

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



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE: AUTOMATIQUE

THEME

COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE
DOUBLE ETOILE

Proposé et dirigé par :

- Mme. BENALIA Leila.

Présenté par :

- BOUGUERRA Zahira.

Année Universitaire: 2011/2012

N° d'ordre : 04



Dédicace

*Je dédie ce mémoire :
A mes chers parents
A mes frères
A mes sœurs
A mes belles sœurs
A mes grands parents
A mes amis
A tous qui me connu*

Remerciement

Au nom d'**Allah**, La louange est à **Allah** l'unique et la paix et le salut sur celui qui n'a point de messager après lui et sur sa famille, ses compagnons et tous ceux qui suivent son chemin jusqu'au jour de la résurrection.

J'adresse mes sincères remerciements à mon encadreur madame **Leila BENALIA** pour l'honneur qu'elle m'a fait en acceptant d'être mon encadreur, pour la confiance et l'aide qu'il m'a accordé pour mener ce travail à terme.

Mes vifs remerciements vont à Monsieur **Hocine AMMIMEUR** Professeur à l'Université de Bejaia pour son aide et ses encouragements.

Je remercie également **Monsieur Rachid ABDESSEMED** Professeur à l'Université de Batna et Directeur du Laboratoire de Recherche d'Electrotechnique (LEB).

Mes remerciements vont également à mes amis, mes collègues et mes enseignants.

Sommaire

Sommaire

Liste des symboles

Notation

List des tableaux

Tables des figures

Introduction générale..... 1

Chapitre I *État de l'art de la MASDE*

I.1. Introduction	4
I.2. Histoire des machines électriques	4
I.3. Les applications des machines électrique dans l'industrie	5
I.4. Application des machines multiphasées	7
I.5. Caractéristique des machines multiphasées	8
I.5.1. Machines multiphasées de type 1	8
I.5.2. Machines multiphasées de type 2.....	10
I.6. Avantages des machines multiphasées	11
I.6.1. Segmentation de puissance.....	11
I.6.2. La fiabilité.....	11
I.6.3. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.....	12
I.7. Inconvénients des machines multiphasées	13
I.8. Conclusion	13

Chapitre II *Modélisation de la machine asynchrone Double étoile (MASDE)*

II .1. Introduction	14
II.2. Description de la machines asynchrone double étoile	15
II.3. Modélisation de la MASDE	16
II.3.1. Hypothèse simplificatrices.....	16
II.3.2. Équation électrique de le MASDE.....	17
II.3.3. La représentation matricielle	17
II.3.4. Équation magnétiques de la MASDE.....	18

II.3.5. Couple électromagnétique	19
II.3.6. Equation mécanique.....	19
II.4. Modélisation biphasé de la MASDE.....	20
II.4.1. Transformation de PARK.....	20
II.4.2. L'équation de tension.....	21
II.4.3. Equations des flux.....	22
II.4.3. Equation mécanique	23
II.4.3.1. La puissance instantané.....	23
II.4.3.2. Le couple électromagnétique.....	24
II.5. Choix référentiel.....	25
II.5.1. Référence d'axe « α, β »	25
II.5.2. Référence d'axe « x, y »	25
II.5.3. Référence d'axe « d, q »	25
II.6. Mise sous forme d'équation d'état	25
II.7. Simulation et interprétation des résultats.....	27
II.7.1. Le schéma de simulation.....	27
II.7.1. Simulation et interprétations des résultats	28
II.8. Alimentation de MASDE par onduleur de tension à commande MLI	29
II.8.1. Modélisation de l'onduleur de tension	30
II.8.2. Modulation de largeur d'impulsion « MLI »	31
II.8.3. Association de MASDE avec onduleur de tension de commande MLI	33
II.9. Simulation et interprétation des résultats.....	33
II.10. Conclusion.....	35

Chapitre III La commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile(MASDE)

III.1. Introduction	36
III.2. Principe de la commande.....	37
III.3. Le choix d'orientation de flux.....	37
III.4. Les différentes méthodes de la commande vectorielle	38
III.4.1. La méthode directe	38
III.4.2. La méthode indirecte	38
III.5. La commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse.....	38

III.5.1. Synthèse d'un régulateur PI de courant	40
III.5.2. Application de la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse	41
III.5.3. Simulation et interprétation des résultats	43
III.6. Commande vectorielle indirect avec réglage de vitesse.....	44
III.6.1. Bloc de défluxage	44
III.6.2. Le régulateur de vitesse.....	44
III.6.3. Simulation et interprétation des résultats	45
III.7. Commande vectorielle directe avec un réglage de vitesse.....	49
III.7.1. Estimateur de flux	50
III.7.2. Régulateur de flux	51
III.7.3. Simulation interprétation des résultats	51
III.8. Conclusion	55

Chapitre IV La commande par mode glissant de la machine asynchrone double étoile

IV .1. Introduction	56
IV.2. Le principe de la commande par mode glissant des systèmes à structure variable....	57
IV.3. Les régimes de glissement	58
IV.3.1. Le régime glissant idéal	58
IV.3.2. Le régime glissant réel	59
IV.4. Les structures de commande par mode glissant	59
IV.4.1. La structure par commutation au niveau de l'organe de commande	59
IV.4.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état	60
V.4.3. Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente	60
IV.5.Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement	61
IV.5.1. Le choix de surface de glissement	61
IV.5.2. Conditions de convergence.....	62
IV.5.3. Détermination de la loi de commande.....	63
VI.6. Elimination de phénomène de broutement (chattering)	65
VI.7. Réglage en cascade de la vitesse et de flux rotorique par mode glissant	66
VI.7.1. Surface de régulation de la vitesse.....	67
IV.7.2. Surface de régulation de flux rotorique	68
IV.7.3. Les surfaces de régulation des courantes statoriques	68

IV.8. Application	71
IV.9. Simulation et interprétations des résultats	73
IV.10. Conclusion	77
<i>Conclusion générale</i>	78
<i>ANNEXE A</i>	80
<i>ANNEXE B</i>	82
<i>ANNEXE C</i>	83
<i>BOBLIOGRAPHIE</i>	85

Liste des symboles

MASDE : Machine Asynchrone Double étoile.

Indices

s_1, s_2, r : Indices correspondant au l'étoile 1, l'étoile 2, rotor.

a_{s1}, b_{s1}, c_{s1} : Indices correspondant au trois phases de l'étoile 1.

a_{s2}, b_{s2}, c_{s2} : Indices correspondant au trois phases de l'étoile 2.

a_r, b_r, c_r : Indices correspondant au trois phases de rotor.

d, q : Axes longitudinal et en quadrature du repère de Parck.

Paramètres

R_{s1}, R_{s2}, R_r : Résistances statoriques et rotoriques(Ω).

L_{s1}, L_{s2} : L'inductance propre d'une phase statorique (H).

L_r : L'inductance propre d'une phase rotorique (H).

L_{ms} : L'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique (H).

L_{mr} : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (H).

L_{sr} : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques (H).

S : L'opérateur de Laplace.

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

C_r : Le couple résistant (N.m).

J : Moment d'inertie ($kg.m^2$).

Ω_s : Vitesse de rotation de champs (vitesse synchronisme) (tr/min).

Ω : Vitesse mécanique de rotation de rotor (tr/min).

Ω_n : La vitesse nominale (tr/min).

ω_{coor} : La vitesse angulaire de rotation de système d'axe biphasé par rapport au système d'axe triphasé (rad/s).

ω_m : La vitesse mécanique de la machine (tr/min).

ω_s : Pulsation électrique de stator (rd/s).

ω_r : Pulsation électrique de rotor (rd/s).

ω_{gl} : Pulsation électrique de glissement (rd/s).

T_r : Constante de temps rotorique.

T_p : Période de porteuse.

m : Indice de modulation.

r : Coefficient de réglage en tension.

t : Temps (s).

P : Nombre de paires des pôles de la machine.

ε : Gain positif.

K_i : Gain intégral.

K_p : Gain proportionnel.

K_{pv}, K_{iv} : Gain proportionnel et intégrale du régulateur de vitesse.

K_{fv}, K_{fv} : Gain proportionnel et intégrale du régulateur de flux.

$K_{p1,2}, K_{i1,2}$: Gain proportionnel et intégrale du régulateur de courantes statoriques.

E : Tension continue (V).

f_r : Coefficient de frottement (Nms/rd).

$\phi_{s1}, \phi_{s2}, \phi_r$: Le flux statorique, rotorique(Wb).

ϕ_{ds}, ϕ_{qs} : Le flux statorique dans le repère de Parck (Wb).

$\Phi_{d,qest}$: Le flux estime dans le repère de Parck (Wb).

$V_{a,b,cs1,2}$: Tension triphasé statorique (V).

$V_{a,b,cr}$: Tension triphasé rotorique (V).

$V_{ds,qs1,2}$: La tension statorique dans le repère de Parck (V).

$V_{dr,qr}$: La tension rotorique dans le repère de Parck (V).

$I_{a,b,cs1,2}$: Le courant statorique (A).

$I_{a,b,cr}$: Le courant rotorique (A).

$S(x)$: Surface de glissement de la variable x.

$S(i_{d,qs1,2})$: Surface de glissement des courants statorique.

$S(\omega_r)$: Surface de glissement de vitesse.

$S(\Phi_r)$: Surface de glissement de flux.

U_{eq} : Commande équivalent.

U_n : Commande non linéaire.

e : L'erreur.

e(x) : L'écart de la variable x.

Notation

FOC : Fieled Oriented Contrôle (commande à flux orienté).

MFOC : Modified Fieled Oriented Contrôle (commande à flux orienté modifié).

MLI : Modulation par Largeur d'Impulsion.

PI : Proportionnel Intégral.

MG : Mode Glissent.

Table des figures

- I.1. Exemple d'application d'une machine synchrone de 15 phases
- I.2. Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.
- I.3. Couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée
- I.4. Couple électromagnétique d'une machine asynchrone double étoile
- II.1. Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double étoile
- II.2. Le fonctionnement de la machine suivant la valeur de glissement g
- II.3. Le modèle généralisé de MASDE selon les axes (d,q)
- II.4. Schéma de simulation de MASDE alimenté par le réseau
- II.5. Représente les résultantes de simulation de la MASDE, avec l'application des charges : $C_r=15 \text{ N.m}$ entre [1.5, 3]s et $C_r=-15\text{N.m}$ entre [3, 4]s.
- II.6. Onduleur triphasé
- II.7. Principe de la technique triangulo- sinusoïdale
- II.8. Schéma d'association de MASDE avec deux onduleurs de tension commandé par MLI-ST
- II.9. Les résultantes de simulation de MASDE avec deux onduleurs de commande MLI-ST
- III.1. Principe de commande vectorielle
- III.2. Schéma bloc de commande à flux
- III.3. Schéma d'un régulateur PI des courants
- III.4. Schéma de découpage (F.O.C) de MASDE sans régulateur de vitesse
- III.5. Schéma du bloc de découpage (F.C.O)
- III.6. La réponse de MASDE avec la commande vectorielle sans réglage de vitesse
- III.7. Schéma de défluxage
- III.8. Schéma d'un régulateur de vitesse
- III.9. Schéma de découpage (F.O.C) de MASDE avec régulateur de vitesse
- III.10. Résultat la commande F.O.C avec régulateur de vitesse du MASDE
- III.11. Régulation indirecte de la vitesse suivi l'inversion de vitesse (2500,-2500) tr/min

III.12. Régulation indirect de la vitesse avec une augmentation de la résistance de rotor
 $R_r=2R_r$ à $t=1s$

III.13. Régulation indirect de la vitesse avec une augmentation de moment d'inertie $J=2J_n$ à
 $t=1s$

III.14. Schéma du bloc de découplage (MFOC)

III.15. Schéma bloc de commande à flux orienté(MFCO)

III.16. Schéma de découpage (M.F.O.C) de MASDE avec régulateur de vitesse

III.17. Régulateur de flux

III.18. Réglage de la vitesse par la méthode directe avec l'application d'une charge de 15N.m
à $t= 2s$

III.19. Réglage de la vitesse par la méthode directe avec inversion de vitesse à $t=2s$

IV.1. Convergence de système glissant

IV.2. Trajectoire de système à la commande par mode glissant

IV.3. Le régime glissant idéal

IV.4. Le régime glissant réel

IV.5. Régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

IV.6. Régulation par commutation au niveau de contre réaction d'état

IV.7. Structure de régulation par l'ajout de la commande équivalente

IV.8. Fonction sign (toute ou rein)

IV.9. Phénomène de broutement

IV.10. Fonction de saturation

IV.11. Fonction de saturation

IV.12. Schéma de réglage en cascade de vitesse et de flux rotorique par mode glissant

IV.13. Schéma bloc de FOC(MG)

Liste des tableaux

I.1.Application types des principaux types de machines et de leur alimentation

I.2.Machines multiphasées de Type 1

I.3.Machines multiphasées de Type 2

IV.1 Paramètres des régulateurs par mode glissant

Introduction générale

Introduction générale

Pendant de nombreuses décennies, la machine à courant continu (MCC) a constitué la seule source électromagnétique de vitesse variable en raison de la facilité de sa commande. Cette dernière est assurée grâce au découplage naturel entre les deux éléments de commande en l'occurrence :

- Le courant induit producteur du couple.
- Le courant inducteur producteur du flux.

Cependant, la fragilité du système balais collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C. en effet, ce commutateur ne facilite pas son entretien, il limite son fonctionnement en puissance et en vitesse et ne permet pas son utilisation dans des milieux corrosifs explosifs. Les techniques modernes d'entraînement reposent sur une utilisation de plus en plus large du moteur asynchrone, cela est motivé par sa robustesse, sa fiabilité électromécanique, et son faible coût.

L'évolution technologique notamment en matière de semi-conducteur permet maintenant de construire des convertisseurs statiques performants capables de délivrer des tensions, courants d'amplitude et de fréquence réglable.

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matières de semi-conducteurs de puissance et de technologies numériques. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation.

Afin d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale par exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des

techniques multi-niveaux ou à la mise en parallèle de convertisseurs. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines multiphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois), alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases. L'idée de multiplier le nombre de phases trouve là une de ses principales raisons d'être. En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus élevé de bras, chacun d'eux est alors dimensionné pour une puissance réduite ce qui permet d'obtenir des fréquences de commutation plus élevées et donc des ondulations de courant et de couple amoindries.

Une des machines multiphasées, La machine asynchrone double étoile (MASDE), qui possède deux enroulements triphasés identiques. Les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée ; il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotorique.

Organisation du mémoire :

L'objectif principal de ce travail est l'étude de la commande vectorielle par orientation du flux et la de commande par mode glissant de la machine asynchrone double étoile (MASDE).

Ce mémoire est reparti en quatre chapitres comme suit :

Dans le premier chapitre, on présente un état de l'art de MASDE. Les avantages et les inconvénients de cette machine, ainsi les domaines d'utilisation sont présentés.

Le deuxième chapitre, sera consacré à la modélisation de la MASDE alimentée par onduleurs de tension, en utilisant la transformation de Park linéarisé (passage triphasé-biphasé). La simulation du ce modèle sera effectuée.

Le troisième chapitre, présentera le principe et l'application de la commande vectorielle par orientation du flux (FOC: Field Oriented Control) à la MASDE, cette technique de commande permet la linéarisation du modèle de la MASDE avec un découplage entre le flux et le couple. Les résultats de simulation avec des régulateurs classiques seront présentés.

Le quatrième chapitre, traite la théorie de la technique du réglage par mode glissant à dynamique imposée appliquée au système linéaire. Cela étant pour pouvoir présenter les relations générales permettant le dimensionnement de la surface de glissement.

L'application de ce type de régulateur au la machine asynchrone double étoile MASDE sera effectuée.

Enfin, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce travail et ouvrira une perspective afin de guider les initiatives futures d'évolution et de recherche.

Chapitre I

*Etat de l'art de la machine
asynchrone double étoile*

Chapitre I

Etat de l'Art de la MASDE

1.1.INTRODUCTION

Ces dernières décennies le progrès enregistré dans la technologie de l'électronique de puissance est permettant l'utilisation des machines à courant alternatif dans les applications de vitesse variable.

Les premières machines à courant alternatif, comme les réseaux de distribution de l'énergie électrique, étaient autrefois diphasées. Mais la version triphasée s'est rapidement imposée, permettant ainsi d'éliminer certains problèmes posés par les harmoniques et d'obtenir des machines globalement plus performantes. Actuellement, machines triphasées constituent la majeure partie des systèmes d'entraînement industriels [1].

Les machines triphasées à courant alternatif dominent assez largement le domaine des machines électrique, mais longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phase supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées «machine à grand nombre de phases» ou «machine multiphasées». Dès la fin de 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accueillir la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance[3].

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.

1.2. HISTOIRE DES MACHINES ELECTRIQUES

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

En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. Dans la même période, le Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué

des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.

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

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

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

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

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

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

En 1888 Nikola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, générateurs moteur synchrones et asynchrones, etc.). Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique [4].

1.3.LES APPLICATIONS DES MACHINES ELECTRIQUES DANS L'INDUSTRIE

À cause de la simplicité de son fonctionnement et de son alimentation et de sa commande, Le moteur à courant continu à vitesse variable occupée une place très important depuis les premier industriels telles que la sidérurgie, jusqu'aux robots, en passant par la traction. Néanmoins, les machines alternatives trouvent preneur car elles peuvent être robustes, d'un prix concurrentiel et d'une aptitude à s'accommoder aux divers besoins de l'industrie, elles ont aussi une grande aptitude à la variation de vitesse.

Le tableau ci-dessous, présente l'utilisation les différents type des machines électriques dans les différents secteurs industriels [5].

