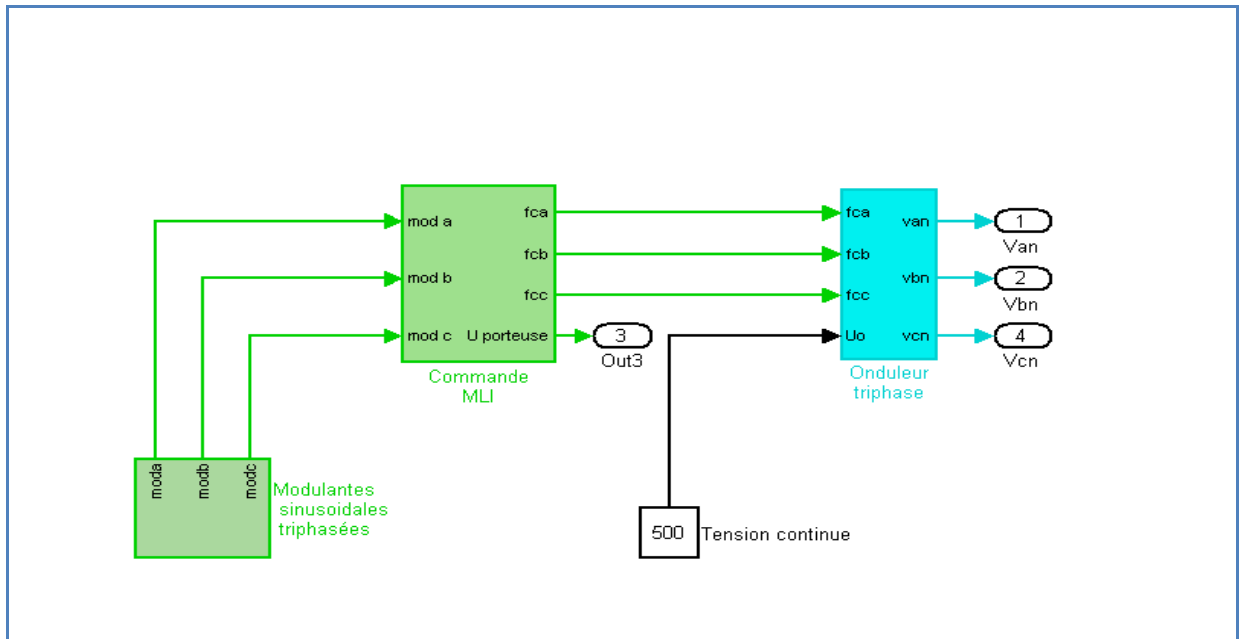
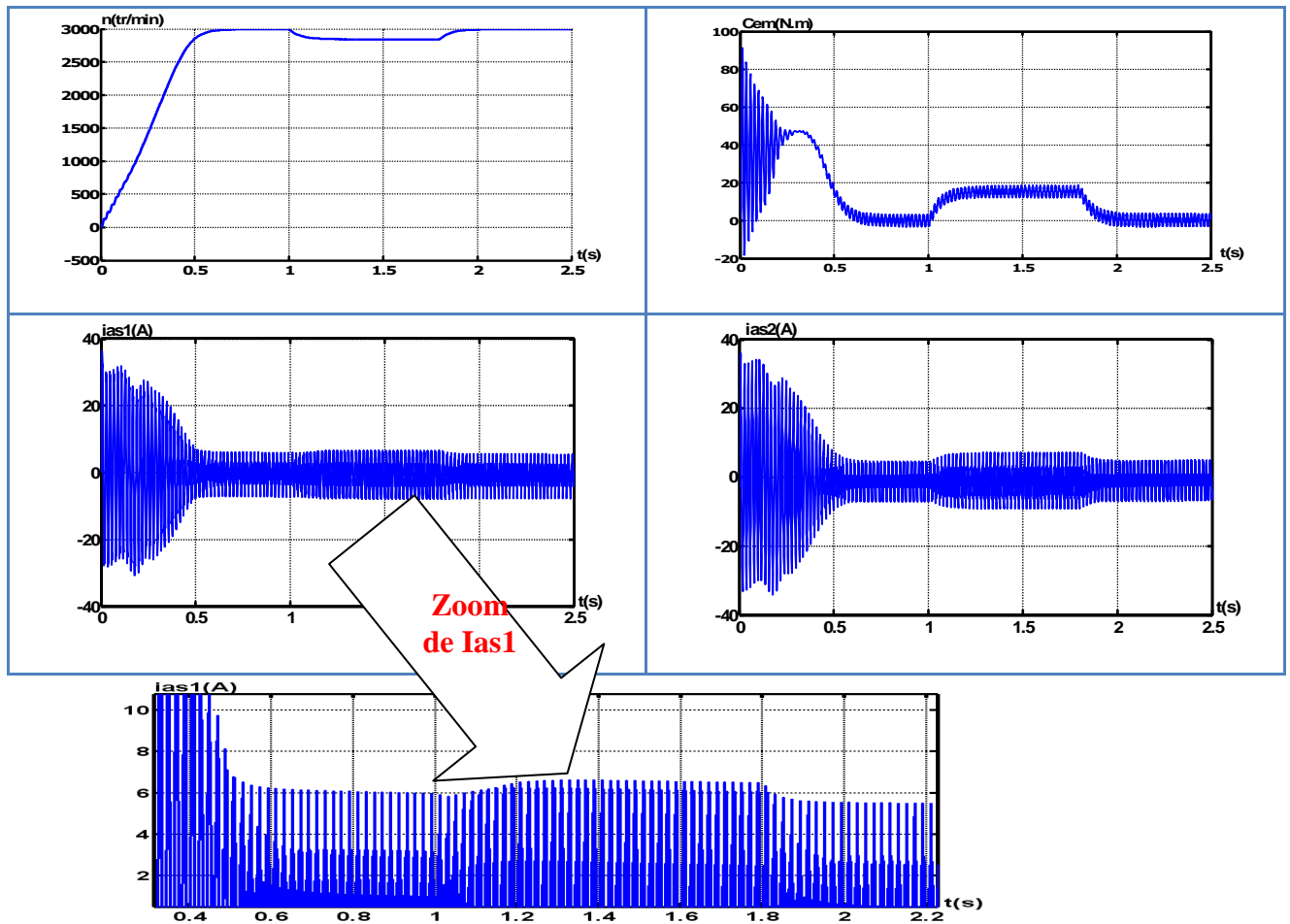


Fig. III.10 schéma de la simulation de l'onduleur deux niveaux.

III.4 RESULTAT DE SIMULATION DE MASSE ALIMENTEE PAR DEUX ONDULEURS DE TENSION :



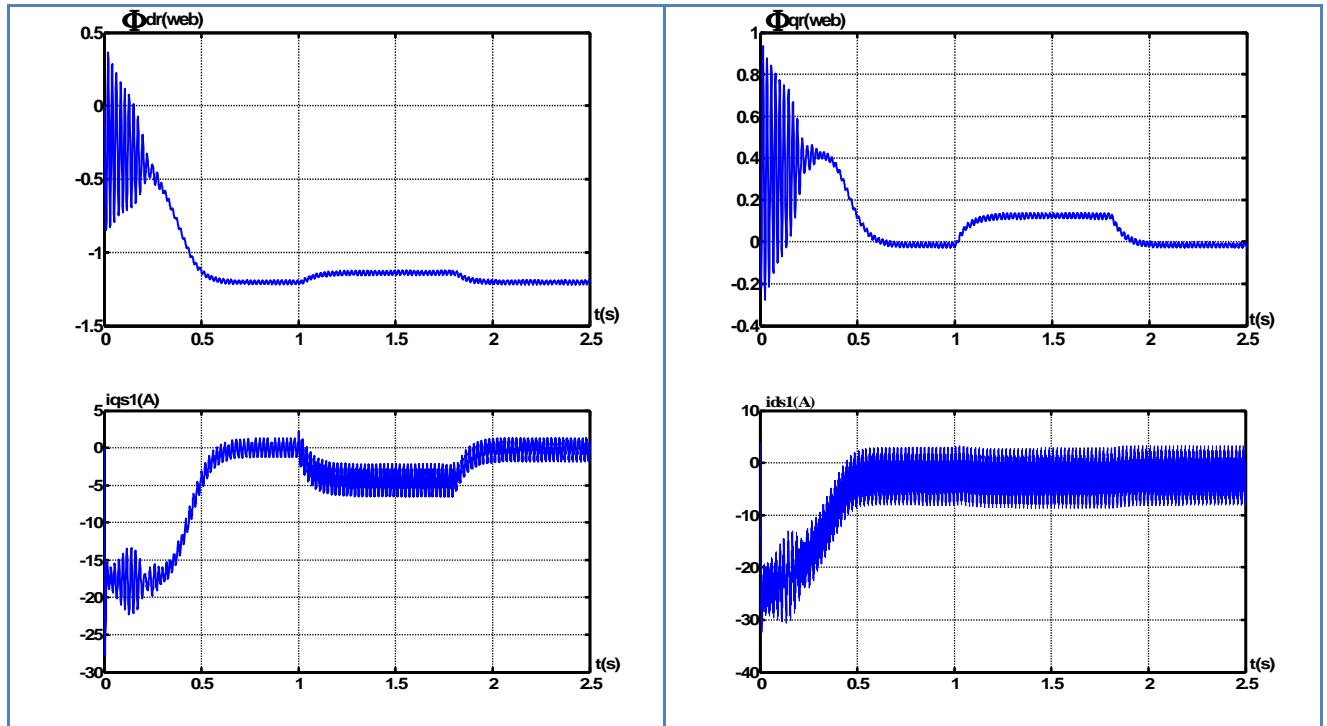


Fig. III-11 Réponses de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension lors d'une application d'un couple résistant $Cr=15N.m$ durant (de 1 à 1.8) s.