Machines	Alimentation	Applications type
Moteurs à courant continu		
-bobiné -aimant permanent	hacheur ou redresseur commandé ou non	entraînements industriels (aciéries, papeteries) et traction (bus, métro, train...) véhicules électriques, auxiliaires auto-mobile et avion. Asservissements de vitesse et position.
Moteurs asynchrones		
-monophasé à cage -triphase bobiné	sinusoïdale monophasée ou gradateur. sinusoïdale triphasé ou cascade hypo synchrone.	entraînements faible puissance, bas prix, domestiques et industriels. entraînements de grande puissance plage de vitesse limitée.
Moteurs synchrones		
-Excitation bobinée (avec bagues ou diodes tournantes) -excitation par aimant -à reluctance variable avec cage de démarrage.	sinusoïdale triphasée ou onduleur courant sinusoïdale triphase(ou biphasée selon la machine) ou onduleur MLI. sinusoïdale triphasé(ou biphasée selon la machine) ou onduleur MLI.	entraînements ventilateurs et compresseurs grande puissance. -entraînements faible ou moyenne puissance nécessitant une synchronisation, (ex.: textile...) -entraînements faible ou moyenne puissance nécessitant une synchronisation, (ex.: textile...).
Moteurs pas à pas		
Tous types	continue commutée créneaux de tension ou de courant.	-péri-informatique (imprimantes, traceurs). -Asservissement de position.
Moteurs à reluctance variable.		
Polyphasés. monophasé	continue commutée continue commutée ou sinusoïdale.	-entraînements sans balais faible coût -grande plage de vitesse pour faible et moyenne Puissance.

		Applications domestiques et avioniques. -entraînements synchrones de faible et très faible puissance.
--	--	--

Tableau I.1. Application des principaux types de machine et de leurs alimentations

I.4.APPLICATIONS DES MACHINES MULTIPHASEES

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc.

Exemple d'application de la machine multiphasées :

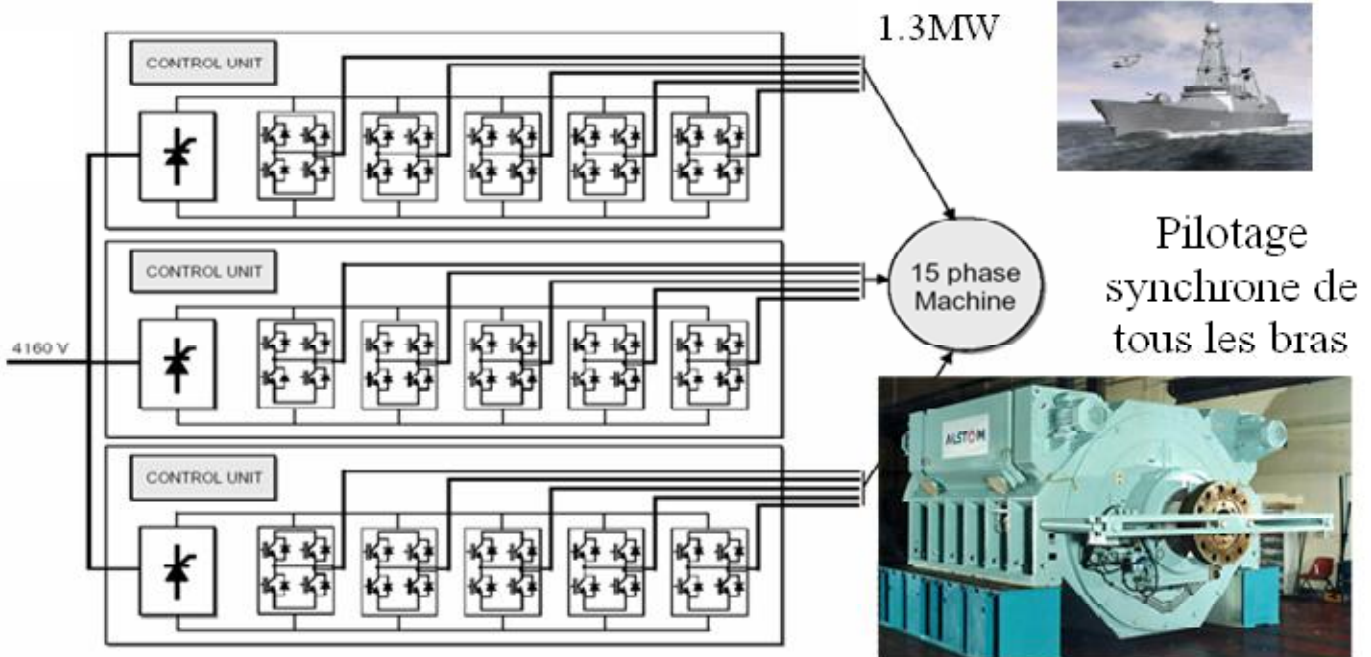


Figure. I.1 – Exemple d'application d'une machine synchrone de 15 phases

Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux (Figure. I.2) [6].

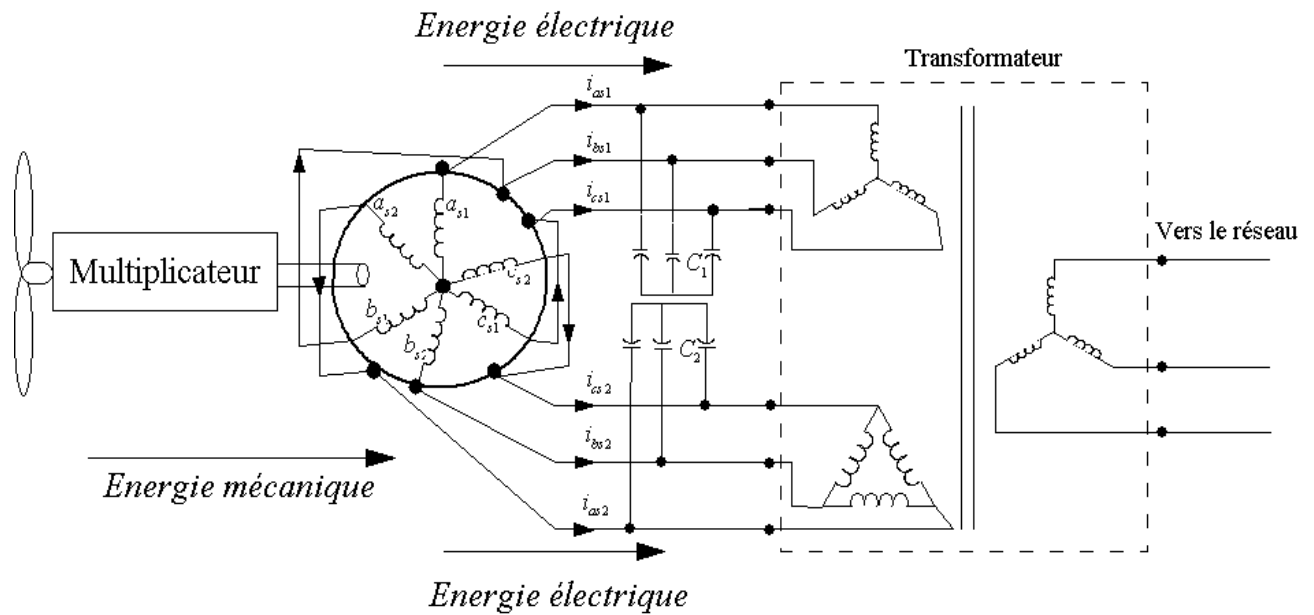


Figure. I.2 – Exemple d’application d’une machine asynchrone de 6 phases.

I.5. CARACTERISTIQUES DES MACHINES MULTIPHASEES

On distingue habituellement deux types de machines multiphasées, suivant que le nombre des phases statoriques est ou non multiple de trois [3]. On peut ainsi les classer en deux groupes qui nommera :

- Machines multiphasées de type 1.
- Machines multiphasées de type 2.

I.5.1. Machines multiphasées de type 1

Dans ce type de machines qui sont appelées aussi machines multi-étoile, le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l’on puisse les grouper en η étoiles triphasées :

$$q = 3 \eta \quad (\eta = 1, 2, 3, 4, 5, \dots).$$

Pour un nombre donné de phases, il est possible d’avoir plusieurs configurations suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

En effet, une machine double étoile dont le nombre de phases statorique $q = 6$ et les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$ a des caractéristiques différentes de celles d’une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$.

Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un nombre équivalent de phases, noté q_α , dont la définition est comme suit :

$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$$

Le tableau I.2 donne le détail de quelques exemples des machines multi-étoile.

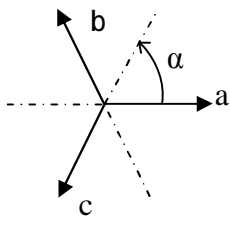
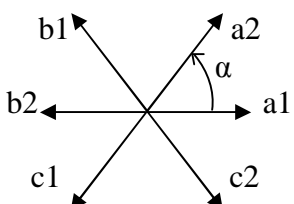
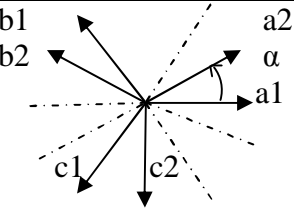
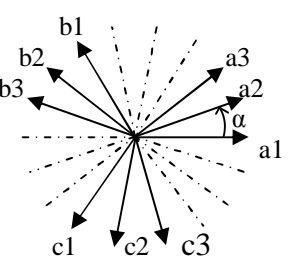
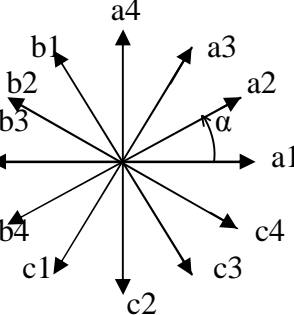
Nombre de Phases (q)	Nombre équivalent de phase (q_α)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

Tableau. I.2. Machines multiphasées de Type 1

I.5 .2. Machines multiphasées de type 2

Dans ce type de machines, le nombre de phases statoriques q est un nombre impair

Si α représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors

régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{q} = 2\alpha$. On a donc toujours : $q\alpha = \pi = \frac{\pi}{q}$.

Nombre de phases n_{ph}	Nombre de phase $n_{ph\alpha}$	Décalage angulaire (α degré)	Représentation des axes des bobine
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

Tableau. I.3 – Machines multi-phases de type 2

I.6. AVANTAGES DES MACHINES MULTIPHASEES

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

I.6.1 Segmentation de puissance

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

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

I.6.2 La fiabilité

L'amélioration de fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une ou plusieurs phases ouverts c.-à-d. la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commandé la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu' à $(n_{ph} - 3)$ phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue.

Si par exemple lors de fonctionnement d'une machine triphasée alimentée par un onduleur, un des bras de l'onduleur est défectueux, dans ce cas la, la machine ne fonctionne qu'avec deux phases ce qui fait perdre le pouvoir de commander cette dernière. Pour résoudre ce problème, le neutre de la machine doit être relié au point milieu de la source de tension continue afin de pouvoir commander les deux courants restants. Dans les machines multiphasées, ce cas de défection d'un bras de l'onduleur ne pose aucun problème car il reste au moins trois phases actives, et la connexion du neutre de la machine au point milieu d'une source de tension continue n'est pas nécessaire. Donc plus on augmente le nombre de phases plus on aura une grande plage de liberté pour contrôler la machine [1].

1.6.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Par une comparaison des harmoniques du couple électromagnétique de deux machines l'une classique et l'autre machine asynchrone double étoile.

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

Par simulation de ces deux machines, on voit l'oscillation du couple électromagnétique de la machine double étoile est plus faible que celle de la machine triphasée [6].

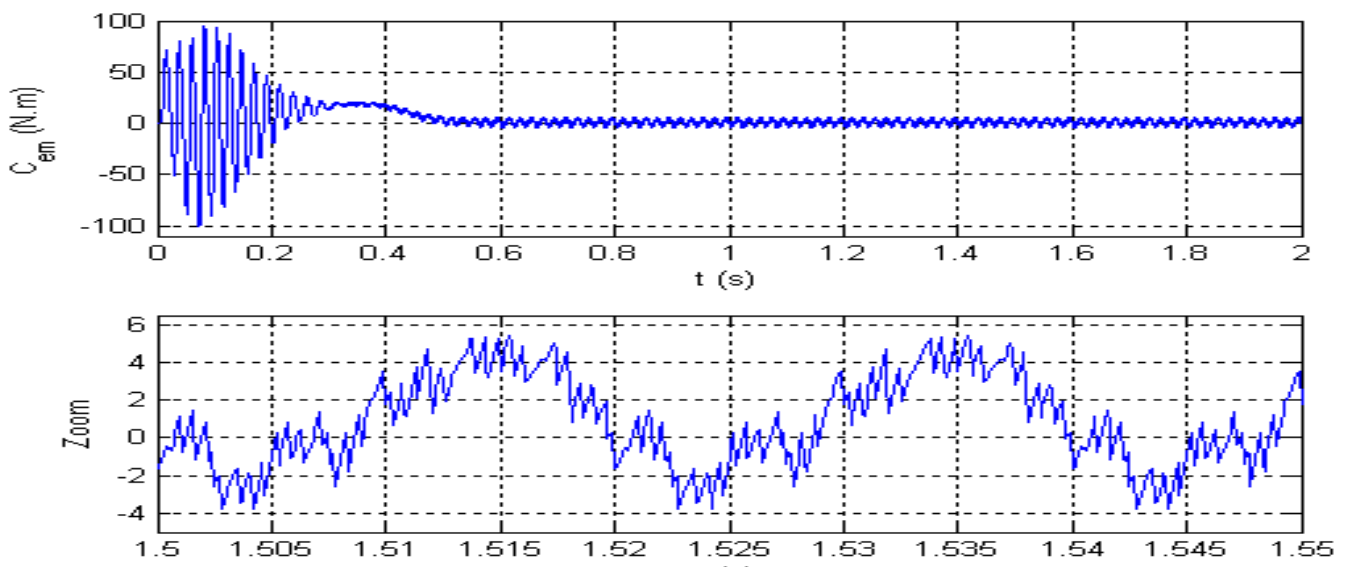


Figure. I.3 – Couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée.

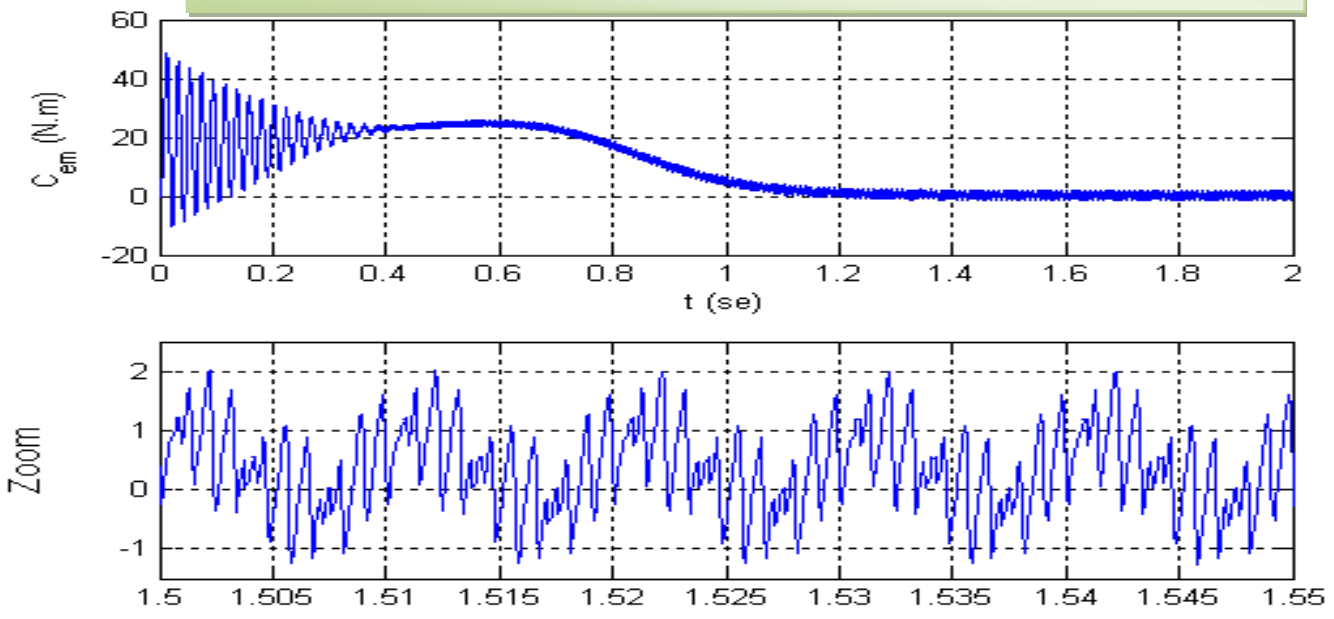


Figure. I.4 – Couple électromagnétique d'une machine asynchrone double étoile.

1.7. INCONVENIENTS DES MACHINES MULTIPHASEES

Le coût : le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine.

Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté pour les machines multiphasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à nombre de phases impaires tel que (5 phases, 7 phases, etc.).[3]

1.8. CONCLUSION

Cet état de l'art donne une idée générale sur les différents type des machines multiphasées, leurs différentes caractéristique leurs avantages et leurs inconvénients.

Jusque ici des recherches à été réalisé pour les applications particulières, tantôt dirige vers la conception, tantôt vers la commande et n'ont pas de fourni des critères permettant d'envisage le nombre de phase d'une machine comme un paramètre influant le choix d'ensembles électromécanique (modulateur et machine).

Des recherches récentes sur la machine asynchrone double étoile et vu ses avantages, il est très intéressant de pouvoir étudier cette dernière en deux modes de fonctionnement (moteur, générateur).

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone double étoile

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone Double étoile (MASDE)

II.1.INTRODUCTION

La modélisation c'est une transformation de système à des équations mathématique, qui est une étape primordiale pour la comprendre et l'étudier du fonctionnement et de commande.

Pour obtenir le modèle d'un système; trois tâches doivent être accomplies : choisir le modèle, déterminer ses paramètres et enfin vérifier sa validité.

La modélisation de la machine électrique se fait par une fonction de transfert c.-à-d. une rapport entrée/sortie ou par des équations dont ce dernier est très complexes et leur développement nécessite des calculs importants, à cause de la répartition de l'enroulement et la géométrie de MASDE. Mais dans la plupart des cas la représentation par les équations rendent compte correctement le comportement des machines tournantes (régime dynamique).

Après la description et la modélisation de la machine il faut faire une transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires, pour le but de simplification.

L'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner la difficulté de modèle et de le simplifier.

L'objectif de ce chapitre est de trouver le modèle mathématique de la MASDE, et le simuler avec une alimentation sinusoïdale triphasé (boucle ouverte), puis on alimente la MASDE par deux onduleurs commandés par une MLI.

Ces classes de modèles dépendent directement des hypothèses simplificatrices prends-en considération, des stratégies de commande adoptées, de la nature de la source d'alimentation et du choix des composantes du vecteur d'état [5].

II.2. DESCRIPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ÉTOILE

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 ($\alpha=\pi/6$) chacune 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 tensions équilibrées, qui en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer. Le rotor est a cage d'écureuil.

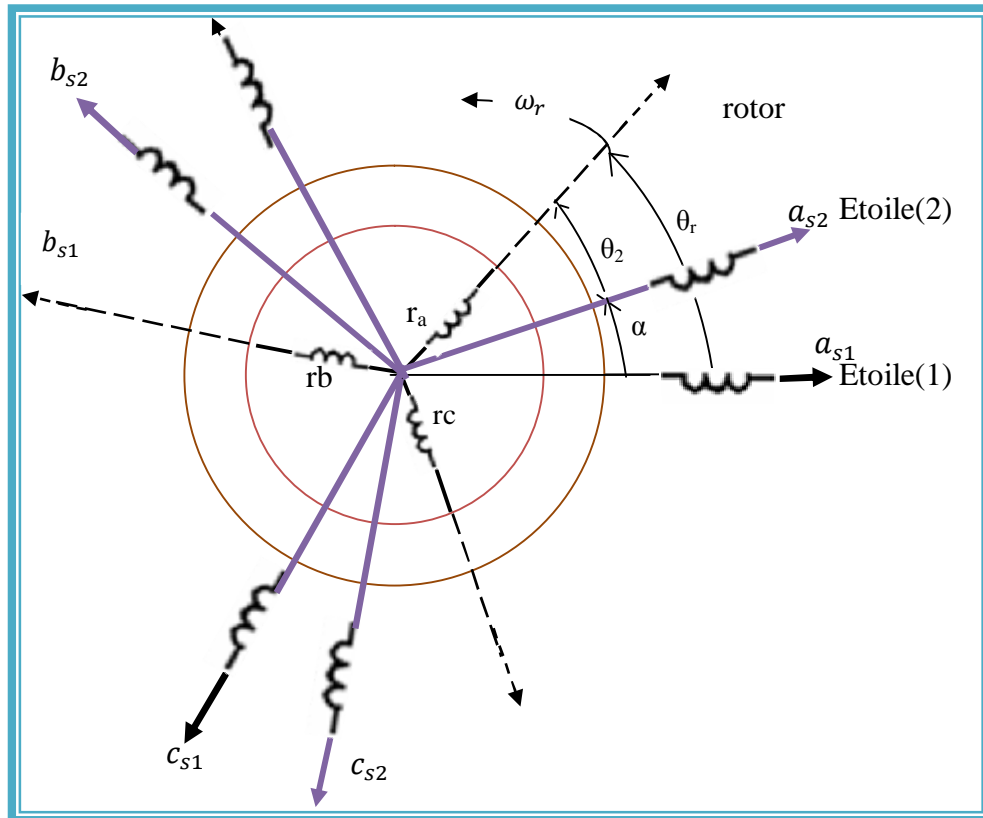


Figure. II.1. Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double étoile.

α : L'angle de décalage entre les deux étoiles

θ_r : La position de rotor (phase r_a) par rapport à l'étoile 1 (phase a_{s1}).

$\theta_2 = \theta_r - \alpha$: La position de rotor (phase r_a) par rapport à l'étoile 2 (phase a_{s2}).

La vitesse de synchronisme Ω_s : c'est la vitesse de rotation de la force de magnétomotrice (f.m.m) d'entrefer.

Les courants triphasés de pulsation ω_s et de fréquences f_s qui alimente l'enroulement 1 et l'enroulement 2 avec décalage de (α) engendrent un champ tournant de même vitesse Ω_s .

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$$

ω_s : La pulsation fondamentale de courant statorique.

P : nombre paires de pôles.

Après la figure II.1 :

$$\theta_r = \Omega_m t + \theta_0 \quad (2.1)$$

$$\theta_r = \theta_2 + \alpha \quad (2.2)$$

Telle que :

Ω_m : La vitesse mécanique du rotor.

θ_0 : La position initiale de rotor par rapport à l'étoile 1.

On définit la vitesse mécanique de rotor comme suite :

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

Telle que g est le glissement relatif de f.m.m :

$$g = \frac{\omega_s - P\Omega_m}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$$

Donc la pulsation fondamentale de rotor est :

$$\omega_r = (1 - g)\omega_s$$

Les deux enroulements statoriques produisent deux champs tournants qui génèrent des forces électromotrices, ce dernier tournent le rotor à une vitesse « ω_r » inférieure à celle du synchronisme ($\omega_r < \omega_s$).

A partir de la valeur de glissement, on a le schéma des différents modes de fonctionnement

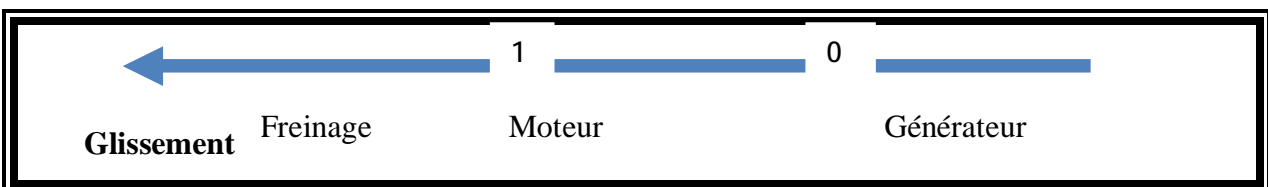


Figure II.2. Le fonctionnement de la machine suivant la valeur de glissement g

II.3. MODELISATION DE MASDE

II.3.1. Hypothèse simplificatrices

Pour le but de la simplification de l'étude et d'obtenir des meilleurs résultats, on a les différentes hypothèses suivante :

- Ø Aucune variation de résistances d'enroulement avec la variation de température.
- Ø Les effets de peau, l'hystérésis, le courant de Foucault et la saturation du circuit magnétique sont négligées.
- Ø L'f.m.m est une répartition sinusoïdale.

Ø l'effet des encoches est négligeable (l'entrefer a largeur constante).

Ø Les enroulements des stators sont identiques.

II.3.2 Équation électrique de le MASDE

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

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

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

II.3.3. La représentation matricielle

Pour la simplification d'étudier on utilise la représentation matricielle suivante :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s1}] \quad (2.7)$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s2}] \quad (2.8)$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \quad (2.9)$$

Le système est identique donc :

$$R_{s1} = R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} ; \quad R_{s2} = R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} ; \quad R_r = R_{ra} = R_{rb} = R_{rc}$$

Les résistances des phases statoriques de l'étoile 1 ,2 :

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

$$\text{Les résistances d'une phase rotorique : } [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

- Les vecteurs de tensions, courants et flux totaux statoriques :

$$[V_{s1}] = \begin{pmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{pmatrix} \quad ; \quad [I_{s1}] = \begin{pmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{pmatrix} \quad ; \quad [\Phi_{s1}] = \begin{pmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{pmatrix}$$

$$[V_{s2}] = \begin{pmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{pmatrix} \quad ; \quad [I_{s2}] = \begin{pmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{pmatrix} \quad ; \quad [\Phi_{s2}] = \begin{pmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{pmatrix}$$

- Les vecteurs de courants et de flux rotoriques :

$$[I_r] = \begin{pmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{pmatrix} \quad ; \quad [\Phi_r] = \begin{pmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{pmatrix}$$

II.3.4. Équation magnétiques de la MASDE

L'équation de flux est exprimé en fonction de courant comme suite :

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

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

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

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

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

$[L_r L_r]$: Matrice inductance de rotor :

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

Les matrices inductance mutuelle entre les deux étoiles :

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

Les matrices inductance mutuelle entre le rotor et étoile1 :

$$[L_{s1r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Les matrices inductance mutuelle entre le rotor et étoile1 :

$$[L_{s2r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Telle que : $[L_{rs2}] = [L_{rs2}]$; $[L_{s1r}] = [L_{rs1}]$

L_{s1} , L_{s2} , L_r : les inductances propres d'étoile 1.2 et du rotor.

L_{ms} : L'inductance mutuelle maximale statorique.

L_{mr} : L'inductance mutuelle maximale rotorique.

L_{sr} : L'inductance mutuelle maximale entre une étoile et un rotor.

$L_{sr} = L_{mr} = L_{ms} = 2/3 L_m$: Inductance mutuelle cyclique stators-rotor

II.3.5. couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est obtenu par la dérivation partielle de l'énergie magnétique (ω_{meg}) par rapport à l'angle mécanique (θ_{mec}).

Telle que : $\omega_{meg} = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^t [\phi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\phi_{s2}] + [I_r]^t [\phi_r])$

Donc : $C_{em} = \frac{\partial \omega_{mag}}{\partial \theta_{mec}} = P \frac{\partial \omega_{mag}}{\partial \theta_{elc}}$ (2.17)

θ_{ele} : L'angle électrique.

P : le nombre de paires de pôles.

$$C_{em} = \frac{P}{2} \left([I_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1r}] [I_r]^t + [I_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2r}] [I_r]^t \right) \quad (2.18)$$

II.3.6. Equation mécanique

L'équation de mouvement de la machine est donnée par la relation suivante :

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

Avec : $\Omega = \frac{\omega_r}{P}$

D'autre part : $\omega_r = d\theta_r/dt$

f_r : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant.

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

II.4. MODELISATION BIPHASE DE MASDE

II.4.1. Transformation de PARK

Le système apporte des équations différentielles à des coefficients varies en fonction de l'angle de rotation. L'étude est alors relativement difficile vu le grande nombre des variables donc la transformation mathématique de PARCK est nécessaire qui permet d'écrire le comportement de la machine à l'aide des équations à coefficients constantes. Cette transformation permet de passe le système triphasé à un système biphasé tournant. À l'aide de la matrice de PARCK $[P(\theta)]$.

Pour l'étoile 1 :

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

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

$$[P(\theta_{s1})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Pour étoile 2 :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha + 4\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Pour le rotor :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r + 4\pi/3) & -\sin(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Telle que θ l'angle entre les systèmes d'axes biphasé et triphasé est donne par :

$$\theta = \int_0^t \omega_{dq} dt$$

ω_{dq} :La vitesse angulaire de rotation de système d'axe biphasé par rapport à l'axe triphasé.

Pour la transformation de PARCK, on note :

$$[V_{dq,s1}] = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix}, [V_{dq,s2}] = \begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix}, [I_{dq,s1}] = \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix}, [I_{dq,s2}] = \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{os2} \end{bmatrix}, [I_{dq,r}] = \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix}$$

$$[\phi_{dq,s1}] = \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix}, \quad [\phi_{dq,s2}] = \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix}, \quad [\phi_{dq,r}] = \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix}$$

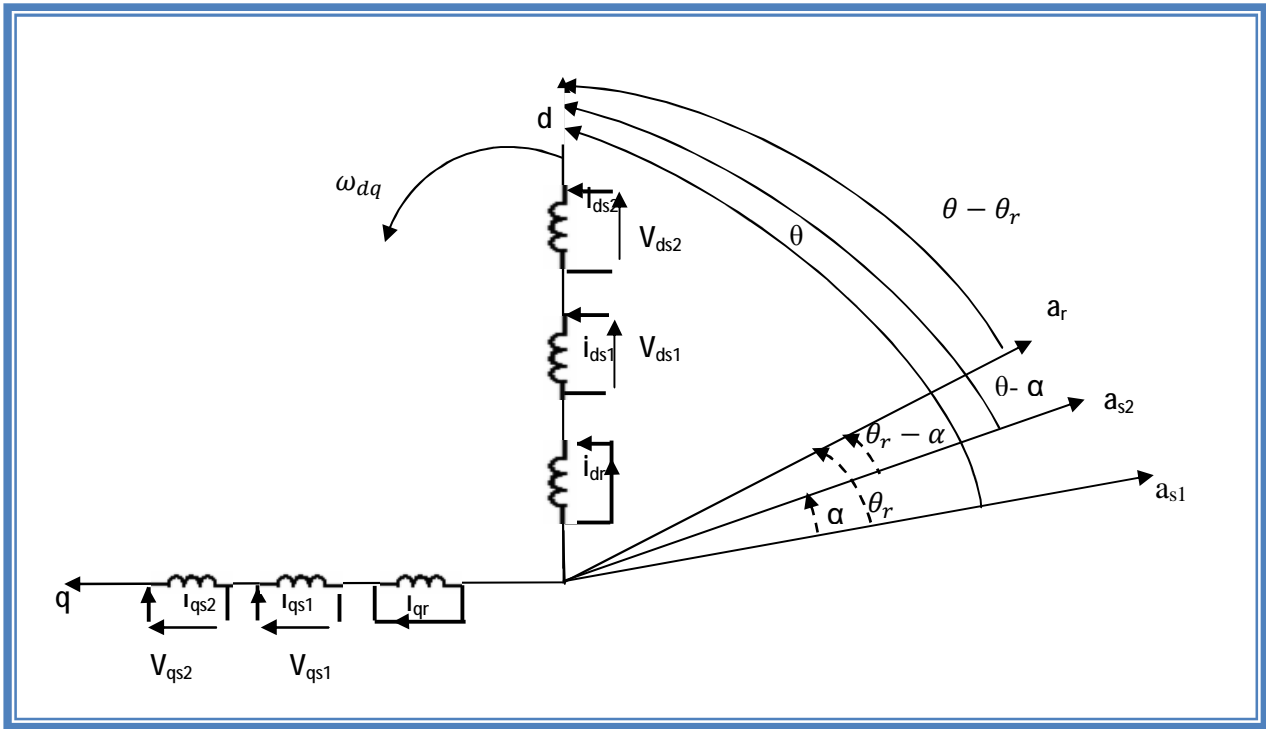


Figure .II.3. Le modèle généralisé de MASDE selon les axes (d,q)

La transformation de PARCK remplace les grandeurs (courant, tension et flux) d'axe réelles a, b, c par des grandeurs d'axe d, q, o (direct, en quadrature et homopolaire), selon la manière suivante :

$$\begin{cases} [I_{dq,s1}] = [P(\theta_{s1})][I_{s1}] \\ [I_{dq,s2}] = [P(\theta_{s2})][I_{s2}] \\ [I_{dq,r}] = [P(\theta_r)][I_r] \end{cases} \quad (2.24) \quad ; \quad \begin{cases} [\phi_{dq,s1}] = [P(\theta_{s1})][\phi_{s1}] \\ [\phi_{dq,s2}] = [P(\theta_{s2})][\phi_{s2}] \\ [\phi_{dq,r}] = [P(\theta_r)][\phi_r] \end{cases} \quad (2.25)$$

$$\begin{cases} [V_{dq,s1}] = [P(\theta_{s1})][V_{s1}] \\ [V_{dq,s2}] = [P(\theta_{s2})][V_{s2}] \end{cases} \quad (2.26)$$

II.4.2.L'équation de tension

En appliqué la transformation de PARCK :

$$[P(\theta_{s1})]^{-1}[V_{dq,s1}] = [R_{s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{dq,s1}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})]^{-1}[\phi_{dq,s1}]) \quad (2.27)$$

$$[P(\theta_{s2})]^{-1}[V_{dq,s2}] = [R_{s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{dq,s2}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s2})]^{-1}[\phi_{dq,s2}]) \quad (2.28)$$

$$\mathbf{0} = [R_r][P(\theta_r)]^{-1}[I_{dq,r}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_r)]^{-1}[\phi_{dq,r}]) \quad (2.29)$$

La multiplication de l'équation (2.27) par $[P(\theta_{s1})]$ donne :

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

$$[V_{dq,s1}] = [R_{s1}][I_{dq,s1}] + [P(\theta_{s1})] \frac{d\theta}{dt} \frac{d}{dt} ([P(\theta_{s1})]^{-1} [\phi_{dq,s1}]) \quad (2.31)$$

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

$$\text{Alors} \quad \begin{bmatrix} V_{os1} \\ V_{ds1} \\ V_{qs1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & R_{s1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0 \\ I_{ds1} \\ I_{qs1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \phi_{s1} \\ \phi_{s1} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ -\phi_{qs1} \\ \phi_{ds1} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Le composant homopolaire est nul, donc on peut simplifier (2.32) comme suite :

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

De même façon on les équations de l'étoile 2 :

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

Les équations de rotor sont :

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

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

Finalement les équations de tension de la MASDE sont :

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

II.4.3 Equations des flux

La décomposition de l'équation (2.10) donne:

$$\begin{cases} [\phi_{s1}] = [L_{s1s1}][I_{dq,s1}] + [L_{s1s2}][I_{dq,s2}] + [L_{s1r}][I_{dq,r}] \\ [\phi_{s2}] = [L_{s2s1}][I_{dq,s1}] + [L_{s2s2}][I_{dq,s2}] + [L_{s2r}][I_{dq,r}] \\ [\phi_r] = [L_{rs1}][I_{dq,s1}] + [L_{rs2}][I_{dq,s2}] + [L_{rr}][I_{dq,r}] \end{cases} \quad (2.37)$$

Après l'application de transformation on aura:

$$\begin{cases} [P(\theta_{s1})]^{-1}[\phi_{dq,s1}] = [L_{s1s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{dq,s1}] + [L_{s1s2}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{dq,s2}] + [L_{s1r}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{dq,r}] \\ [P(\theta_{s2})]^{-1}[\phi_{dq,s2}] = [L_{s2s1}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{dq,s1}] + [L_{s2s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{dq,s2}] + [L_{s2r}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{dq,r}] \\ [P(\theta_r)]^{-1}[\phi_{dq,r}] = [L_{rs1}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{dq,s1}] + [L_{rs2}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{dq,s2}] + [L_{rr}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{dq,r}] \end{cases}$$

On obtenu :

$$\text{On obtenu : } \begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1}I_{ds1} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \phi_{qs1} = L_{s1}I_{qs1} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \phi_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \phi_{qs2} = L_{s2}I_{qs2} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (2.38)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{ds2} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{ds2} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{qs1} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs1} \\ I_{qs2} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

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

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

$L_r + L_m$: L'inductance propre cyclique de rotor.