III.4.1 Interprétation des résultats de MASDE :

Les résultants de simulation de la conduite de la machine asynchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoidale lors d'un démarrage à vide et puis lors d'application d'un couple de charge de 15(N.m) entre (1 à 1.8)s sont représentés sur la figure (III-11), et d'après ses résultats on remarque que :

- La vitesse atteint sa valeur de référence (3000 tr/mn) au bout de 0.7s.
- le couple électromagnétique varie d'abord d'une façon brusque au démarrage de la machine dépassant les 77(N.m) ensuite se stabilise au régime établi après 0.65 s avec des oscillations qui sont due aux harmoniques de l'onduleur à deux niveaux .
- Pour un couple de charge de 15(N.m) on nous remarque une diminution de la vitesse de rotation.

Les résultats de simulation en régime permanent avec une charge nominale de 15(N.m) montrent que :

- Une oscillation moins forte du couple électromagnétique autour de sa valeur nominale 15(N.m) avec des valeurs maximales de 18.5768 (N.m) et des minimales de 12.3722(N.m).
- Les courants statoriques i_{a1} et i_{a2} sont déphasés de 30^0 et leurs amplitudes maximales sont égaux.

III.5 CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons présentés la modélisation de l'alimentation de la machine MASDE par un onduleur triphasé à deux niveaux, où on a remarqué une apparition des oscillations avec cette alimentation. Ses oscillations peuvent être éliminé avec le filtrage et l'alimentation de la machine par des onduleurs multi-niveaux.

Dans le suivant chapitre on va étudier la régulation de la vitesse par la technique de la commande vectorielle.

CHAPITRE IV
COMMANDE VÉCTORIELLE
DE LA
MACHINE ASYNCHRONE
A DOUBLE ÉTOILE

IV.1. INTRODUCTION :

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ou la position. Parmi les commandes scalaires proposées pour la commande de la machine on cite la commande $v/f=\text{constante}$ qui consiste à contrôler le couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de la tension d'alimentation à la fréquence. Toutefois, ce type de commande ne peut pas donner des performances dynamiques appréciables à basse vitesse [6]

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

Aujourd'hui grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des variateurs à machine asynchrone. [7]

IV.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects (figure (IV.1)).

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

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

La relation du couple électromagnétique est donnée par :

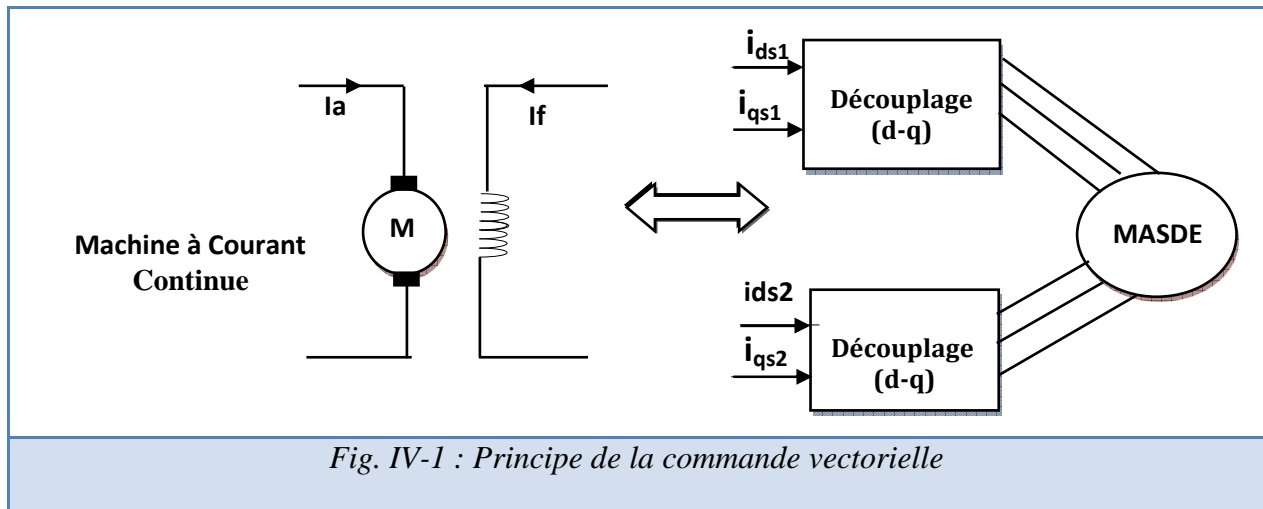
$$C_{em} = K\Phi I_a = K' I_a I_f \quad (IV.1)$$

Avec :

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

I_a : courant d'induit.

K, K' : constantes.



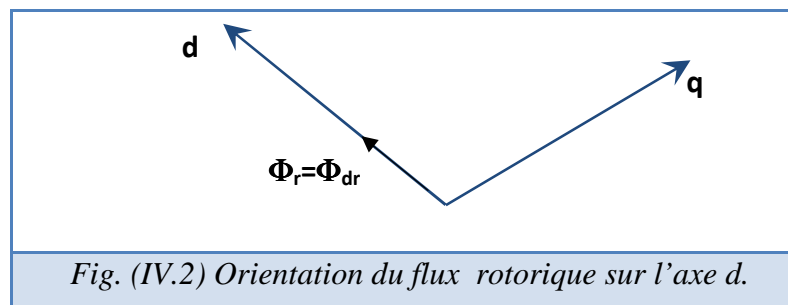
Pour la machine asynchrone à double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique.

L'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone à double étoile est donnée par l'expression suivante :

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

Si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est à dire:

$$\begin{aligned} \Phi_{dr} &= \Phi_r \\ \Phi_{qr} &= 0 \end{aligned}$$



La relation finale du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2}) = k \Phi_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (IV.3)$$

Avec :

$$k = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

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

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

1- Orientation du flux rotorique avec les conditions :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \quad \Phi_{qr} = 0$$

2- Orientation du flux statorique avec les conditions :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s \quad \Phi_{qs} = 0$$

3-Orientation du flux d'entrefer avec les conditions :

$$\Phi_{dm} = \Phi_m \quad \Phi_{qm} = 0$$

L'intérêt de la technique à flux orienté est d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple sont commandés indépendamment par les deux composantes du courant statorique.

Dans notre étude, nous optons pour la technique d'orientation du flux rotorique.

IV.3. METHODES DE LA COMMANDE VECTORIELLE:

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

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

✚ IV.3.1. Méthode directe :

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

Pour cela deux procédés sont utilisés :

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

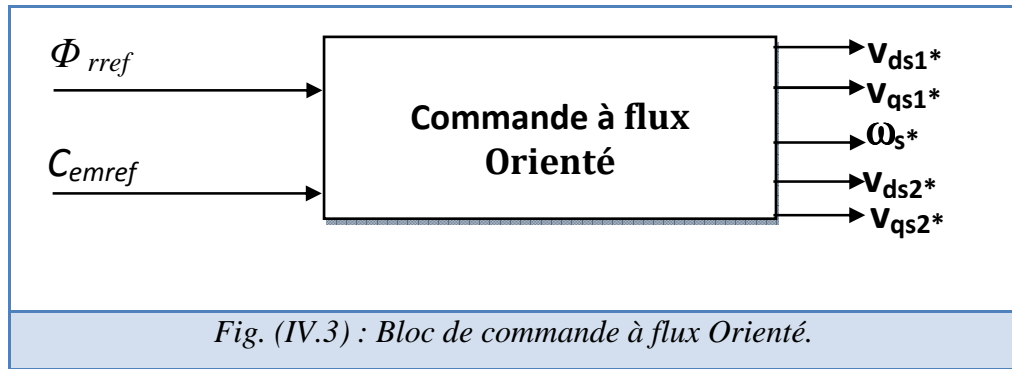
IV.3.2. Méthode indirecte :

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas, le flux est contrôlé en boucle ouverte.

IV.4. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE SANS REGLAGE DE VITESSE:

Cette commande se base sur les équations qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone à double étoile avec orientation du flux où la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse de glissement.

Le schéma bloc de cette méthode est donné par la figure suivante :



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

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

Devient comme suit :

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

En remplaçant (IV.5) dans (II.12);(II.13)et(II.14) on obtient :

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

Avec :

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

$$\Phi_{rref} = L_m (I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (IV.7)$$

$$L_m (I_{qs1} + I_{qs2}) = -(L_m + L_r) I_{qr} \quad (IV.8)$$

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

En remplaçant (IV.6), (IV.7) et (IV.8) dans le système d'équation (IV.4) on trouve :

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

$$\text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$$\begin{cases} I_{qs1} + I_{qs2} = \frac{(L_r + L_m)}{P L_m} C_{emref} \\ \omega_{glref} = \frac{R_r L_m}{(L_r + L_m) \Phi_{rref}} (I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (IV.11)$$

Donc:

$$C_{emref} = P \frac{L_m}{L_r + L_m} \Phi_{rref} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (IV.12)$$

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

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + L_{s1} \frac{dI_{ds1}}{dt} \\ V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + L_{s2} \frac{dI_{ds2}}{dt} \\ V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + L_{s1} \frac{dI_{qs1}}{dt} \\ V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + L_{s2} \frac{dI_{qs2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

Le système (IV.13) montre que les tensions statoriques (v_{ds1} , v_{ds2} , v_{qs1} , v_{qs2}) sont directement reliées aux courants statoriques (i_{ds1} , i_{ds2} , i_{qs1} , i_{qs2}).

Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références (v_{ds1ref} , v_{ds2ref} , v_{qs1ref} , v_{qs2ref}) à flux constant sont donnés par :

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = V_{ds1} - V_{ds1c} \\ V_{ds2ref} = V_{ds2} - V_{ds2c} \\ V_{qs1ref} = V_{qs1} + V_{qs1c} \\ V_{qs2ref} = V_{qs2} + V_{qs2c} \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

Avec :

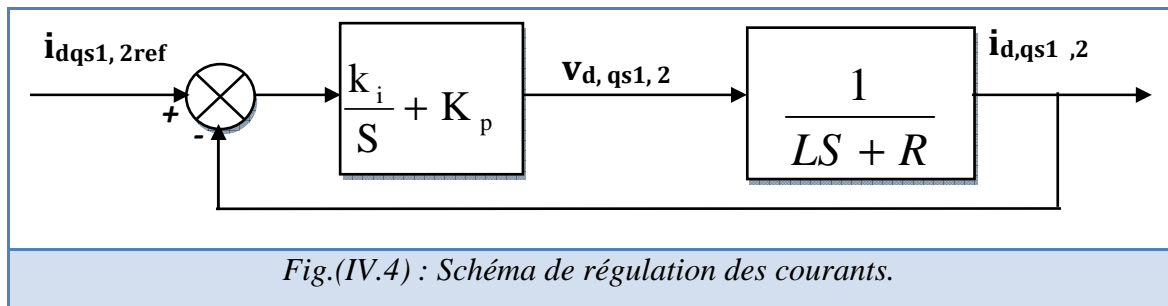
$$\begin{cases} V_{ds1c} = \omega_{sref} (L_{s1} I_{qs1} + T_r \omega_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{ds2c} = \omega_{sref} (L_{s2} I_{qs2} + T_r \omega_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs1c} = \omega_{sref} (L_{s1} I_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ V_{qs2c} = \omega_{sref} (L_{s2} I_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

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

✚ IV.4.1. Synthèse des régulateurs de courant :

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Les régulateurs utilisés dans notre étude sont des correcteurs à

action proportionnelle-intégrale (PI). La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation des courants valable selon les deux axes « d » et « q ».



Avec :

L : est égale à L_{s1} ou L_{s2} .

R : est égale à R_{s1} ou R_{s2} .

• **IV.4.1.1. Calcul des paramètres du régulateur PI:**

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{I_{dqsl,2}}{I_{dqsl,2ref}} = \frac{(k_i + k_p s)}{L S^2 + (R + k_p)S + k_i} \quad (IV.16)$$

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

$$P(S) = S^2 + 2\rho_i S + 2\rho_i^2 \quad (IV.17)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_p = 2\rho_i L - R \\ k_i = 2\rho_i^2 L \end{cases} \quad (IV.18)$$

• **IV.4.1.2. Discrétisation du régulateur PI:**

La fonction de transfert continue du régulateur PI selon l'axe « d » (par exemple) est :

$$\frac{V_{ds1}}{e_i} = \left(\frac{k_{id1}}{S} + k_{pd1} \right) \quad (IV.19)$$

Où: $e_i = I_{ds1ref} - I_{ds} \quad (IV.20)$

$$V_{ds1}(k) = k_p (I_{ds1ref}(k) - I_{ds1}(k)) + k_i \Sigma(k) \quad (IV.21)$$

$$\Sigma(k) = \Sigma(k-1) + T_{ei} (I_{ds1ref}(k) - I_{ds1}(k)) \quad (IV.22)$$

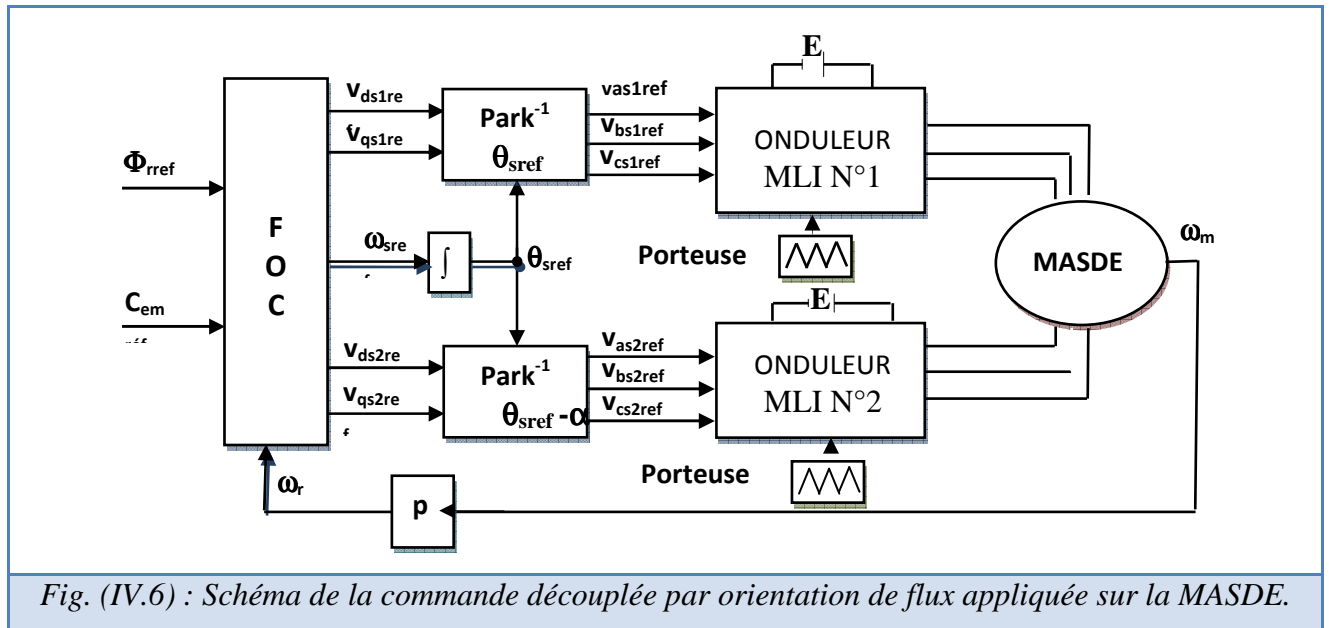


Fig. (IV.6) : Schéma de la commande découplée par orientation de flux appliquée sur la MASDE.

IV.4.2. Résultats de simulation:

La figure (IV.7) représente la réponse de la MASDE lors d'une commande par orientation du flux rotorique, nous avons imposé le flux de référence à $\Phi_{ref}=1\text{Wb}$ et le couple de référence sous forme de créneaux $[+15, -15, +10]$ N.m dans les intervalles de temps respectifs $[0, 1.5],[1.5, 3],[3, 4.5]$ secondes

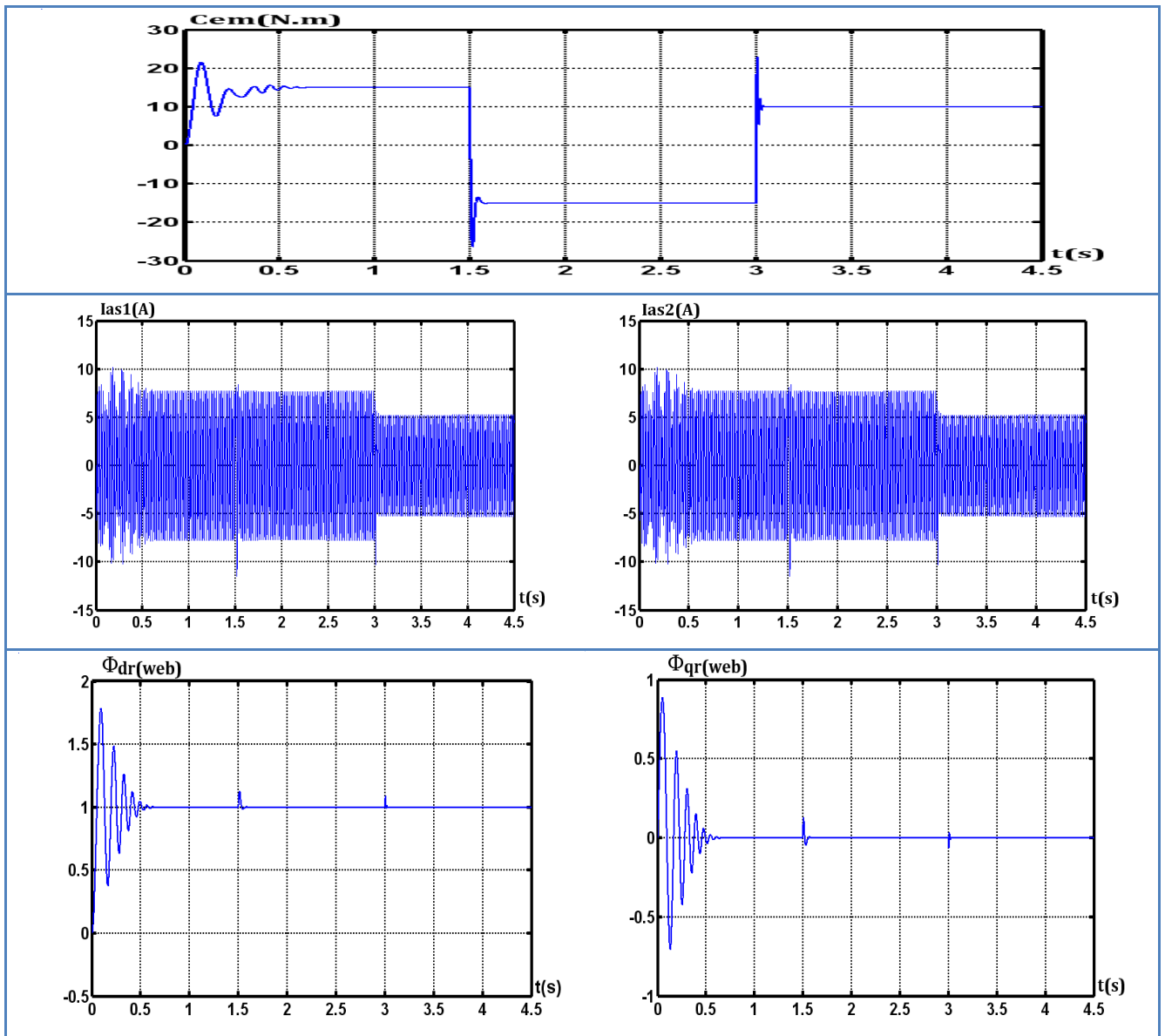


Fig. (IV.7) : Réponse de la MASDE lors d'une commande par orientation du flux rotorique.