II.4.4. Equation mécanique

II.4.4.1. La puissance instantané

La puissance instantanée dans l'axe triphasé est donne par :

$$P_a = [V_s]^t [I_s] = V_{as1}I_{as1} + V_{bs1}I_{bs1} + V_{cs1}I_{as1} + V_{as2}I_{as2} + V_{bs2}I_{bs2} + V_{cs2}I_{cs2} \quad (2.41)$$

Puisque la transformation de PARCK conserve la puissance l'équation (2.41) devient :

$$P_a = V_{ds1}I_{ds1} + V_{qs1}I_{qs1} + V_{ds2}I_{ds2} + V_{qs2}I_{qs2} \quad (2.42)$$

On remplace la tension par son expression de (2.32) et (2.33)

$$P_a = (R_{s1}I_{ds1} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds1} - \omega_s\Phi_{qs1})(I_{ds1}) + (R_{s1}I_{qs1} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs1} + \omega_s\Phi_{ds1})(I_{qs1}) +$$

$$\left(R_{s2}I_{ds2} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds2} - \omega_s\Phi_{qs2}\right)(I_{ds2}) + (R_{s2}I_{qs2} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs2} + \omega_s\Phi_{ds2})(I_{qs2}) \quad (2.43)$$

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

$$\Phi_{qs2}I_{ds2})] + \left[\frac{d\Phi_{ds1}}{dt}I_{ds1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt}I_{qs1} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt}I_{ds2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt}I_{qs2}\right] \quad (2.44)$$

La puissance se comporte trois termes :

Le premier terme c'est les pertes joules.

Le deuxième terme c'est la puissance électrique transformé en puissance mécanique (la puissance électromagnétique P_{em}).

Le troisième terme c'est la puissance électromagnétique réservé.

II.4.4.2. le couple électromagnétique

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_{mec}} = P \frac{P_{em}}{\omega_s}$$

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

$$\text{Donc : } C_{em} = P(\Phi_{ds1}I_{qs1} - \Phi_{qs1}I_{ds1} + \Phi_{ds2}I_{qs2} - \Phi_{qs2}I_{ds2})$$

On remplace les flux par ses expressions de (2.38) on aura :

$$C_{em} = P[(L_{s1}I_{ds1} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}))I_{qs1} - (L_{s1}I_{qs1} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}))I_{ds1} +$$

$$(L_{s2}I_{ds2} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}))I_{qs2} + (L_{s2}I_{qs2} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}))I_{ds2}] \quad (2.45)$$

$$C_{em} = PL_m((I_{qs1} + I_{qs2})I_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2})I_{qr}) \quad (2.46)$$

On peut déduire le couple à partir de flux rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_{qr} I_{qr} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (2.47)$$

De (2.47) On tire les courant rotorique :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r}(I_{ds1} + I_{ds2}) \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r}(I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (2.48)$$

On remplace (2.48) dans (2.46) on aura :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})] \quad (2.49)$$

II.5. CHOIX REFERENCIEL

II.5.1. référence d'axe « α, β » :

Ce référence est immobile par rapport au stator, donc $\omega_{dq} = 0, \theta = 0$.

II.5.2. référence d'axe « x, y » :

Immuable par rapport au rotor, donc $\omega_{dq} = \omega_r$ et $\theta = \int_0^t \omega_r dt$.

II.5.3. référence d'axe « d, q » :

Immuable par rapport aux champs électromagnétiques, crée par les enroulements statoriques

d'où $\omega_{dq} = \omega_s \Rightarrow \theta = \int_0^t \omega_s dt$. [2]

Dans notre étude, le travaille se fait dans le repère « d,q » liée au champs tournant .

II.6. MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT :

Le but est de mettre le modèle de MASDE sous forme d'une matrice d'état.

$$\frac{dx}{dt} = AX + BU \quad (2.50)$$

Avec : X : le vecteur d'état.

A : matrice d'évolution de système.

B : le vecteur de commande.

U : l'entrée de système.

Dans notre système $U = [V_{ds1}, V_{ds2}, V_{qs1}, V_{qs2}]$

On choisie les flux comme vecteur d'état : $X = [\phi_{ds1}, \phi_{ds2}, \phi_{qs1}, \phi_{qs2}, \phi_{dr}, \phi_{qr}]$

Après l'équation (2.38) on note :

$$\phi_{dm} = L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \quad (2.51)$$

$$\phi_{qm} = L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \quad (2.52)$$

ϕ_m Le flux magnétisant est :

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{dm}^2 + \phi_{qm}^2} \quad (2.53)$$

Donc les courants de (2.38) sont :

$$\begin{cases} I_{ds1} = \frac{\phi_{ds1} - \phi_{dm}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \frac{\phi_{ds2} - \phi_{dm}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\phi_{qs1} - \phi_{qm}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{\phi_{qs2} - \phi_{qm}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{\phi_{dr} - \phi_{dm}}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{\phi_{qr} - \phi_{qm}}{L_r} \end{cases} \quad (2.54)$$

On remplace (2.54) dans (2.36), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{ds1} - \phi_{dm}) + \omega_s \phi_{qs1} \\ \frac{d\phi_{qs1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{qs1} - \phi_{qm}) - \omega_s \phi_{ds1} \\ \frac{d\phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{ds2} - \phi_{dm}) + \omega_s \phi_{qs2} \\ \frac{d\phi_{qs2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{qs2} - \phi_{qm}) - \omega_s \phi_{ds2} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_{sr}}{L_{sr}} (\phi_{dr} - \phi_{dm}) + (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qs1}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{qr} - \phi_{qm}) + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (2.55)$$

On remplace le ϕ_{dm} , ϕ_{qm} par leurs expressions :

$$\begin{cases} \phi_{dm} = L_a \left(\frac{\phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \phi_{qm} = L_a \left(\frac{\phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{qr}}{L_r} \right) \end{cases} \quad (2.56)$$

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

donc les équations finale de MASDE sous forme d'équation d'état sont :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{ds1} + \left(\frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \right) \phi_{ds2} + \omega_s \phi_{qs1} + \left(\frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \right) \phi_{dr} \\ \frac{d\phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{ds2} + \left(\frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \right) \phi_{ds1} + \omega_s \phi_{qs2} + \left(\frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \right) \phi_{dr} \\ \frac{d\phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{qs1} + \left(\frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \right) \phi_{qs2} + \omega_s \phi_{ds1} + \left(\frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \right) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{qs2} + \left(\frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \right) \phi_{qs1} + \omega_s \phi_{ds2} + \left(\frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \right) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = -\left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_rL_a}{L_r^2} \right) \phi_{dr} + \left(\frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} \right) \phi_{ds1} + (\omega_s - \omega) \phi_{qr} + \left(\frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} \right) \phi_{ds2} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = -\left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_rL_a}{L_r^2} \right) \phi_{qr} + \left(\frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} \right) \phi_{qs1} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} + \left(\frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} \right) \phi_{qs2} \end{cases} \quad (2.57)$$

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

Le matrice A est :

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

II.7.SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

II.7.1.Le schéma de simulation

On a le schéma de simulation de MASDE sous l'environnement Matlab/Simulink

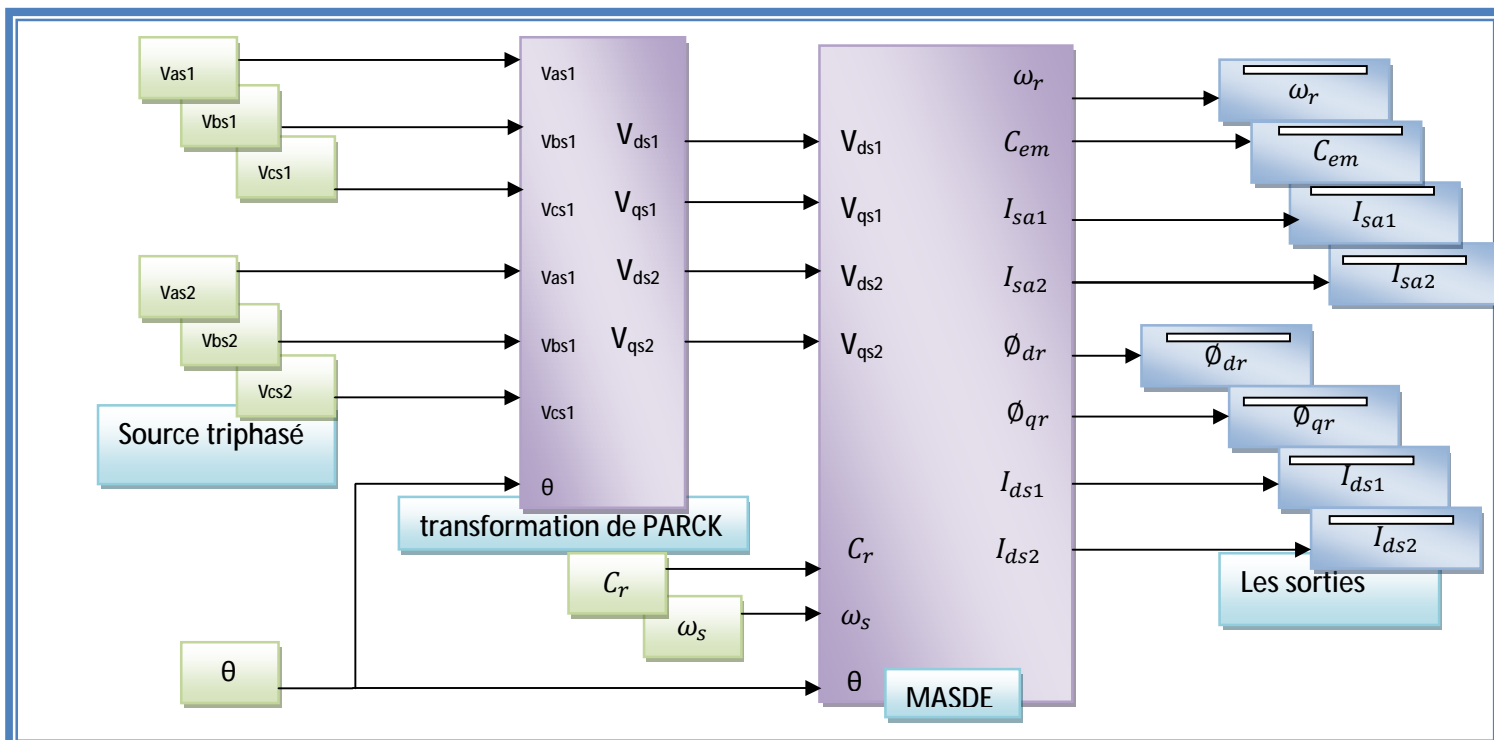


Figure II.4. Schéma de simulation de MASDE alimente par le réseau

II.7.2. simulation et interprétations des résultantes

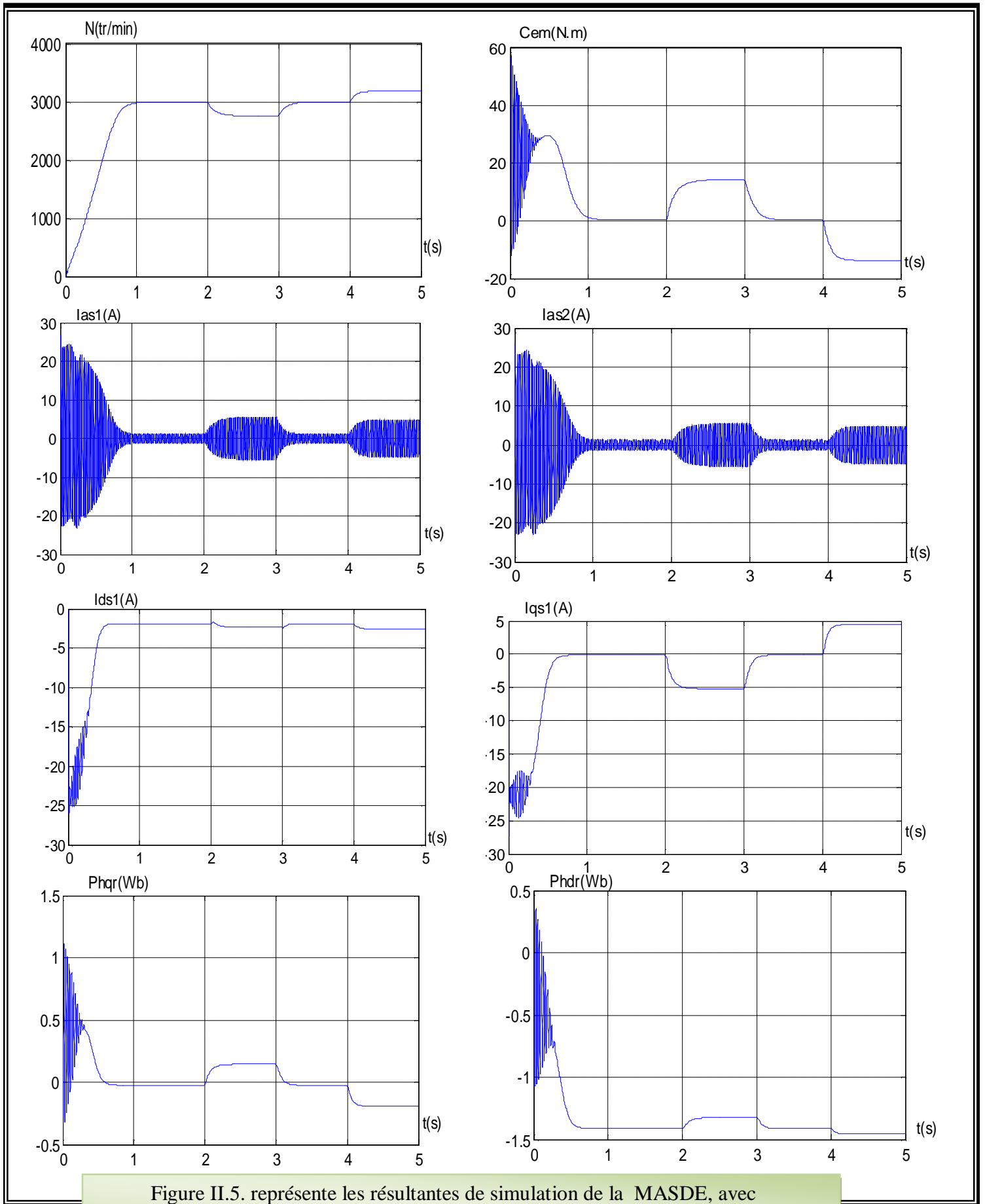


Figure II.5. représente les résultantes de simulation de la MASDE, avec l'application des charges : $C_r=15$ N.m entre [2, 3]s et $C_r=-15$ N.m entre [4, 5]s.

Le figure (II.5) représente les résultats de simulation de la MASDE, avec l'application des charges : $C_r=15 \text{ N.m}$ entre [2, 3]s et $C_r=-15\text{N.m}$ entre [4, 5]s.

On remarque que dans le régime transitoire : la vitesse prend rapidement (à $t=0.9\text{s}$) et de façon presque linéaire la valeur 2995.3tr/min (presque égale la vitesse de synchronisme). Au début le couple électromagnétique prend une valeur très important (57.11N.m) et présent des oscillations jusque à 0.5s puis stabilise à 0.316N.m (l'effet de frottement). Les courantes statorique présentes aussi des valeurs importantes (4 fois du courant nominal) avec oscillations excessifs et selon l'axe direct et quadratique présent des faibles oscillations jusque à 0.4s avec une forme analytique de celle de vitesse.les flux rotorique suivant l'axe direct et quadratique sont stabilisé respectivement à -1.1758N.m et -0.0139N.m avec que ses évolutions sont identique à celle de couple électromagnétique.

Après l'application d'une charge de $C_r= 15\text{N.m}$ (fonctionnement moteur) à $t=2\text{s}$ on remarque que la vitesse diminuant jusque à 2732.3tr /min et encore les courantes $i_{ds1}=-2.77\text{A}$, $i_{qs1}=-6.82\text{A}$, par contre on a une augmentation de couple électromagnétique (15.25N.m supérieure à C_r de charge), des courantes ($i_{sa1}=5.5\text{A}$) et de flux rotorique $\phi_{dr} = -1.055\text{Wb}$, $\phi_{qr} = 0.199\text{Wb}$. dans ce cas la machine absorbe l'énergie active et réactive nécessaire pour l'alimentation de la charge et de sa magnétisation du réseau électrique.

L'application d'une charge de $C_r=-15\text{N.m}$ (fonctionnement générateur) à $t= 4\text{s}$ augment la vitesse à 3197.19tr /min , le courant statorique $i_{as1}=i_{as2}= 5.657\text{A}$, le courant quadratique $i_{qs1}=i_{qs2}= 5.567\text{A}$ avec diminution de couple électromagnétique $C_{em}=-14.66\text{N.m}$ et le courant statorique selon l'axe direct $i_{ds1}=i_{ds2}=-2.76\text{A}$, le flux rotorique $\phi_{dr} = -1.205\text{Wb}$, $\phi_{qr} = -0.2277\text{Wb}$, donc on peut dit que la machine fourni l'énergie active vers la source et absorbé une partie de l'énergie réactive pour sa magnétisation.

II.8. ALIMENTATION DE LA MASDE PAR ONDULEURS DE TENSIONS A COMMANDE MLI

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné.