Les paramètres des régulateurs utilisés sont donnés par le tableau (IV.1):

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

Tab (IV.1) : Paramètres des régulateurs des courants.

IV.4.3 Interprétations des résultats :

En régime permanent le couple électromagnétique suit sa référence imposée, et la composante en quadrature du flux rotorique Φ_{qr} s'annule en régime permanent.

La composante directe du flux rotorique Φ_{dr} est égale à la valeur imposée (1Wb).

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

IV.5 REGULATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE INDIRECTE :

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

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

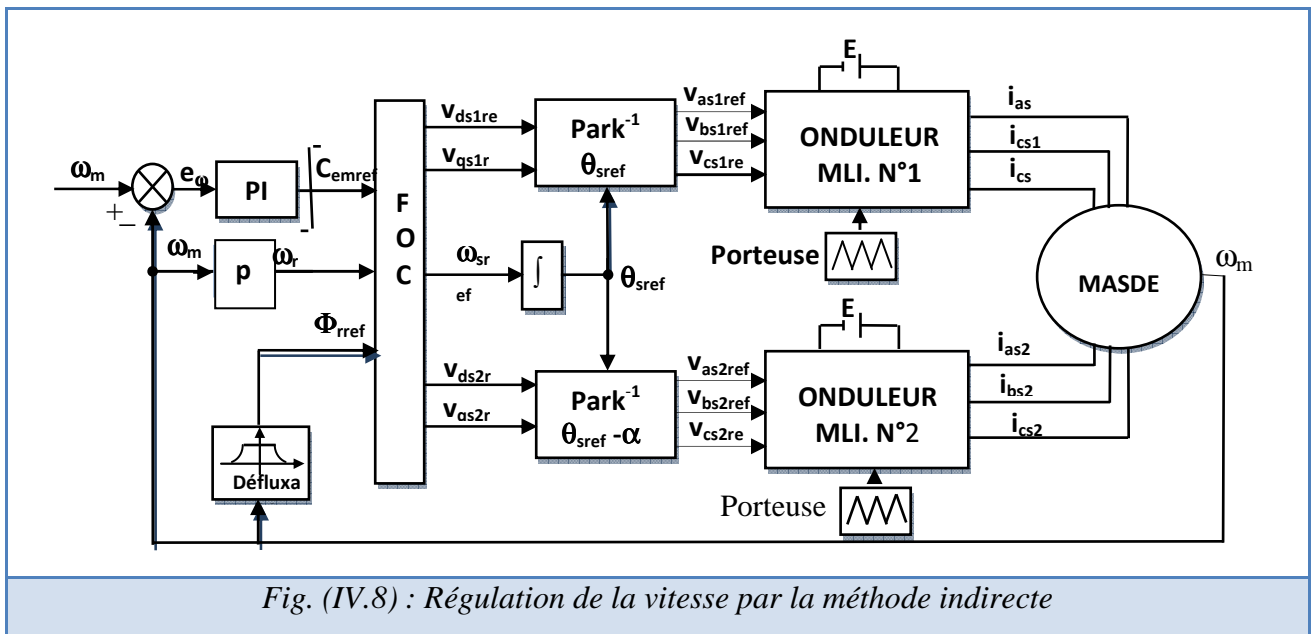


Fig. (IV.8) : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte

IV.5.1 Bloc de Défluxage:

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale : Φ_n pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine ω_n . Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{rref} = \Phi_n & \text{si } \omega_m \leq \omega_n \\ \Phi_{rref} = \Phi_n \omega_n / \omega_m & \text{si } \omega_m \geq \omega_n \end{cases} \quad (IV.23)$$

Avec: $\omega_n = 296,98 \text{ rd/s}$; $\Phi_n = 1 \text{ Wb}$.

IV.5.2 Régulateur de vitesse :

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

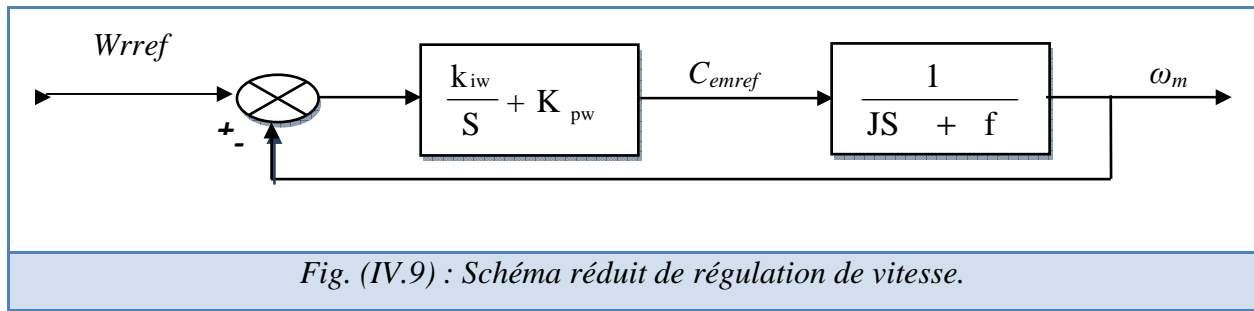


Fig. (IV.9) : Schéma réduit de régulation de vitesse.

• IV.5.2.1 Calcul des paramètres du régulateur PI:

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\omega_m}{\omega_{rref}} = \frac{(k_{iw} + k_{pw}S)}{JS^2 + (f + k_{pw})S + k_{iw}} \quad (IV.24)$$

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

$$P(S) = S^2 + 2\rho_\omega S + 2\rho_\omega^2 \quad (IV.25)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_{pw} = 2\rho_\omega j - f \\ k_{iw} = 2\rho_\omega^2 j \end{cases} \quad (IV.26)$$

• IV.5.2.2 Discrétisation du régulateur PI:

La fonction de transfert continue du régulateur PI est :

$$\frac{C_{emref}}{e_w} = \left(\frac{k_{iw}}{S} + k_{pw} \right) \quad (IV.27)$$

$$e_w = \omega_{mref} - \omega_m \quad (IV.28)$$

$$C_{em}(k) = k_{pw}(\omega_{mref}(k) - \omega_m(k)) + k_{iw}\Sigma(k) \quad (IV.29)$$

$$\Sigma(k) = \Sigma(k-1) + T_{ew}(\omega_{mref}(k) - \omega_m(k)) \quad (IV.30)$$

T_{ew} : la période d'échantillonnage du régulateur.

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

$$C_{emref}(k) \text{ limité} = \begin{cases} C_{emref}[k] \dots \dots \dots si \dots C_{emref}[k] \leq C_{em}^{\max} \\ C_{em}^{\max} \text{ sign}(C_{emref}[k]) \dots si \dots C_{emref}[k] \leq C_{em}^{\max} \end{cases} \quad (IV.31)$$

Cette limitation provoque un effet d'emballerment (effet windup), il faut donc associer le régulateur à un système d'anti-windup.

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

Tab (IV.2) : paramètres des régulateurs utilisés.

$$e_{\omega}^L[k] = e_{\omega}[k] \frac{1}{k_{p\omega} + hk_{i\omega}} (C_{mref}[k] - C_{mref}[k] \text{ limité}) \quad (IV.32)$$

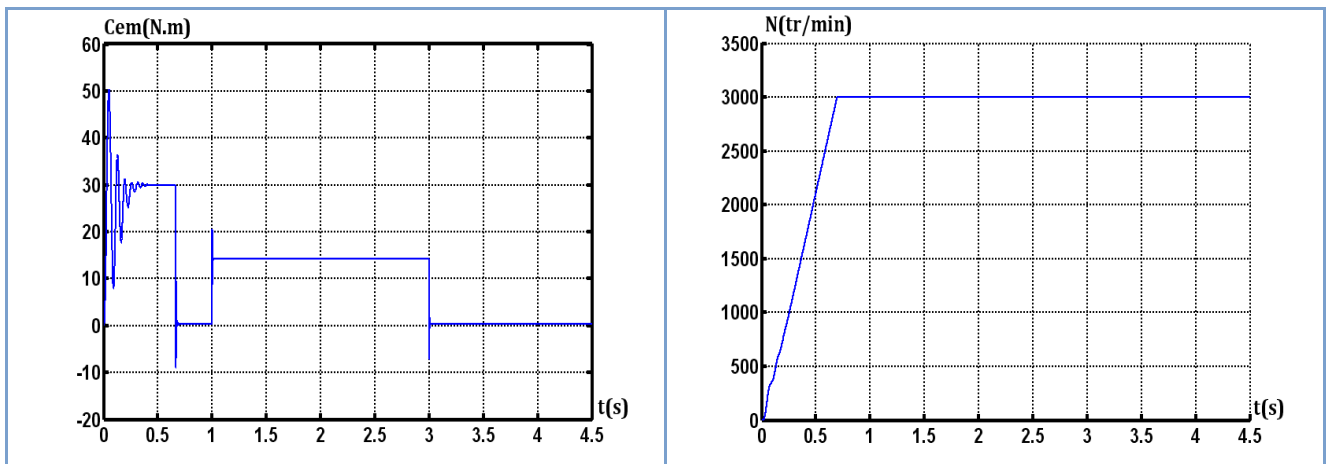
e_{ω}^L : L'erreur de vitesse qui aurait produit le couple de sortie du régulateur obtenu après la fonction de saturation