Le MASDE nécessite un convertisseur de type onduleur, qui permet de transforme l'énergie d'une source continue en énergie alternative, avec l'application d'un pilotage en modulation de largeur d'impulsions (MLI) sur ce dernier.

II.8.1. Modélisation de l'onduleur de tension

On suppose que son alimentation est triphasée équilibrée, connecte en étoile.

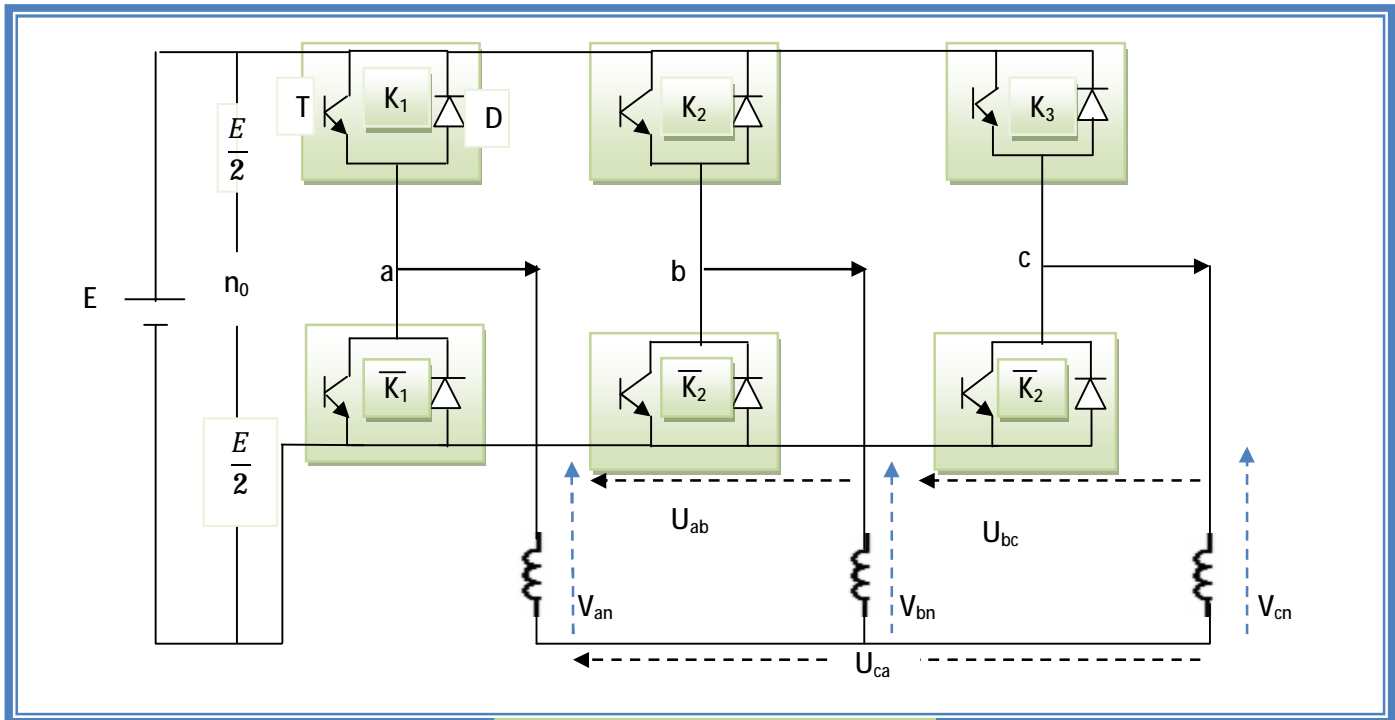


Figure II.6. Onduleur triphasé

T: transistor ; D: diode.

On suppose que les interrupteurs sont parfaits et que chacun se présente par un transistor-diode, il commande par une fonction logique $f = (i=a, b, c)$:

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{K}_i \text{ est ouvert alors } \bar{K}_i \text{ est fermé.} \\ 0 & \text{K}_i \text{ est ouvert alors } \bar{K}_i \text{ est fermé.} \end{cases}$$

Les tensions simples sont données par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (2.60)$$

Avec que les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} U_{ab} = (V_{an_0} - V_{bn_0}) \\ U_{bc} = (V_{bn_0} - V_{cn_0}) \\ U_{ca} = (V_{cn_0} - V_{an_0}) \end{cases} \quad (2.61)$$

On remplace (2.61) dans (2.60), on obtient :

$$\begin{cases} V_a = \frac{2}{3}(2V_{an_0} - V_{bn_0} - V_{cn_0}) \\ V_b = \frac{2}{3}(-V_{an_0} + 2V_{bn_0} - V_{cn_0}) \\ V_c = \frac{2}{3}(-V_{an_0} - V_{bn_0} + 2V_{cn_0}) \end{cases} \quad (2.62)$$

Telle que la tension simple s'exprime en fonction de l'état de l'interrupteur : $V_{in_0} = f_i E - \frac{1}{2} E$

$$V_{an_0} = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{si } K_1 \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } \bar{K}_1 \text{ est fermé} \end{cases} \quad V_{bn_0} = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{si } K_2 \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } \bar{K}_2 \text{ est fermé} \end{cases} \quad V_{cn_0} = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{si } K_3 \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } \bar{K}_3 \text{ est fermé} \end{cases}$$

Donc on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

II.8.2. Modulation de largeur d'impulsion « MLI »

La MLI Sinus-Triangle (MLI_ST) utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale appelée modulante, et un signal triangulaire de haute fréquence, appelée la porteuse pour déterminer les instantes de commutations.

- Les tensions de références :

$$\text{Pour l'étoile 1 : } \begin{cases} V_{réfa1} = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_{réfb1} = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{réfc1} = V_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.65)$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } \begin{cases} V_{réfa1} = V_m \sin(2\pi ft - \alpha) \\ V_{réfb1} = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ V_{réfc1} = V_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \end{cases} \quad (2.66)$$

f : La fréquence de référence.

V_m : l'amplitude de la tension de référence.

- L'équation de porteuse est :

$$V_m = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \frac{t}{T_p} - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2.67)$$

f_p : La fréquence de modulation.

V_{pm} : La valeur crête de l'onde de modulation.

ü L'indice de modulation : $m = \frac{f}{f_p}$

ü Le coefficient de réglage : $r = \frac{V_m}{V_{pm}}$

La MLI utilise la comparaison entre le signal de référence avec le signal de porteuse pour déterminer les instants d'impulsions de transistor.

Pour l'onduleur 1 :

$$\begin{cases} \text{si } V_{as1r\acute{e}f} > V_p & \text{alors } f_1 = 1 \text{ sinon } f_1 = 0 \\ \text{si } V_{bs1r\acute{e}f} > V_p & \text{alors } f_2 = 1 \text{ sinon } f_2 = 0 \\ \text{si } V_{cs1r\acute{e}f} > V_p & \text{alors } f_3 = 1 \text{ sinon } f_3 = 0 \end{cases} \quad (2.68)$$

Pour l'onduleur 1 :

$$\begin{cases} \text{si } V_{as2r\acute{e}f} > V_p & \text{alors } f_4 = 1 \text{ sinon } f_4 = 0 \\ \text{si } V_{bs2r\acute{e}f} > V_p & \text{alors } f_5 = 1 \text{ sinon } f_5 = 0 \\ \text{si } V_{cs2r\acute{e}f} > V_p & \text{alors } f_6 = 1 \text{ sinon } f_6 = 0 \end{cases} \quad (2.69)$$

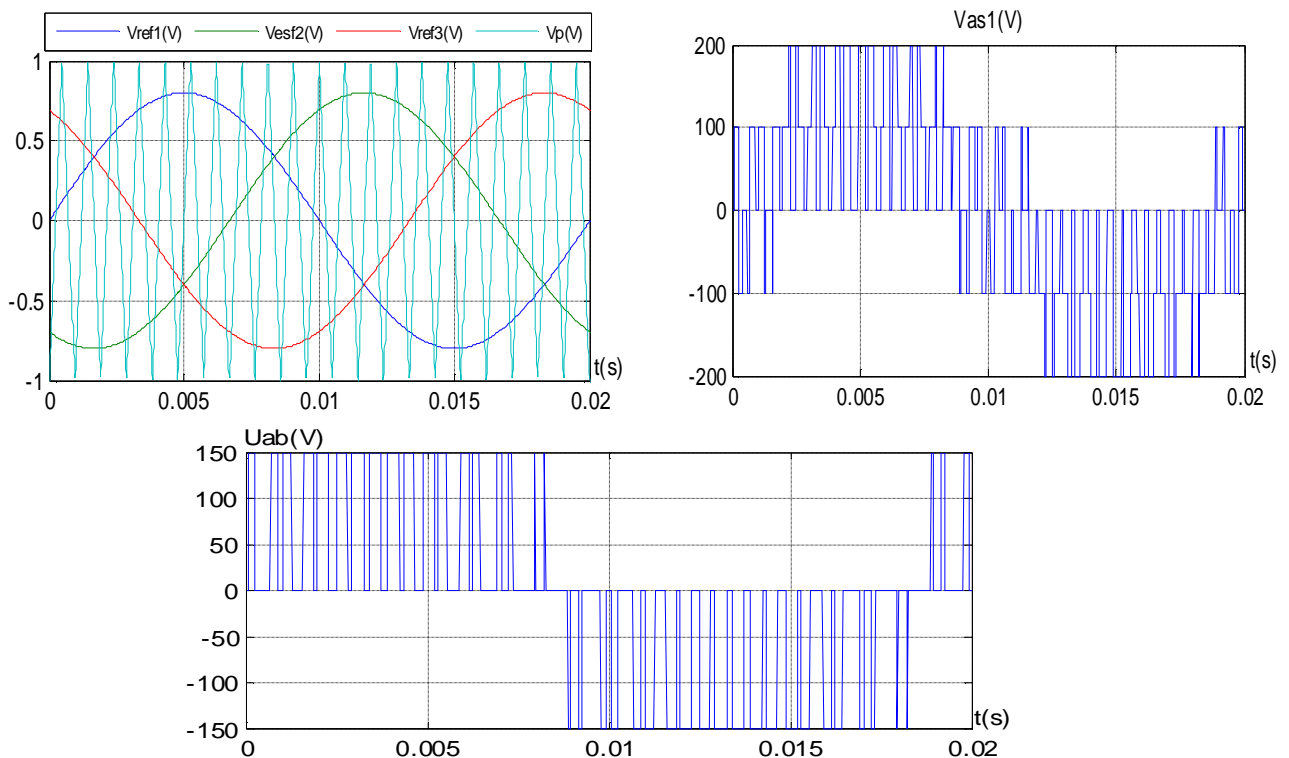


Figure II.7. Principe de la technique triangulo- sinusoïdale

II.8.3. Association de MASDE avec onduleur de tension de commande MLI

Le schéma d'association de MASDE avec deux onduleurs de tension commandée par MLI sinus-triangle (MLI-ST), est donné par la figure suivante:

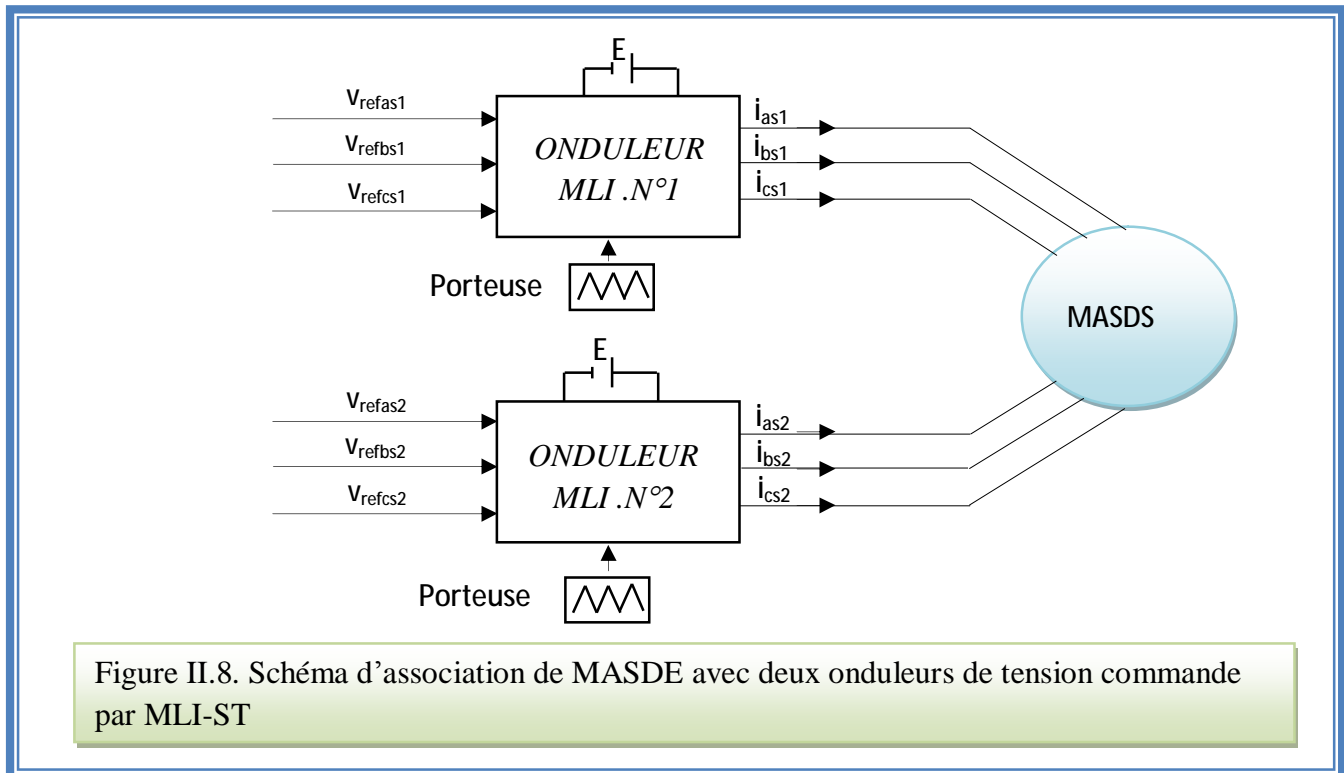


Figure II.8. Schéma d'association de MASDE avec deux onduleurs de tension commande par MLI-ST

II.9. simulation et interprétation des résultats

La figure (II.9) représente les résultats de simulation de MASDE alimentées par les deux onduleurs de commande MLI dont $r=0.8$ et $m=21$, suivi l'application d'une charge de 15N.m à $t=2\text{s}$ et -15N.m à $t=4\text{s}$.

On remarque que ces résultats sont les même que elles obtenus dans le cas de la machine liée directement au réseau (figure II.5) mais avec l'apparition des ondulations au niveau du couple électromagnétique, et au niveau des courants statoriques. Ce que montre que cette technique engendre une augmentation des ondulations qui sont dues principalement aux harmoniques délivrées par l'onduleur.

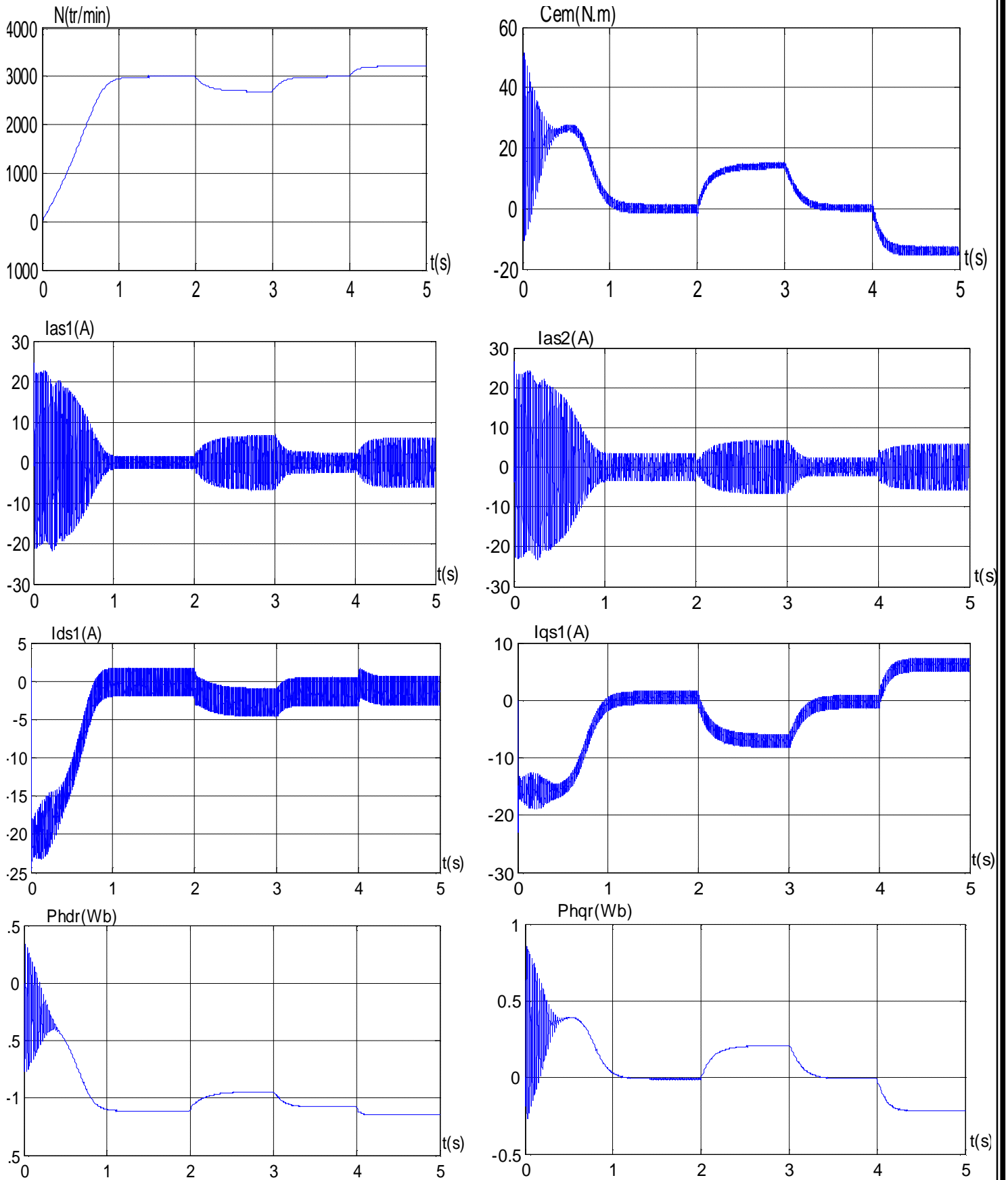


Figure II.9. Les résultats de simulation de MASDE avec deux onduleur de commande MLI, avec l'application d'une charge : $C_r=15 \text{ N.m}$ à $t=2\text{s}$ et $C_r=-15\text{N.m}$ à $t= 4\text{s}$

II.10.CONCLUSION

On a établi dans ce chapitre le modèle de la machine asynchrone double étoile en passant du système réel triphasé au système diphasé linéaire dans le cadre de la transformation de Park.

La simulation du modèle de la machine asynchrone double étoile ‘ MASDE’ nous permet de valider le modèle établi et de montrer notamment le caractère bien connu de la non linéarité entre les grandeurs flux et couple spécialement lorsque une charge (perturbation) est appliquée.

Dans le but de contrôler les grandeurs de sortie sans interaction entre elles, on a recours à la commande vectorielle par orientation du flux. Cette dernière qui permette d’avoir un contrôle indépendant du couple et du flux fera l’objet du chapitre suivant.

Chapitre III

LA Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile

Chapitre III

La commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile(MASDE)

III .1. INTRODUCTION

La difficulté pour commande 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 interne de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ou la position [6]. C'est le problème qui pousse les rechercher travaille sur cette type de machine initialement par Blascke(1972) de trouver une commande efficace et capable de contrôler chaque variable indépendamment à l'autre et donne des résultantes intrinsèques c'est la commande vectorielle.

La commande vectorielle est un des commandes les plus populaires et les plus utiles, qui une stratégie de commande choisi pour la machine, base sur la théorie d'assimiler la machine à une machine de courant contenu.

Plusieurs techniques ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer :

Suivante la source d'énergie :

- Commande en tension
- Commande en courant

Suivant l'orientation du repère (d, q):

- Le flux rotorique.
- Le flux statorique.
- Le flux d'entrefer.

Suivant la détermination de la position du flux :

- Direct par mesure ou observation de flux (module, phase).
- Indirect par contrôle de la fréquence de glissement.

Pour réaliser une commande vectorielle d'une machine asynchrone, il est indispensable d'avoir un modèle dynamique de la machine aussi précis que possible, et capable d'assurer l'orientation du flux dans toutes les conditions de fonctionnement [7].

III.2. Principe de la commande :

Le principe de la commande vectorielle est d'assimiler le comportement d'une machine électrique à une machine à courant continu à excitation séparée, ou cette dernière permet de contrôler indépendamment le flux et le courant.

$$C_{em} = k\Phi_f I_a = k' I_f I_a \quad (3.1)$$

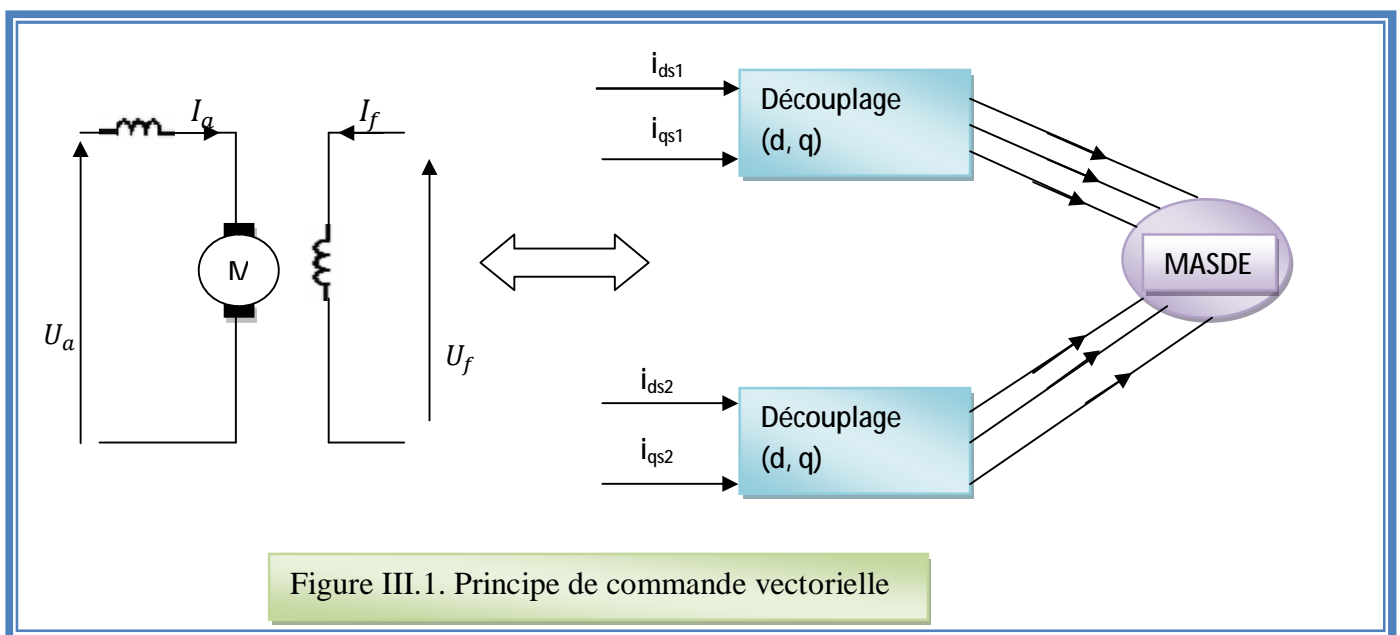
Avec :

Φ_f : Le flux imposé par le courant d'excitation I_f .

I_a : Le courant d'induit.

k, k' : constantes.

Après (3.1) si le flux est constant, le couple peut régler par le courant I_a donc le flux et le couple sont indépendants « le pilotage vectoriel »



III.3. Le choix d'orientation de flux

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

Flux rotorique : $\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$

Flux statorique : $\Phi_{ds} = \Phi_s$ et $\Phi_{qs} = 0$

Flux d'entrefer : $\Phi_{dg} = \Phi_g$ et $\Phi_{qg} = 0$

Dans notre cas on a choisis la commande en tension avec orientation du flux rotorique.

III.4. LES DIFFERENTES METHODES DE LA COMMANDE VECTORIELLE:

Il existe deux types de la commande vectorielle : la commande directe et la commande indirecte.

III.4.1. La méthode directe

La régulation de flux se fait par contre réaction : Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quelque soit le régime de fonctionnement.

Pour cela deux procédés sont utilisés :

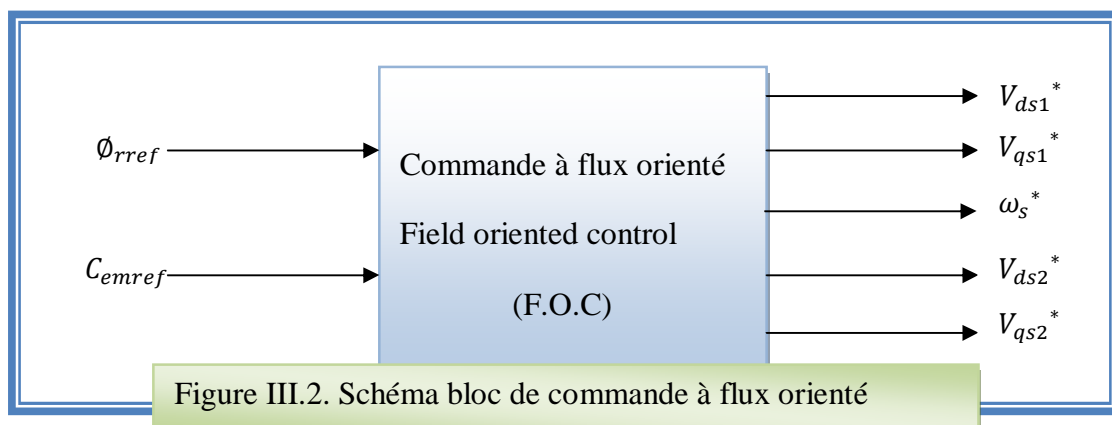
1. La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles.
2. L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [8].

III.4.2. La méthode indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude de flux, mais seulement sa position. Dans ce cas, le flux est contrôlé en boucle ouverte [9].

III.5. LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE SANS REGLAGE DE VITESSE

Les lois de commande de MASDE sont établies à partir de leurs équations liées au champ tournant et par orientation de flux rotorique.



On considère le flux rotorique, le couple électromagnétique comme des grandeurs de référence sachant que :

$$\Phi_{dr} = \Phi_{rref} \quad (3.2)$$

$$\Phi_{qr} = \mathbf{0} \quad (3.3)$$

$$P\Phi_r^* = \mathbf{0} \quad (3.4)$$

$P = \frac{d}{dt}$: Opérateur de Laplace.

Dans (2.35), on prend $\omega_{gl} = (\omega_s - \omega_r)$

On remplace (3.2), (3.4) dans (2.35) l'équation de flux rotorique. On obtient :

$$R_r I_{dr} = \mathbf{0} \Rightarrow I_{dr} = \mathbf{0} \quad (3.5)$$

$$R_r I_{qr} = \omega_{glref} \Phi_{rref} \Rightarrow I_{qr} = -\frac{\omega_{glref} \Phi_{rref}}{R_r} \quad (3.6)$$

Telle que : $\omega_{glref} = \omega_{sref} - \omega_r$

Après (2.48), on aura :

$$I_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} \left(\Phi_{rref} - L_m (I_{ds1} + I_{ds2}) \right) \quad (3.7)$$

$$I_{qr} = -\frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (3.8)$$

On remplace (3.7), (3.8) dans (2.38), on aura :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = \lambda_1 I_{ds1} + L_r \eta I_{ds2} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{qs1} = \lambda_1 I_{qs1} + L_r \eta I_{qs2} \\ \Phi_{ds2} = \lambda_2 I_{ds2} + L_r \eta I_{ds1} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{qs2} = \lambda_2 I_{qs2} + L_r \eta I_{qs1} \end{cases} \quad (3.9)$$

Avec :

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

On remplace (3.5) dans (3.7) :

$$\Phi_{rref} = L_m (I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (3.10)$$

Après (3.8) :

$$L_m (I_{qs1} + I_{qs2}) = -(L_m + L_r) I_{qr} \quad (3.11)$$

On remplace (3.6), (3.9), (3.11) dans (2.36), on aura :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}I_{ds1} + L_{s1}PI_{ds1} - \omega_{sref}(L_{s1}I_{qs1} + \mathbf{T}_r\phi_{rref}\omega_{glref}) \\ V_{qs1} = R_{s1}I_{qs1} + L_{s1}PI_{qs1} + \omega_{sref}(L_{s1}I_{ds1} + \phi_{rref}) \\ V_{ds2} = R_{s2}I_{ds2} + L_{s2}PI_{ds2} - \omega_{sref}(L_{s2}I_{qs2} + \mathbf{T}_r\phi_{rref}\omega_{glref}) \\ V_{qs2} = R_{s2}I_{qs2} + L_{s2}PI_{qs2} + \omega_{sref}(L_{s2}I_{ds2} + \phi_{rref}) \end{cases} \quad (3.12)$$

On note : $\mathbf{T}_r = \frac{L_r}{R_r}$

A partir de (3.6), on tire :

$$\omega_{glref} = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)\phi_{rref}} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (3.13)$$

Après (2.49), on l'expression de couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{(L_m + L_r)} \phi_{rref} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (3.14)$$

L'expression (3.12) montre que les tensions ($V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}, V_{qs2}$) influent sur les courantes statoriques quadratique et direct ($I_{ds1}, I_{qs1}, I_{ds2}, I_{qs2}$) donc sur le flux et sur le couple comme montre dans (3.9), (3.14). Pour cela il est nécessaire de découpler la commande de couple et de flux, alors on des nouvelles variables :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}I_{ds1} + L_{s1}PI_{ds1} \\ V_{qs1} = R_{s1}I_{qs1} + L_{s1}PI_{qs1} \\ V_{ds2} = R_{s2}I_{ds2} + L_{s2}PI_{ds2} \\ V_{qs2} = R_{s2}I_{qs2} + L_{s2}PI_{qs2} \end{cases} \quad (3.15)$$

Les tensions statoriques de référence ($V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}, V_{qs2}$) à flux constantes, utilisent pour compense l'erreur introduite lors de découplage donnees par:

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = V_{ds1} - V_{ds1c} \\ V_{qs1ref} = V_{qs1} - V_{qs1c} \\ V_{ds2ref} = V_{ds2} - V_{ds2c} \\ V_{qs2ref} = V_{qs2} - V_{qs2c} \end{cases} \quad (3.16)$$

Où:

$$\begin{cases} V_{ds1c} = \omega_{sref}(L_{s1}I_{qs1} + \mathbf{T}_r\phi_{rref}\omega_{glref}) \\ V_{qs1c} = \omega_{sref}(L_{s1}I_{ds1} + \phi_{rref}) \\ V_{ds2c} = \omega_{sref}(L_{s2}I_{qs2} + \mathbf{T}_r\phi_{rref}\omega_{glref}) \\ V_{qs2c} = \omega_{sref}(L_{s2}I_{ds2} + \phi_{rref}) \end{cases} \quad (3.17)$$

III.5.1. Synthèse d'un régulateur PI de courant

Le but d'utilise un régulateur est d'assurer la robustesse à la présence des perturbations interne et externe, pour cela on utilise des régulateurs de types PI.

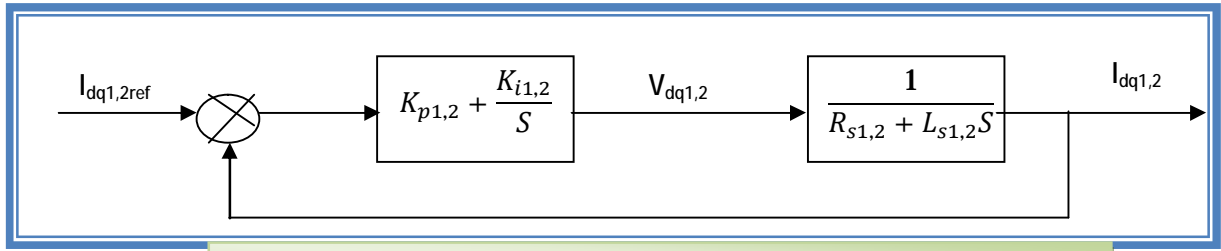


Figure III.3. Schéma d'un régulateur PI des courants statoriques

$R_{s1,2}$: La résistance R_{s1} ou R_{s2} .

$L_{s1,2}$: L'inductance L_{s1} ou L_{s2} .

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

Telle que : $K_{p1,2}$: coefficient de proportionnalité.

$K_{i1,2}$: Coefficient d'intégration.

La fonction de transfert en boucle ouvert est:

$$\frac{I_{dqs1,2}}{I_{dqs1,2ref}} = \frac{K_p S + K_i}{L S + R} \quad (3.18)$$

La fonction de transfert en boucle ferme est:

$$\frac{I_{dqs1,2}}{I_{dqs1,2ref}} = \frac{K_p S + K_i}{L S^2 + (R + K_p) S + K_i} \quad (3.19)$$

$$\begin{cases} K_{p1} = L_1/T_r \\ K_{i1} = R_1/T_r \end{cases}, \quad \begin{cases} K_{p2} = L_2/T_r \\ K_{i2} = R_2/T_r \end{cases}$$

III.5.2. Application de la commande vectorielle indirecte sans réglage de la vitesse

La commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse sur la MASDE est donnée par le schéma suivant :