L'équation du sommateur devient :

$$\Sigma(k) = \Sigma(k-1) + e_{\omega}^L(k) T_{e\omega} \quad (IV.33)$$

IV.5.3. Les résultats de simulation :

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants :



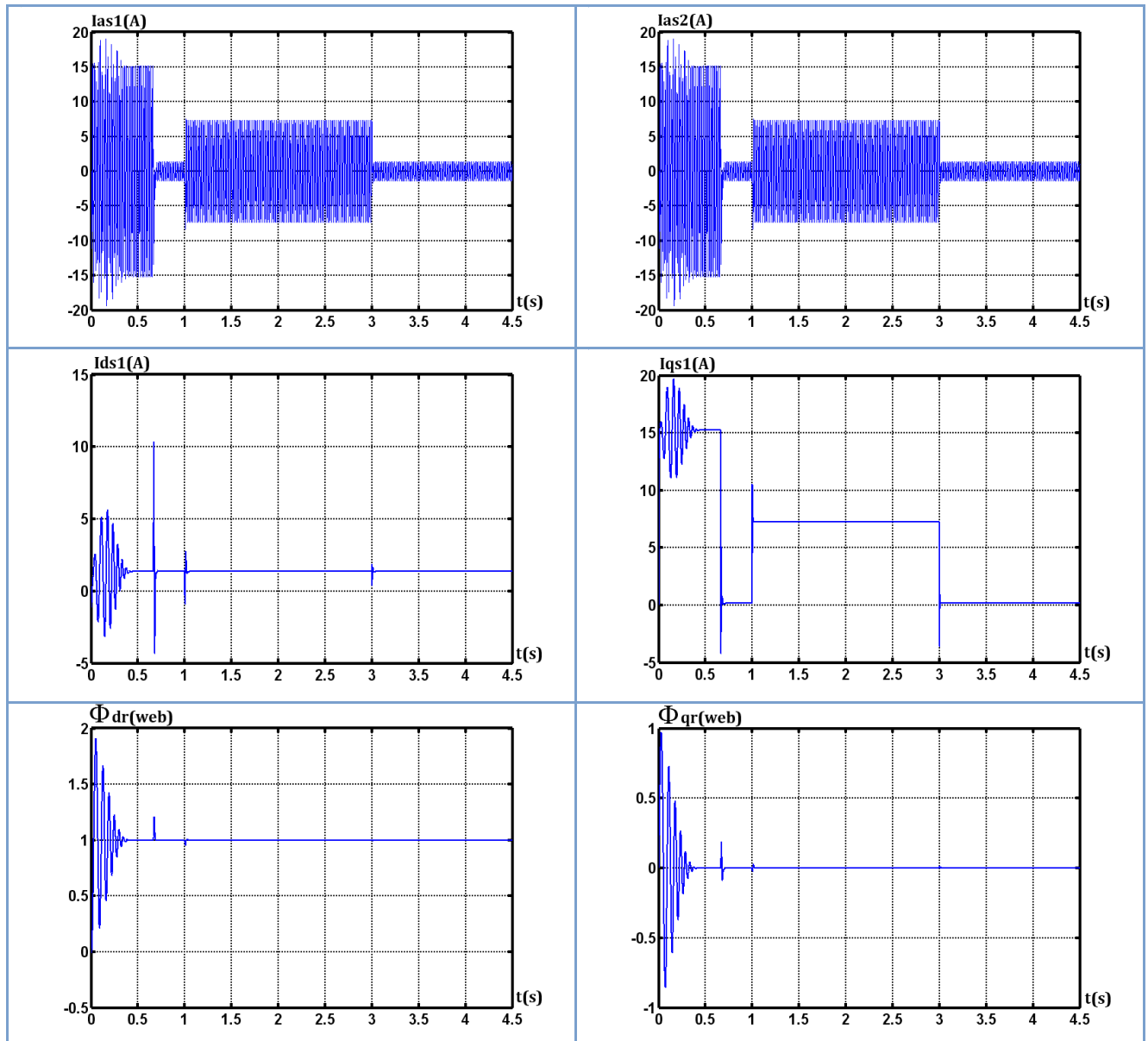
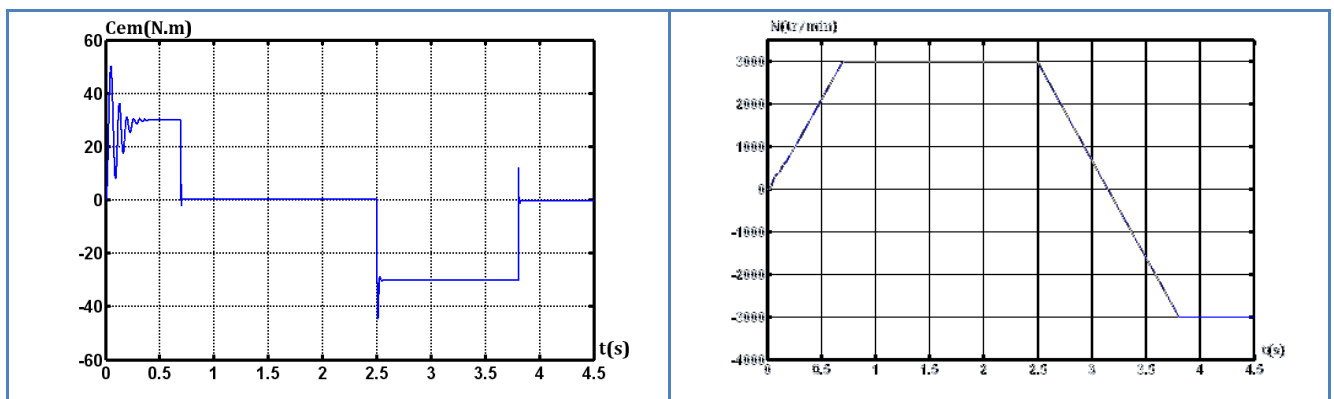


Fig. (IV.10) : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge $C_r=14\text{N.m}$ entre [1, 3] s



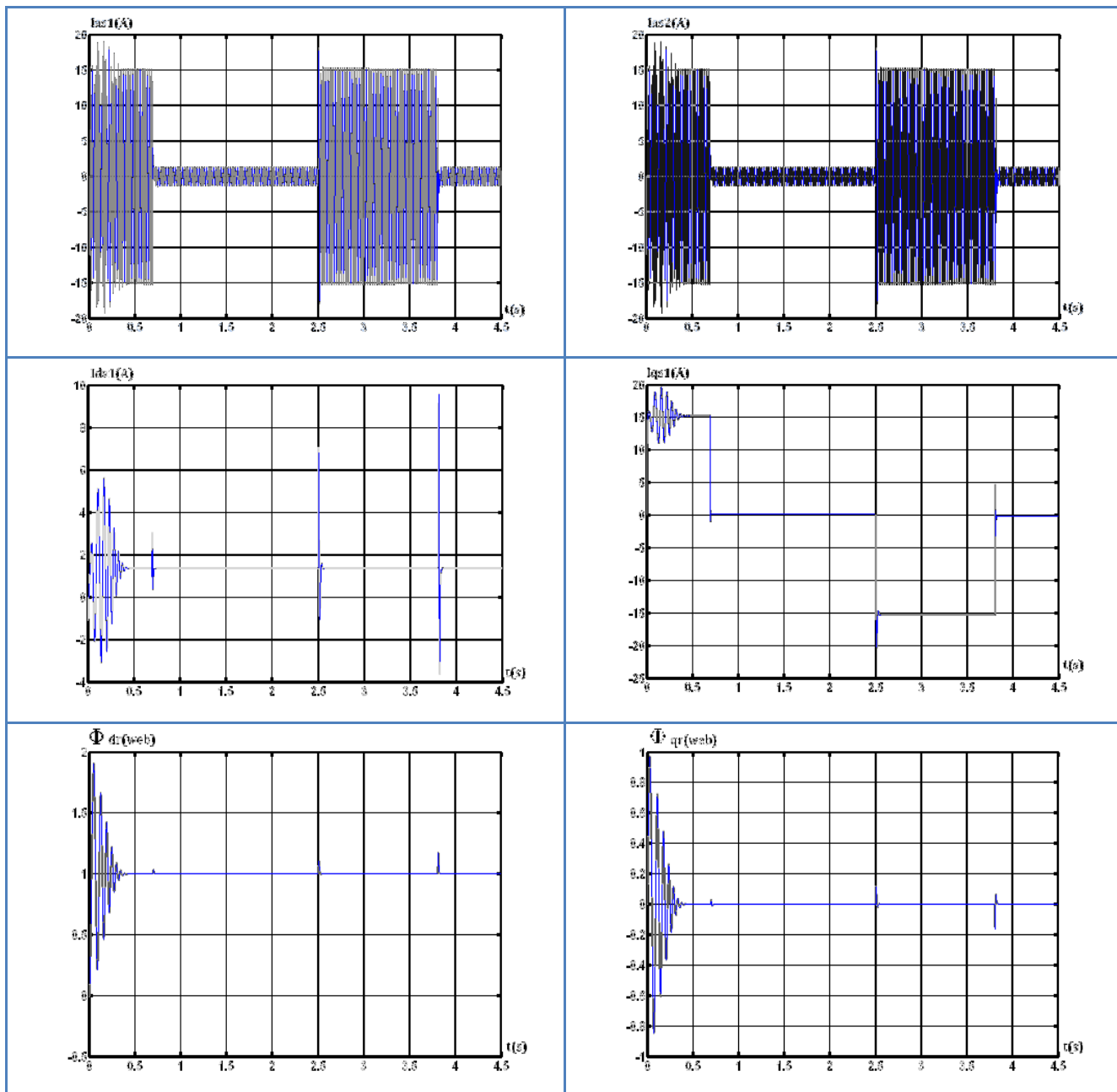


Fig. (IV.11) : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec une inversion de vitesse à l'instant $t=2.5$ s.