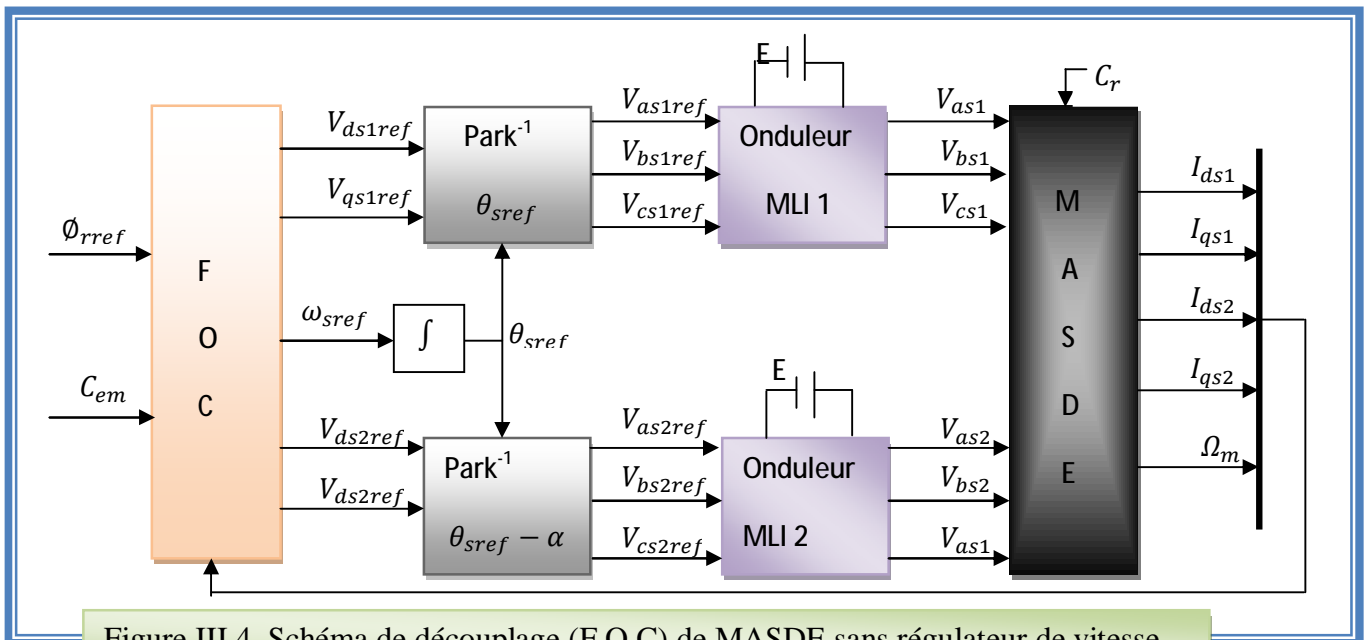


Figure III.4. Schéma de découplage (F.O.C) de MASDE sans régulateur de vitesse

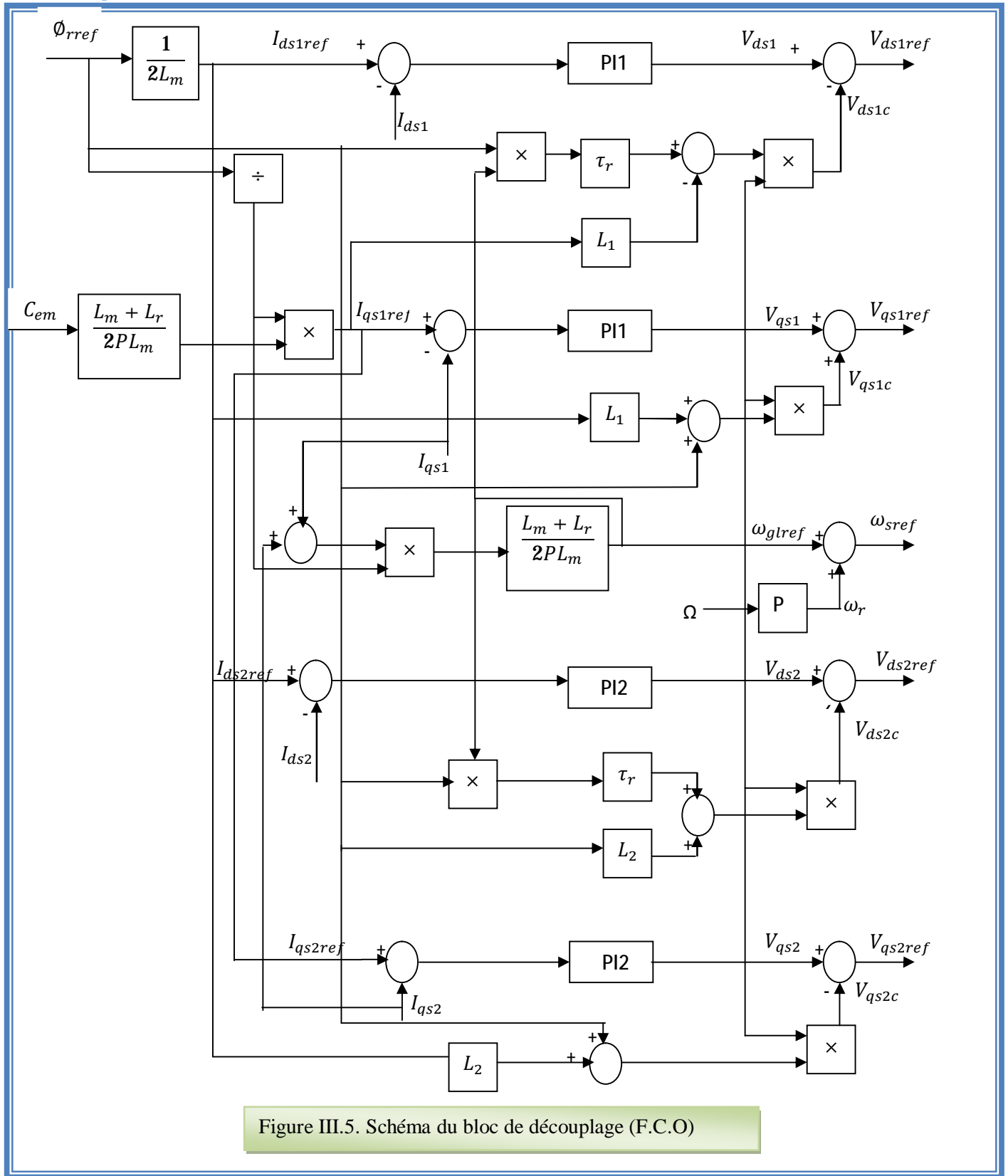


Figure III.5. Schéma du bloc de découplage (F.C.O)

III.5.3. Simulation et interprétation des résultats

La figure (III.6) présente les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte sans régulateur de vitesse (par orientation de flux rotorique), le flux rotorique est $\Phi_{rref} = 1\text{Wb}$ et le couple électromagnétique de référence $C_{emref} = [15 - 15 10]$ dans les intervalles $[0 2]$, $[2 3]$, $[3 5]$.

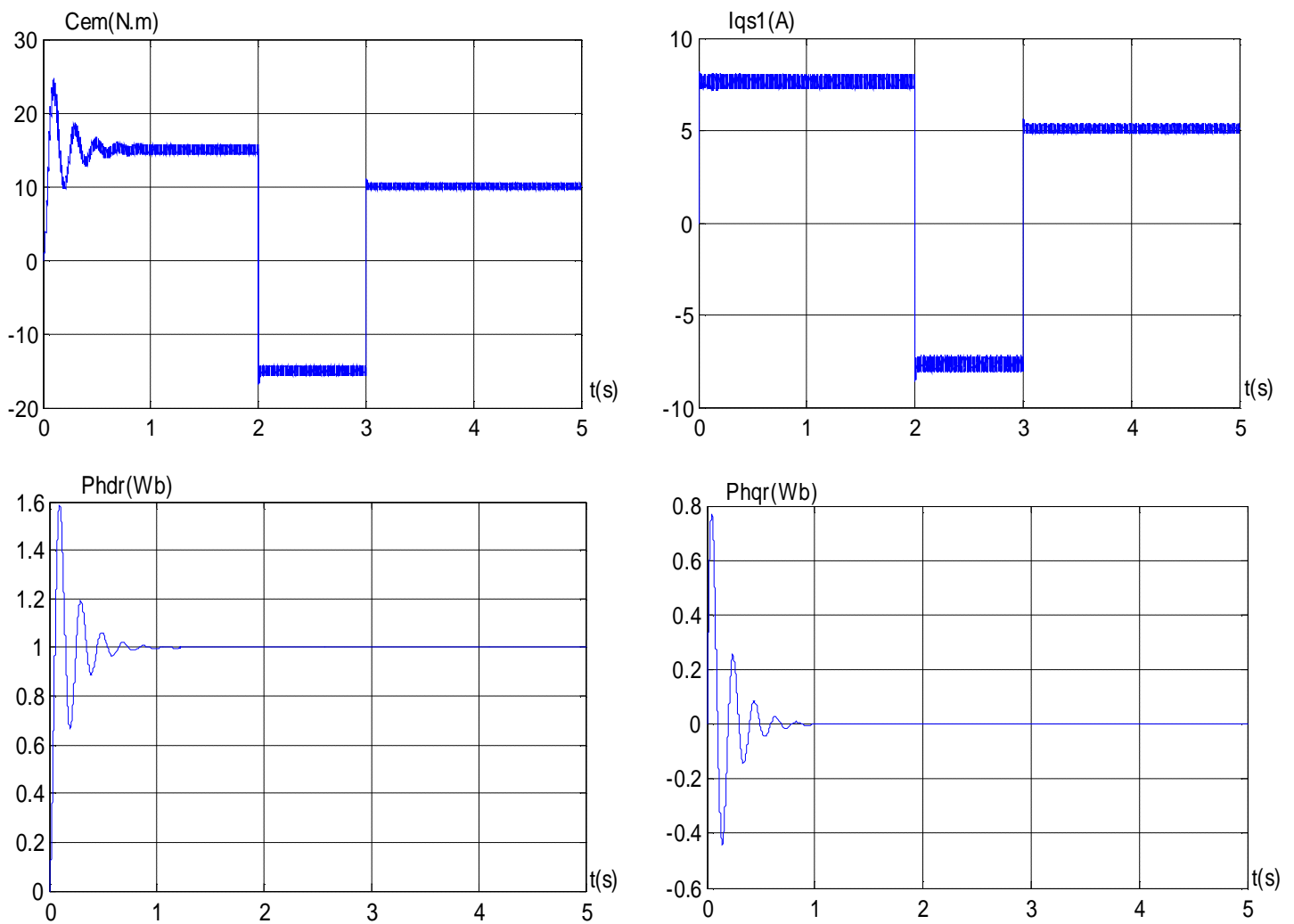


Figure III.6. La réponse de MASDE avec la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

D'après les résultats de simulation obtenus comme il est illustré sur la figure (III.6), on remarque qu'en régime permanent le couple électromagnétique et le flux selon l'axe direct suivent leurs références imposées. Le flux en quadratique reste nul en régime permanent. Le courant quadratique a la même forme de celle du couple électromagnétique. De ce fait le couple est réglé par les courants statoriques en quadratiques et les flux n'affectent pas avec la variation du couple électromagnétique, alors le flux et le couple électromagnétique sont réglés indépendamment (le découplage est assuré).

III.6. LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE AVEC REGLAGE DE VITESSE

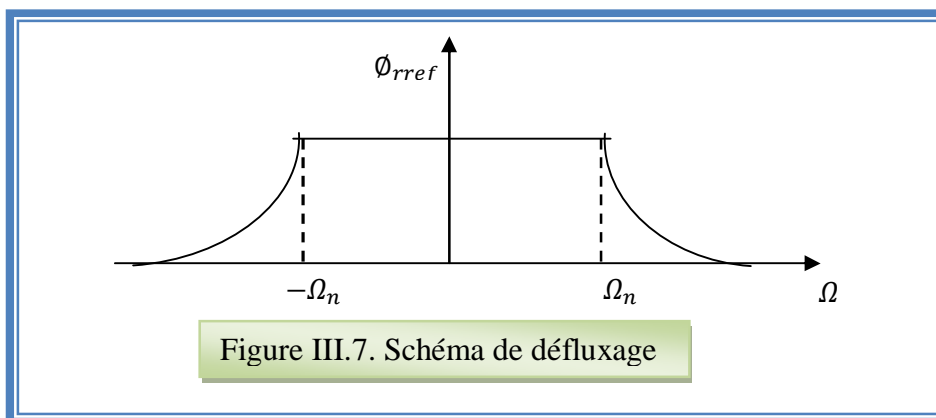
Cette méthode consiste à déterminer le flux rotorique à partir de la vitesse mécanique de rotation du rotor, donc nécessite un capteur de vitesse.

III.6.1. Bloc de défluxage

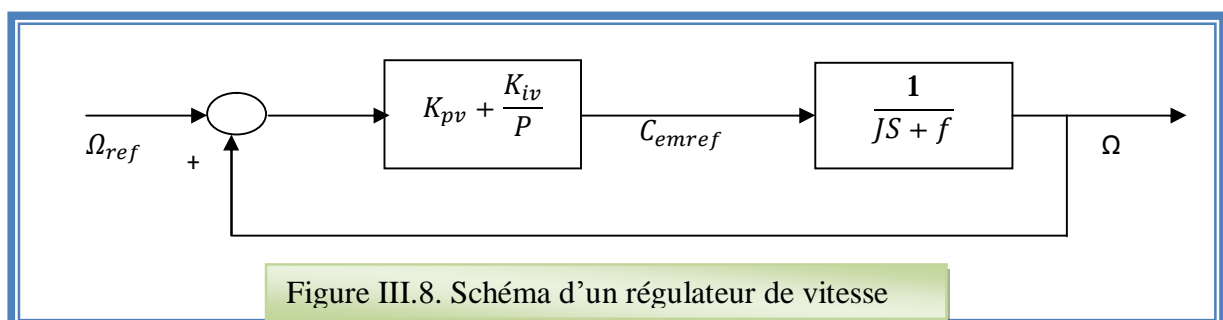
Dans le cas où la tension aux bornes de la machine est constante alors le flux augmente avec une vitesse inférieure ou égale à la vitesse nominale et diminue avec une vitesse supérieure à la vitesse nominale. Ce principe est défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{rref} = \Phi_n & \text{si } |\Omega| < \Omega_n \\ \Phi_{rref} = \Phi_n \frac{|\Omega_n|}{\Omega} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (3.20)$$

Ω_n : la vitesse nominale



III.6.2. Le régulateur de vitesse



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

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K_{pv}S + K_{iv}}{JS^2 + (f + K_{pv})S + K_{iv}} \quad (3.21)$$

On prend :

$$K_{pv} = \frac{J}{\tau} \quad \text{et} \quad K_{iv} = \frac{f}{\tau}$$

Avec : $\tau = \tau_r$

Pour l'application de la commande vectorielle indirect avec réglage de vitesse on le schéma

Suivant :