• **IV.5.3.1. Interprétations des résultats :**

Les performances de la commande indirecte avec régulation de vitesse de la MASDE ont été visualisées pour les deux tests suivants :

- ✓ 1. réponse à un échelon de vitesse de $N=3000$ tr/mn avec l'application d'un couple de charge $Cr=14$ N.m entre (1 à 3) s
- ✓ 2. réponse à une inversion de vitesse (3000 à -3000) tr/mn à l'instant $t=2.5$ s.

• Pour le premier cas on constate que :

- -La vitesse atteint sa valeur de consigne au bout de (0,59s). Le rejet de perturbation est effectué pendant (0,16s).

- -Le couple électromagnétique compense le couple de charge et atteint au démarrage une valeur (50N.m).
- -Le courant statorique i_{as1} a une allure sinusoïdale et présente au démarrage un pic de courant de 15A.

• Pour le deuxième cas :

- -La vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de (1.25 s).
- -L'inversion de la vitesse conduit à un couple négatif égale à (-30N.m).
- -Le courant statorique i_{as1} a une allure sinusoïdale.

IV.6 REGULATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE DIRECTE :

Pour la commande vectorielle directe, le module du flux rotorique sera contrôlé par contre-réaction. A cet effet, un estimateur du flux rotorique Φ_r est implanté à partir des mesures de i_{ds} et i_{qs} et de la pulsation des courants rotoriques ω_r imposé à la machine [8].

Pour cette méthode on doit être modifié le schéma figure (IV.5) et nous le désignons par MFOC (modified, field, oriented control). Il est représenté comme suit :

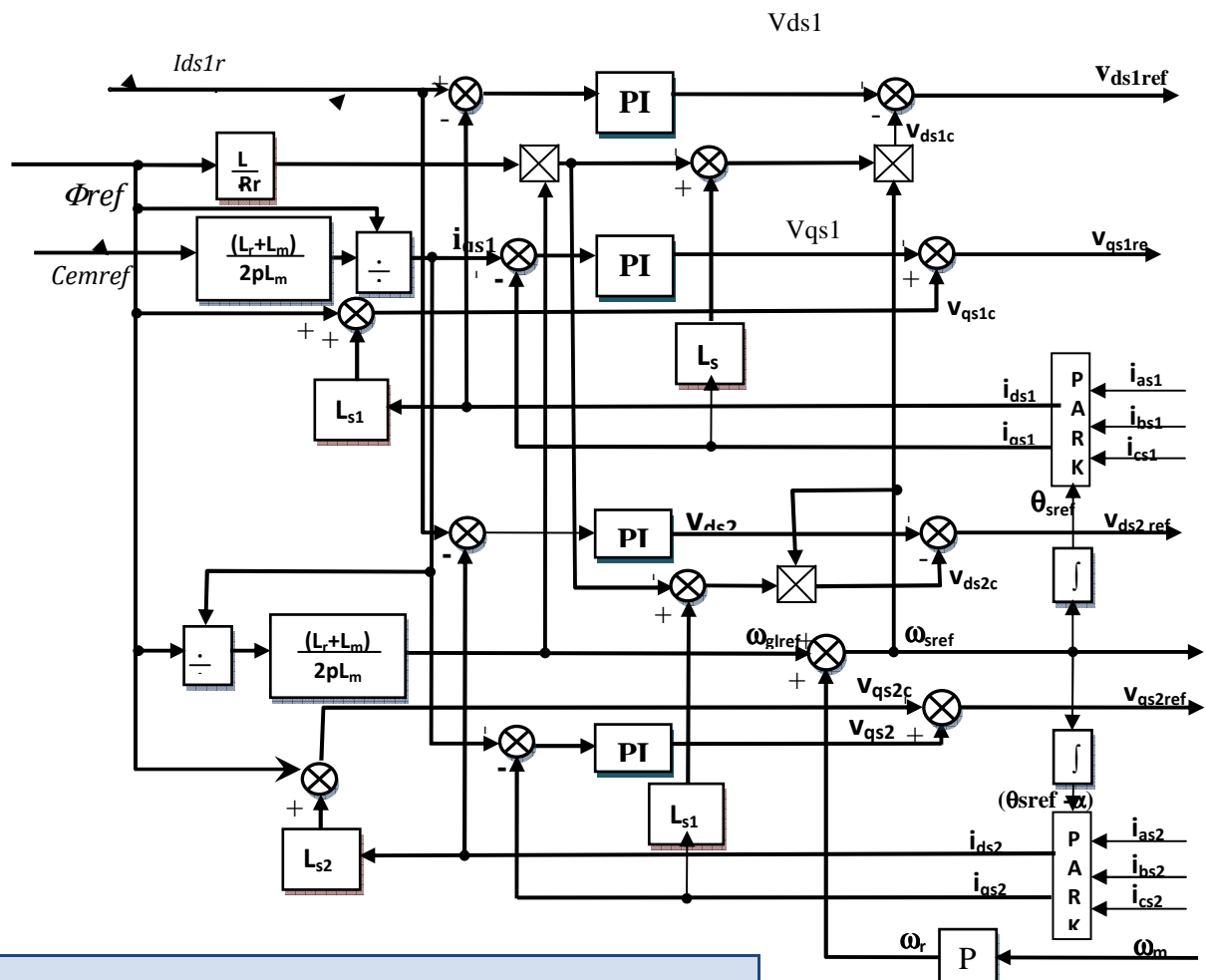


Fig.VI-12 .Bloc de découplage en tension modifié (MFOC).

IV.6.1 Estimateur du flux :

Le flux rotorique est estimé par les deux équations suivantes :

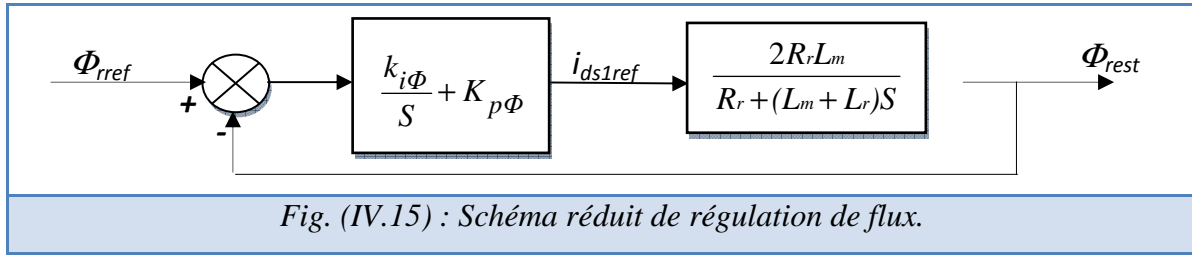
$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{drest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) + \omega_{glref} \Phi_{qrest} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_{drest} \\ \frac{d\Phi_{qrest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) + \omega_{glref} \Phi_{drest} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_{qrest} \end{cases} \quad (IV.34)$$

Le module du flux rotorique est calculé par :

$$\Phi_{rest} = \sqrt{\Phi_{drest}^2 + \Phi_{qrest}^2} \quad (IV.35)$$

IV.6.2 Régulateur du flux:

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



IV.6.2.1 Calcul des paramètres du régulateur PI:

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Phi_{rest}}{\Phi_{rref}} = \frac{(k_{i\Phi} + k_{p\Phi} S) 2R_r L_m}{(L_m + L_r) S^2 + (R_r + 2k_{p\Phi} R_r L_m) S + 2k_{i\Phi} R_r L_m} \quad (IV.36)$$

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

$$\begin{cases} k_{p\Phi} = (2\rho_\Phi (L_m + L_r)) / (L_m + L_r) \\ k_{i\Phi} = \rho_\Phi^2 (L_m + L_r) / R_r L_m \end{cases} \quad (IV.37)$$

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants : $\rho_\phi = 45,15$; $k_{p\phi} = 84,61$; $k_{i\phi} = 977,27$; $T_{e\phi} = 2 \times 10^{-4}$; les paramètres des régulateurs (vitesse, courant) sont égaux à ceux utilisés dans la méthode indirecte.

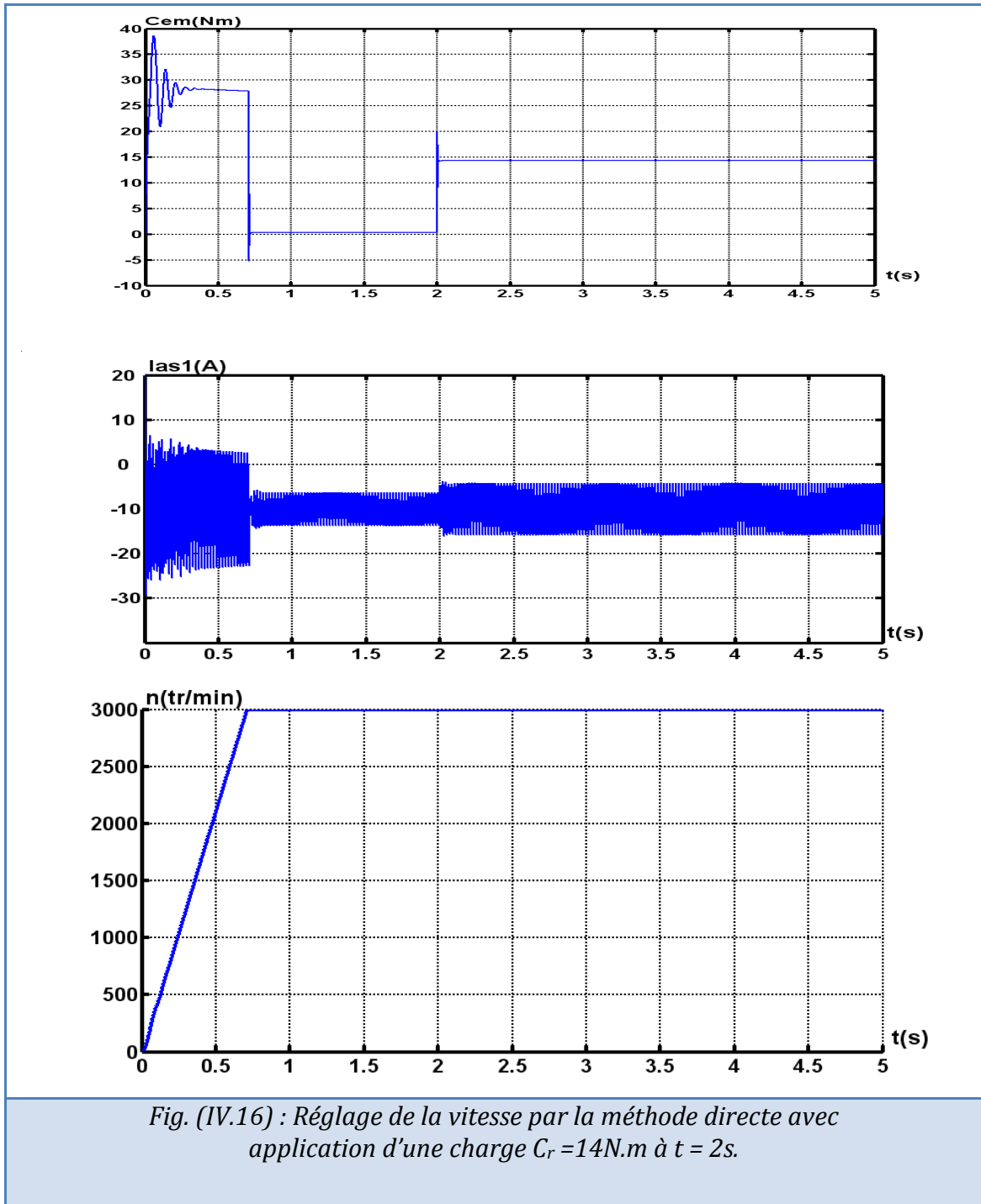


Fig. (IV.16) : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec application d'une charge $C_r = 14N.m$ à $t = 2s$.

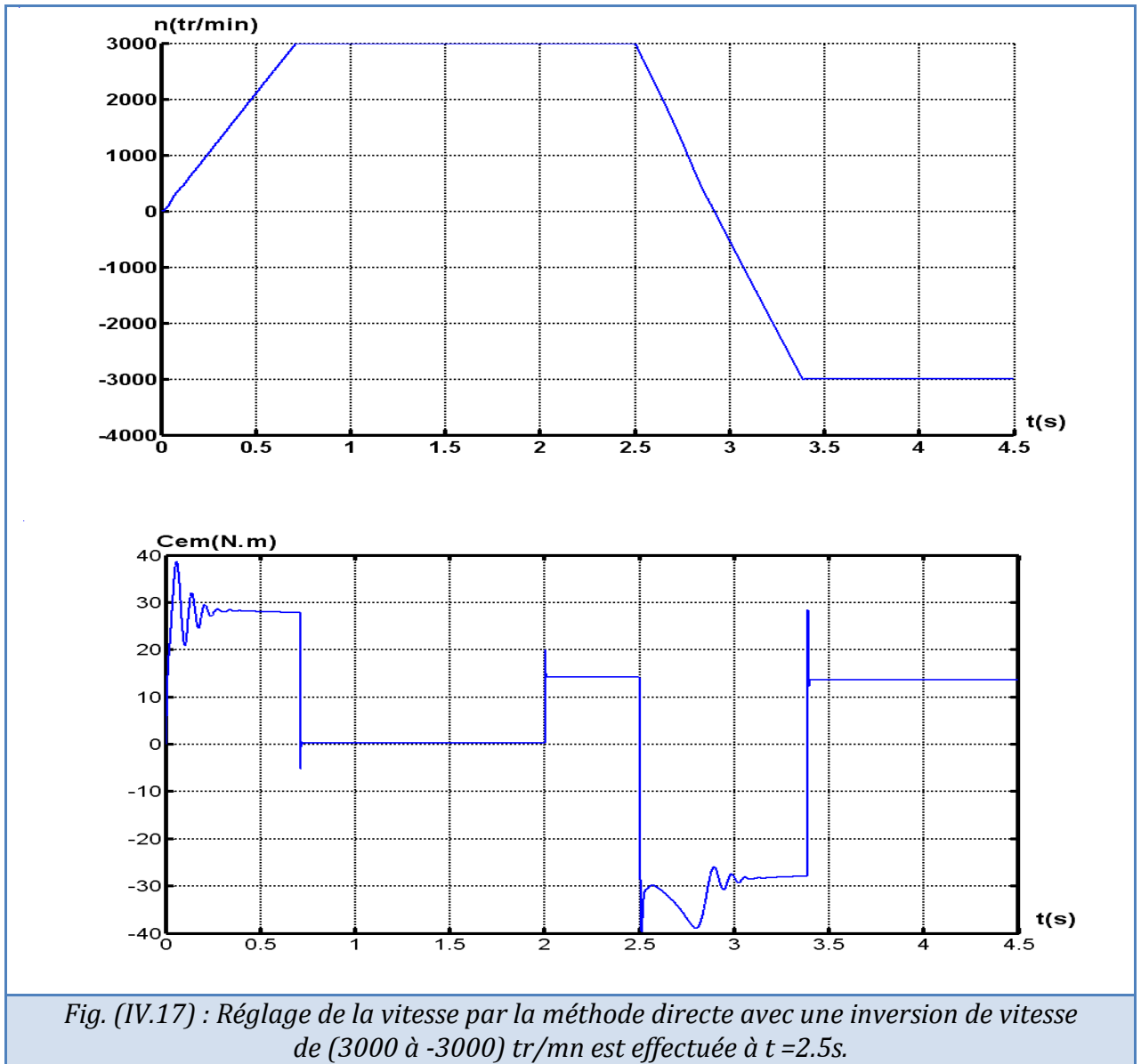


Fig. (IV.17) : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec une inversion de vitesse de (3000 à -3000) tr/mn est effectuée à $t = 2.5$ s.

IV.6.3 Interprétations des résultats:

Les résultats de simulation ont été effectués pour deux tests :

Dans le premier, il s'agit d'application d'une charge ($C_r = 14$ N.m) à l'instant $t = 2$ s.

Dans le deuxième test, nous avons inversé le sens de rotation de (3000 à -3000) tr/mn à l'instant (2.5s).

✓ Le premier test montre que :

La vitesse de référence est atteinte au bout de 0.71s

Le couple électromagnétique compense le couple de charge, et atteint au démarrage une valeur (39N.m) Le courant statorique i_{as1} , à une allure sinusoïdale et présente au démarrage un pic de courant égal à 15.1A.

✓ Pour le deuxième test on constate que :

La vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de 0.71s

Le couple électromagnétique atteint une valeur négative de -30N.m durant l'intervalle de l'inversion de vitesse, et oscille autour du couple de charge lorsque la vitesse atteint -3000 tr/mn .

IV.7 CONCLUSION:

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, appliqué à une MASDE.

On a appliqué deux méthodes indirecte et directe, la première nécessite seulement la connaissance de la position de flux mais la deuxième le module et la position de flux, sont indispensables.

La régulation par la méthode directe présente des performances meilleures que celle présentés par la méthode indirecte en termes de temps de réponse et du rejet de perturbation.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans ce mémoire nous avons présenté l'étude d'une machine asynchrone à double étoile et sa commande vectorielle. A l'issue de ce travail, les volets principaux et les perspectives futures envisageables peuvent être résumés comme suit :

La première partie de ce travail a été consacrée à la présentation des généralités sur la machine asynchrone à double étoile « MASDE ».

La deuxième partie est l'étude de la modélisation par la transformation de PARK avec la précision des différents repères qui peuvent être utilisés, ces dernières dépendent du positionnement de repère de PARK.

Dans la troisième partie nous avons étudié l'association de cette machine avec deux onduleurs de tension commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI.

Enfin, l'étude de la commande vectorielle au dernier chapitre a été présentée. La commande vectorielle basée sur l'orientation du flux rotorique est une technique de commande permet d'acquérir des performances dynamiques comparables à celle obtenues par la machine à courant continu.

Deux méthodes de commande vectorielle directe et indirecte sont appliquées pour la commande en vitesse à l'aide des régulateurs classiques de type PI où la première nécessite seulement la connaissance de la position de flux par contre la deuxième méthode, la connaissance du module et la position de flux, sont indispensables.

La régulation par la méthode directe présente des performances meilleures que celle présentés par la méthode indirecte en terme du temps de réponse et du rejet de perturbation.

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

ANNEXE

Paramètre de la machine asynchrone à double étoile

➤ Puissance nominale	$P_n=4,5\text{kw}$
➤ Tension nominale	$V_n=220\text{V}$
➤ Courant nominale	$I_n=6,5\text{A}$
➤ Nombre de paires de pôles	$p=1$
➤ Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1}=3,72\Omega$
➤ Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2}=3,72\Omega$
➤ Résistance rotorique	$R_r=2,12\Omega$
➤ Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1}=0,022\text{H}$
➤ Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2}=0,022\text{H}$
➤ Inductance rotorique	$L_r=0,006\text{H}$
➤ Inductance mutuelle	$L_m=0,3672\text{H}$
➤ Moment d'inertie	$J=0,662\text{kg. m}^2$
➤ Coefficient de frottement	$K_f=0,001\text{Nms/rd}$
➤ Fréquence nominale	$f=50\text{Hz}$
➤ La vitesse nominale	$n=3000\text{tr/min}$

Photos du prototype de machine asynchrone à double étoile



BIBLIOGRAPHIQUES



RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug, « Stady and simulation of space vector PWM control of Double-Star Induction Motors », 2000 IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, pp 42-47.
- [2] Lameche Toufik, « Développement et Implémentation par Logique Floue d'une Commande DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM, ». Thèse de Magister, Université de Sétif, 2003.
- [3] Carlos Canudasde wit, « Commande des Moteur Asynchrones. Volume1, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, ». Paris, Hermès Science publications, 2000.
- [4] Toufouti Riad, « Contrôle Directe du Couple de la Machine Asynchrone, ». Thèse de Magister, Université de Constantine, 2003.
- [5] E .M. Berkouk, « contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentée par des convertisseur direct et indirects. Application aux gradateur onduleur multiniveux » thèse de doctorat, CNAM, paris France 1995.
- [6] G.A.Capolino, Y.Y.Fu, « Commande des machines asynchrones par flux orienté : principe, méthode et simulation », Institut méditerranéen de technologie département électronique de puissance et systèmes associés.
- [7] Yayuan Fu « Commande découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées » Thèse de doctorat, Université montpellier II, 1991.
- [8] Fadli Rahima, Amrani nassima, « Modélisation et Identification de la Machine Asynchrone, ». Mémoire d'ingénieur, Université de Sétif, 2000.
- [9] H. M Gaoua, S. Benhammadi, «machines asynchrone a double stator. Modélisation alimentation et command » Mémoire D'ingéniorat, E.N.P Alger 2002.
- [10] Abbas, M. A.; Christen, R.; Jahns, T. M., "Six-Phase Voltage Source Inverter Driven Induction Motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-20, No. 5, pp. 1251-1259, Sept./Oct 1984.
- [11] Alger, P. L.; Freiburghouse, E. H.; Chase, D. D., "Double Windings for Turbine Alternators", *AIEE Trans.*, Vol. 49, pp. 226-244, Jan. 1930.
- [12] Andersen, E.; Bieniek, K., "6-Phase induction motors for current-source inverter drives", *Proc. 16th Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc.*, 1981, pp.607-618.

- [13] Barton, T. F., "The Double-winding Generator", *General Electric Review*, June 1929, PP. 302-308.
- [14] Brazhnikov, A. V.; Dovzhenko, N. N., "Beyond routine control of multiphase inverter drives", *Proc. PEMC'94*, 20-22 September 1994, Warsaw, Poland, Vol. 1, pp. 99-104.
- [15] Brazhnikov, A. V.; Dovzhenko, N. N., "Control routine and advantages of multiphase AC drives", *Proc. IEEE-PESC'98*, May 1998, Fukuoka, Japan, pp.2108-2114.
- [16] Brosselard P.« Conception, réalisation et caractérisation d'interrupteurs (thyristors et JFETs) haute tension (5 kV) en Carbure de Silicium ». *Thèse de doctorat, Lyon 2004*.
- [17] Drozdowski, P., "A 9-phase cage induction motor fed by 3 \times 9 matrix converter", *Proc. ICEM'00*, 28-30 August 2000, Espoo, Finland, Vol. 1, pp. 387-391.
- [18] Drozdowski, P., "Equivalent circuit and performance characteristics of 9-phase cage induction motor", *Proc. ICEM'94*, 5-9 September 1994, Paris, France, Vol.1, pp. 118-123.
- [19] Ferraris, P.; Lazzari, M., "Phase Numbers and their Related Effects on the Characteristics of Inverter-Fed Induction Motor Drives", *Proc. IEEE-IAS'83*, Mexico City, Mexico, October 1983, pp. 494-502.
- [20] Ferraris, P.; Lazzari, M.; Profumo, F., "Phase Number of Inverter-Fed Induction Motors: Effects on the DC Link Harmonic Contents", *Proc. EPE'85*, Brussel, Belgium, 16-18 October 1985, pp. 3.95-3.102.
- [21] Fuchs, E. F.; Rosenberg, L. T., "Analysis of an alternator with two displaced stator windings", *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vol. PAS-93, No. 6, pp. 432-439, Nov./Dec. 1974.
- [22] Gopakumar, K.; Sathiakumar, S.; Biswas, S. K.; Vithayathil, J., "Modified current source inverter fed induction motor drive with reduced torque pulsations", *Proc. IEE*, Vol. 131, Pt. B, No. 4, July 1984, pp. 159-164.
- [23] Hsu, J. S.; Liou, S. S. P.; Woodson, H. H., "Peaked-MMF smooth-torque reluctance motors", *IEEE Trans. Energ. Conv.*, Vol. 5, No. 1, pp. 104-109, March 1990.
- [24] Jahns, T. M., "Improved Reliability in Solid State AC Drives by Means of Multiple Independent Phase-Drive Units", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-16, No. 3, pp. 321-331, May/June 1980.
- [25] Klingshirn, E. A., "High Phase Order Induction Motors-Part I - Description and Theoretical Considerations", *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vol. PAS-102, no. 1, pp.47-53, Jan. 1983.
- [26] Klingshirn, E. A., "High Phase Order Induction Motors-Part II - Experimental Results", *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vol. PAS-102, no. 1, pp.54-59, Jan.1983.
- [27] Lazzari, M.; Profumo, F.; Tenconi, A.; Grieco, G., "Analytical and Numerical Computation of RMS Current Stress on the DC Link Capacitor in Multiphase Voltage Source PWM Inverters", *Conf. Record EPE 2001 (CD-ROM)*, 27-29 August 2001, Graz, Austria.
- [28] Lipo, T. A., "A d-q Model for Six Phase Induction Machines", *Proc. ICEM'80*, pp. 860-867, Athens, Greece, 1980.
- [29] Lipo, T. A.; Walker, L. H., "Design and Control Techniques for Extending High

- Frequency Operations of a CSI Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-19, No. 5, pp. 744-753, Sep./Oct. 1983.
2. A.; Wang, F. X., "Design and Performance of a Converter Optimized AC Machine", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-20, No. 4, July/August 1984, pp.834-844.
- [31] McLean, G. W.; Nix, G. F.; Alwash, S. R., "Performance and design of induction motors with square-wave excitation", *Proc. IEE*, Vol. 116, No.8, pp. 1405-1411, Aug. 1969.
- [32] Nelson, R. H.; Krause, P. C., "Induction Machine Analysis for Arbitrary Displacement Between Multiple Winding Sets", *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vol. PAS-93, pp. 841-848, May/June 1974.
- [33] Pessina, G.; Zimaglia, C., "Two speed commutated 5-phase induction motor", *Proc. ICEM'86*, München 1986, Part 1, pp. 199-202.
- [34] Stewart, J. R.; Wilson, D. D., "High phase order transmission-a feasibility analysis, Part I-Steady state consideration", *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vol. PAS-97, no. 6, pp.2300-2307, Nov./Dec. 1978.
- [35] Stewart, J. R.; Wilson, D. D., "High phase order transmission-a feasibility analysis, Part II-Overvoltages and insulation requirements", *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vol. PAS-97, no. 6, pp.2308-2317, Nov./Dec. 1978.
- [36] Toliyat, H. A.; Lipo, T. A.; Coleman W., "Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications. Part 2 (Motor Design an Performance)", *IEEE Trans. Energ. Conv.*, Vol. 6, No. 4, pp. 684-692, Dec. 1991.
- [37] Wang, F. X.; Lipo, T. A., "Analysis and steady-state behavior of an optimized AC converter machine", *IEEE Trans. Power App. Syst.*, Vol. PAS-102, no. 8, pp.2734-2742, August 1983.
- [38] Wang, F. X.; Zhang, B. Y., "Waveform Optimization Design of an Converter Machine", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 25, No. 3, pp. 436-440, May/June 1989.
- [39] Ward, E. E.; Härer, H., "Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor", *Proc. IEE*, Vol. 116, No. 6, pp. 980-984, June 1969.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR
D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE**

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par :

Mme . BENALIA Leila.

Présenté par :

BENAISSA Zakaria.

BENNENI Samir.

Thème :

**COMMANDE VÉCTORIELLE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE A DOUBLE ÉTOILE**

Résumé :

Ce mémoire présente une étude de la modélisation et la commande en vitesse de la machine asynchrone à double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension.

On a commencé par une étude théorique sur les types des machines multiphasés ; puis on a étudié l'association des convertisseurs statique avec cette machine, On termine notre travail par l'étude de la technique de commande vectorielle avec ses deux variantes directe et indirecte à base de régulateurs linéaires de type PI.

Finalement, les résultats de simulation sont présentés.

Mots clés: Machine multiphasés, Machine asynchrone à double étoile (MASDE), Commande Vectorielle, Onduleur de Tension, Technique MLI, Régulateur PI,

*******2007/2008*******