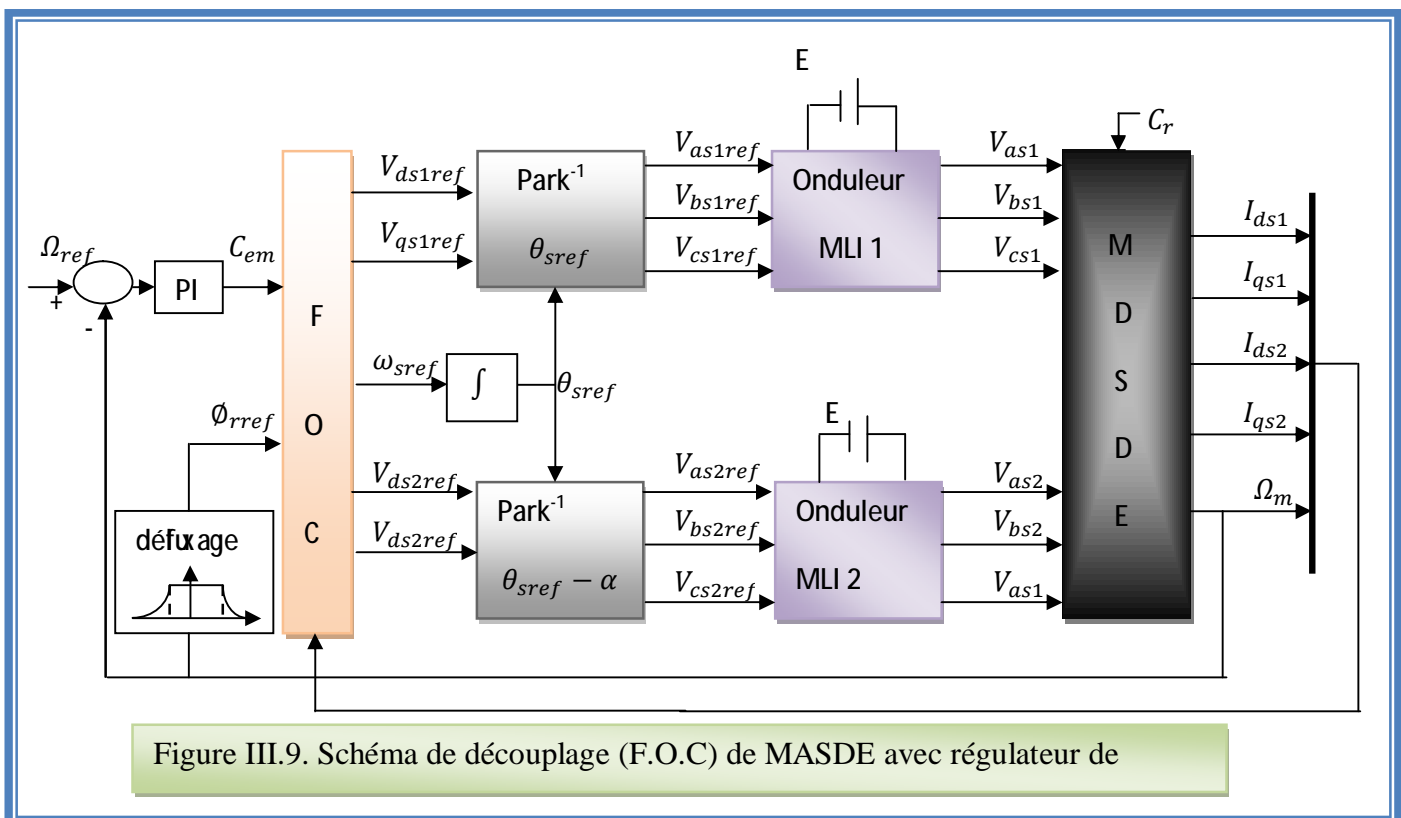


Figure III.9. Schéma de découplage (F.O.C) de MASDE avec régulateur de

III.6.3. Simulation et interprétation des résultats

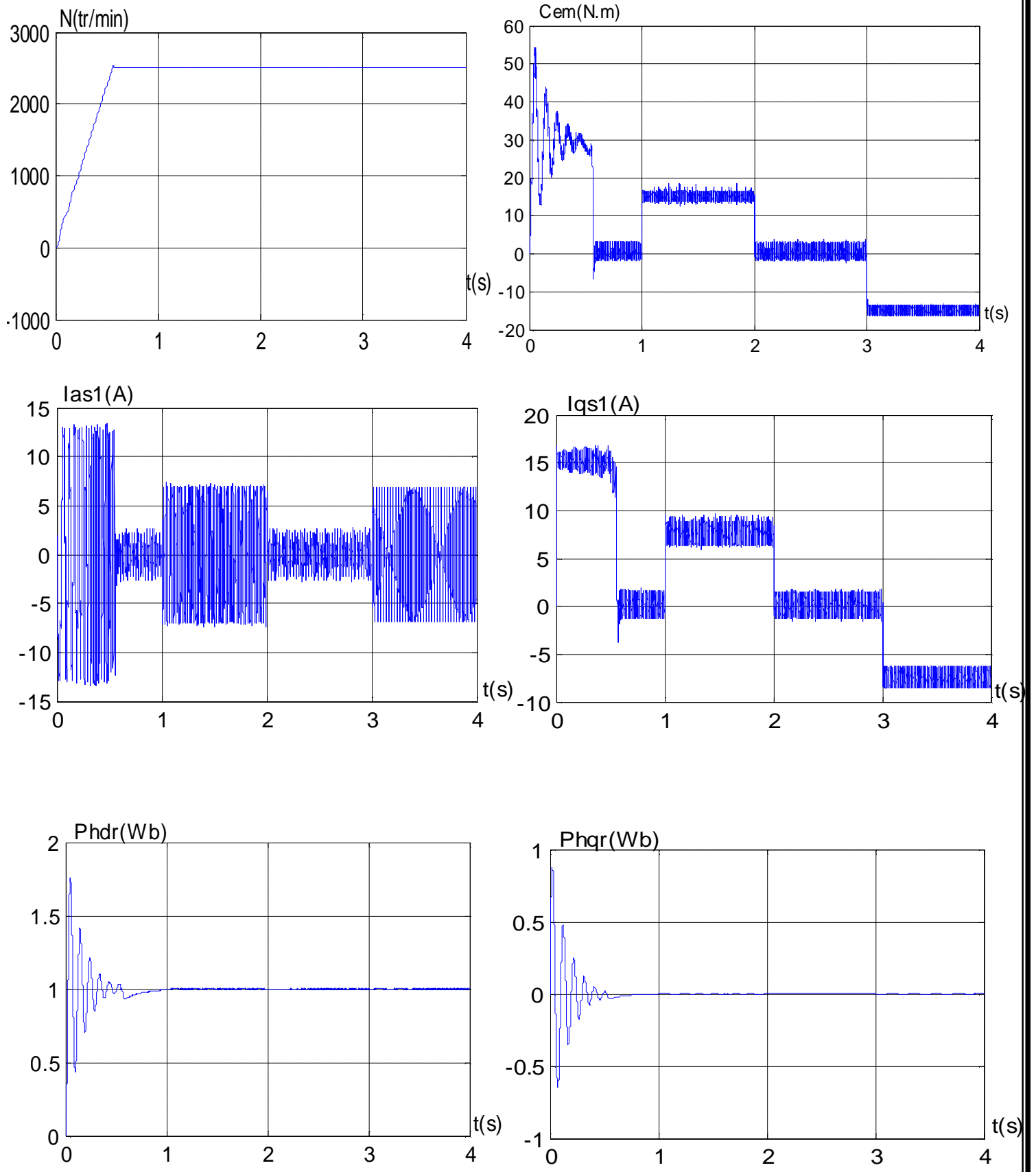


Figure III.10. Les résultats la commande F.O.C avec régulateur de vitesse de la MASDE

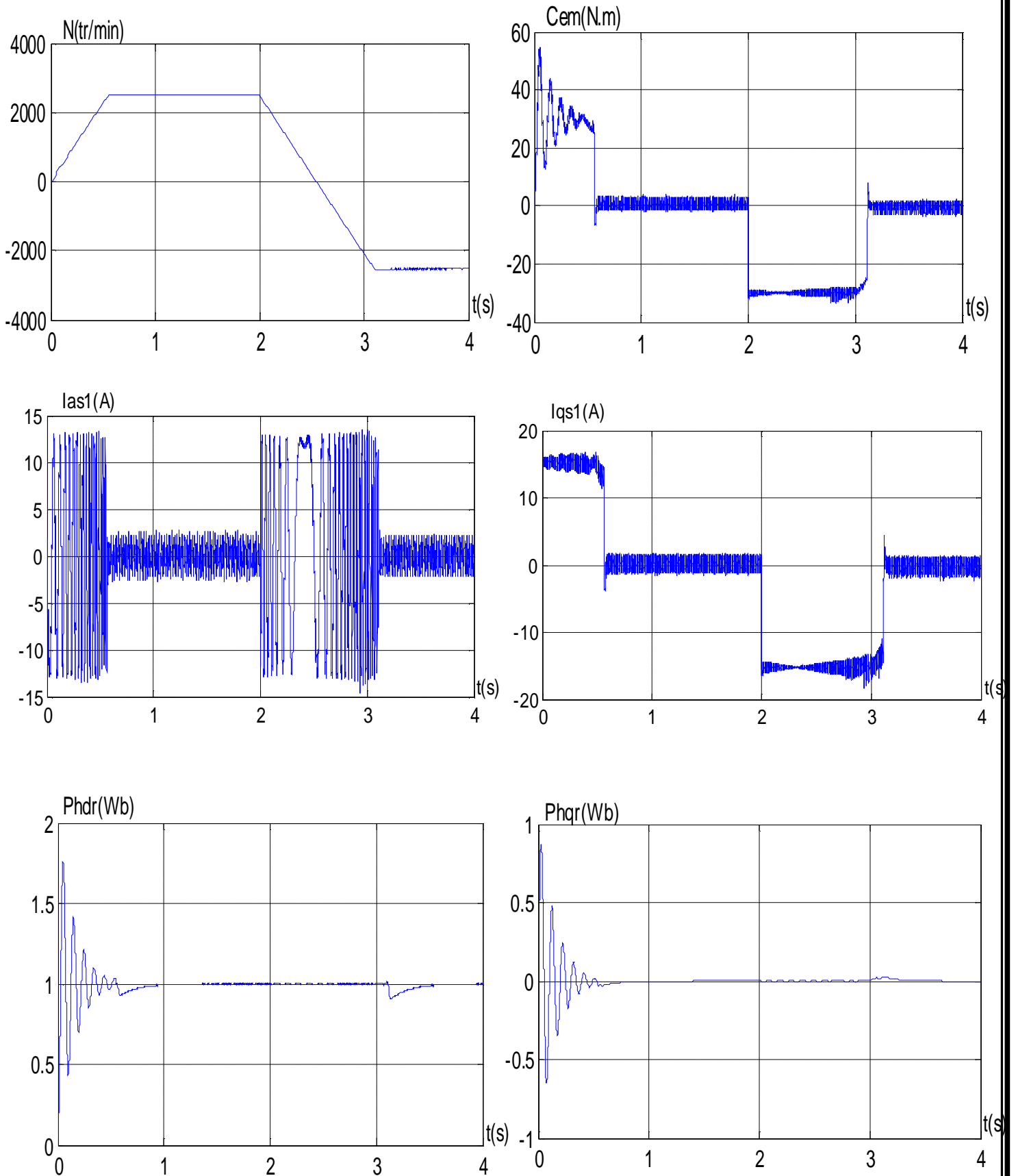


Figure III.11. Régulation indirecte de la vitesse suivi l'inversion de vitesse (2500,-2500) tr/min à $t = 2$ s

- La figure (III.10) présente les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte avec régulateur de vitesse (par orientation de flux rotorique), le flux rotorique est $\Phi_{rref} = 1Wb$ et le couple électromagnétique de référence $C_{emref} = [15 \ 0 - 15]$ dans les intervalles [1 2],[2 3],[3 4]. Au démarrage à vide, la vitesse prend rapidement (à $t=0.56s$) la valeur de consigne. Le couple électromagnétique stabilise à une valeur proche de 0 (due au frottement) après des ondulations amorties d'un dépassement maximal de $54.475N.m$ à $t=0.049s$. Pour les courants statoriques, un fort appel d'environ 2 fois le courant nominal au début puis en régime permanent contenu d'une façon sinusoïdale. Le courant en quadratique évolue identiquement avec le couple électromagnétique dans le régime permanent. Les flux rotoriques suivent leurs consignes en régime permanent.

L'application du charge $C_r=15N.m$ (fonctionnement moteur) provoque une augmentation de couple et des courants statoriques. La vitesse, les flux suivent toujours les consignes.

L'application du charge $C_r=-15N.m$ (fonctionnement génératrice) engendre une diminution de couple et de courant en quadratique.

- La figure (III.11) présente les réponses de MASDE avec de la commande vectorielle indirecte suivant l'inversion de vitesse $2500tr/min$ à $-2500tr/min$ à $t=2s$.

La vitesse suit sa consigne et s'inverse après un retard de $1.1s$. Cela provoque sur les courants statoriques de prendre les mêmes valeurs de régime transitoire initiale au bout de $1.1s$ puis rendent à la forme sinusoïdale d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint $-30N.m$ pendant l'inversion de vitesse et stabilise à la valeur de référence. Le courant en quadratique évolue de même manière de couple. Les flux rotoriques suivent ses références.

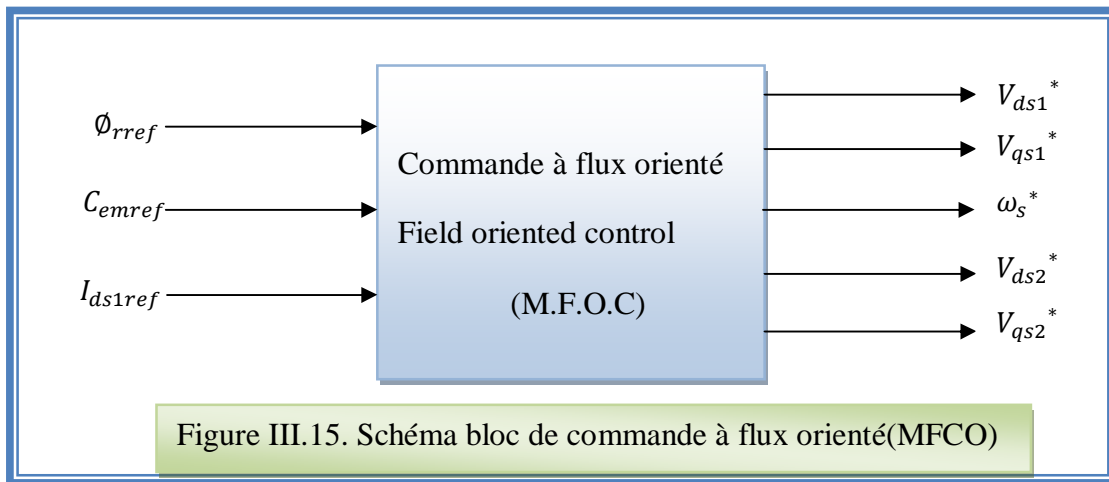


Figure III.15. Schéma bloc de commande à flux orienté(MFCO)

L'application de la commande sur la machine nécessite le schéma suivant :

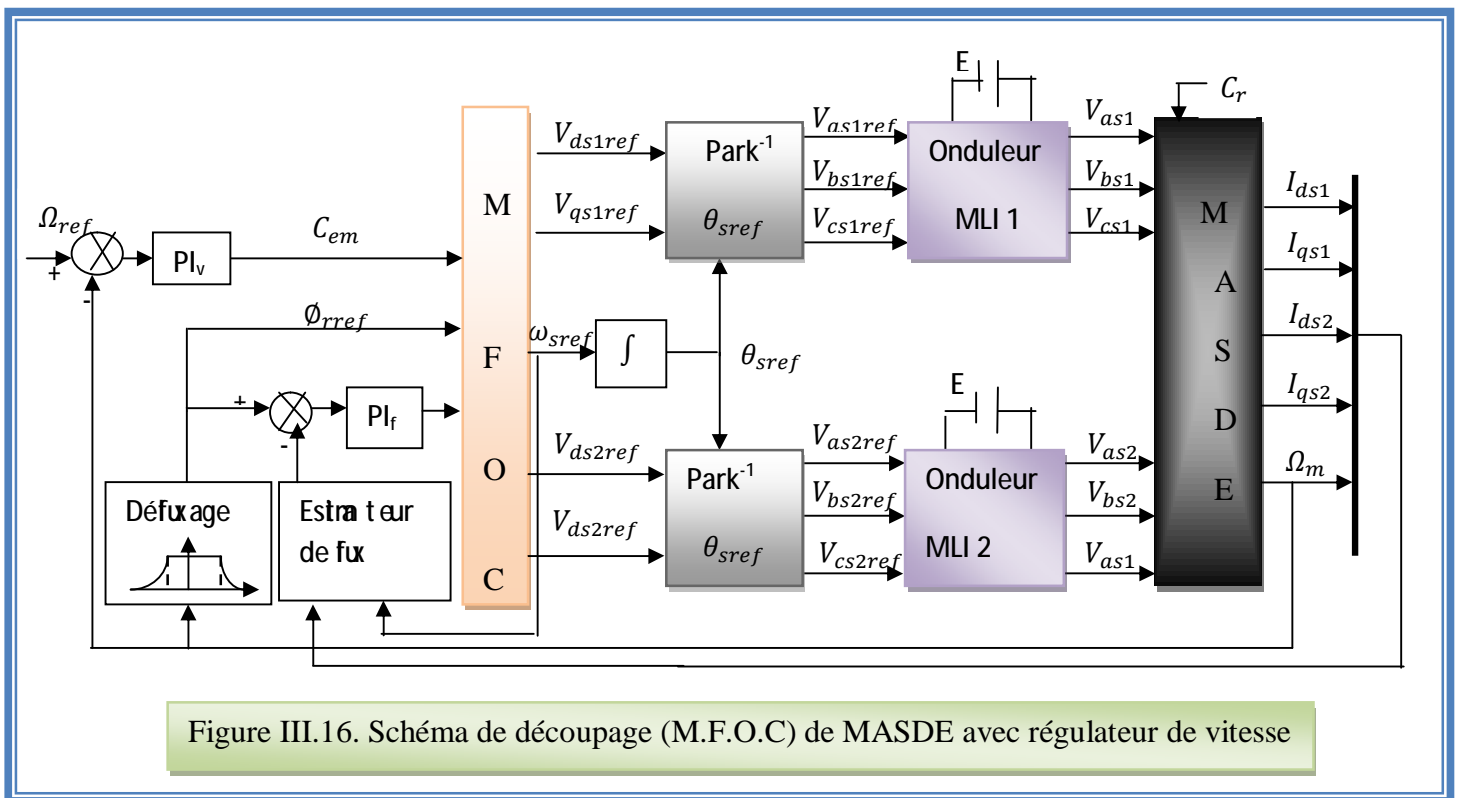


Figure III.16. Schéma de découpage (M.F.O.C) de MASDE avec régulateur de vitesse

III.7.1 Estimateur de flux

Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, elles, ne le sont pas, il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques. [11]

Après (2.34) :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_{drest} = -R_r I_{dr} + \omega_{gl} \Phi_{qrest} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qrest} = -R_r I_{qr} - \omega_{gl} \Phi_{drest} \end{cases} \quad (3.22)$$

D'après (2.48) :

$$I_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} (\Phi_{drest} - L_m (I_{ds1} + I_{ds2})) \quad (3.23)$$

$$I_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} (\Phi_{qrest} - L_m (I_{qs1} + I_{qs2})) \quad (3.24)$$

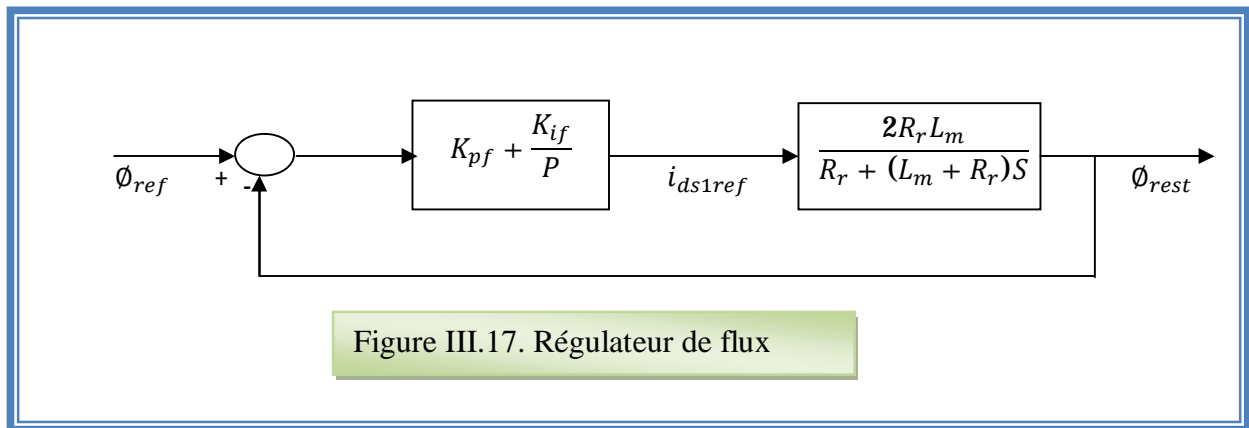
En remplace (3.23), (3.24) dans (3.22), on aura :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_{drest} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) - \frac{R_r}{L_m + L_r} \Phi_{drest} + \omega_{gl} \Phi_{qrest} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qrest} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \frac{R_r}{L_m + L_r} \Phi_{qrest} - \omega_{gl} \Phi_{drest} \end{cases} \quad (3.25)$$

Le module de flux rotorique estimé est donné par :

$$\Phi_{rest} = \sqrt{\Phi_{drest}^2 + \Phi_{qrest}^2} \quad (3.36)$$

III.7.2. Régulateur de flux



La fonction de transfert en boucle fermé :

$$\frac{\Phi_{rest}}{\Phi_{ref}} = \frac{2R_r L_m (K_{if} S + K_{pf})}{(L_m + R_r) S^2 + (R_r + 2R_r L_m K_{pf}) S + 2R_r L_m K_{if}}$$

Avec

$$K_{pf} = \frac{(L_m + R_r)}{2R_r L_m \tau_r}$$

$$K_{if} = \frac{1}{2L_m \tau_r}$$

III.7.3. Simulation et interprétation des résultats

Le figure (III.17) présente les résultats de simulation de MASDE avec le réglage direct de vitesse suivi l'application d'une charge $C_I=15N.m$ à l'intervalle [2 3] s et -15 à [4 5].

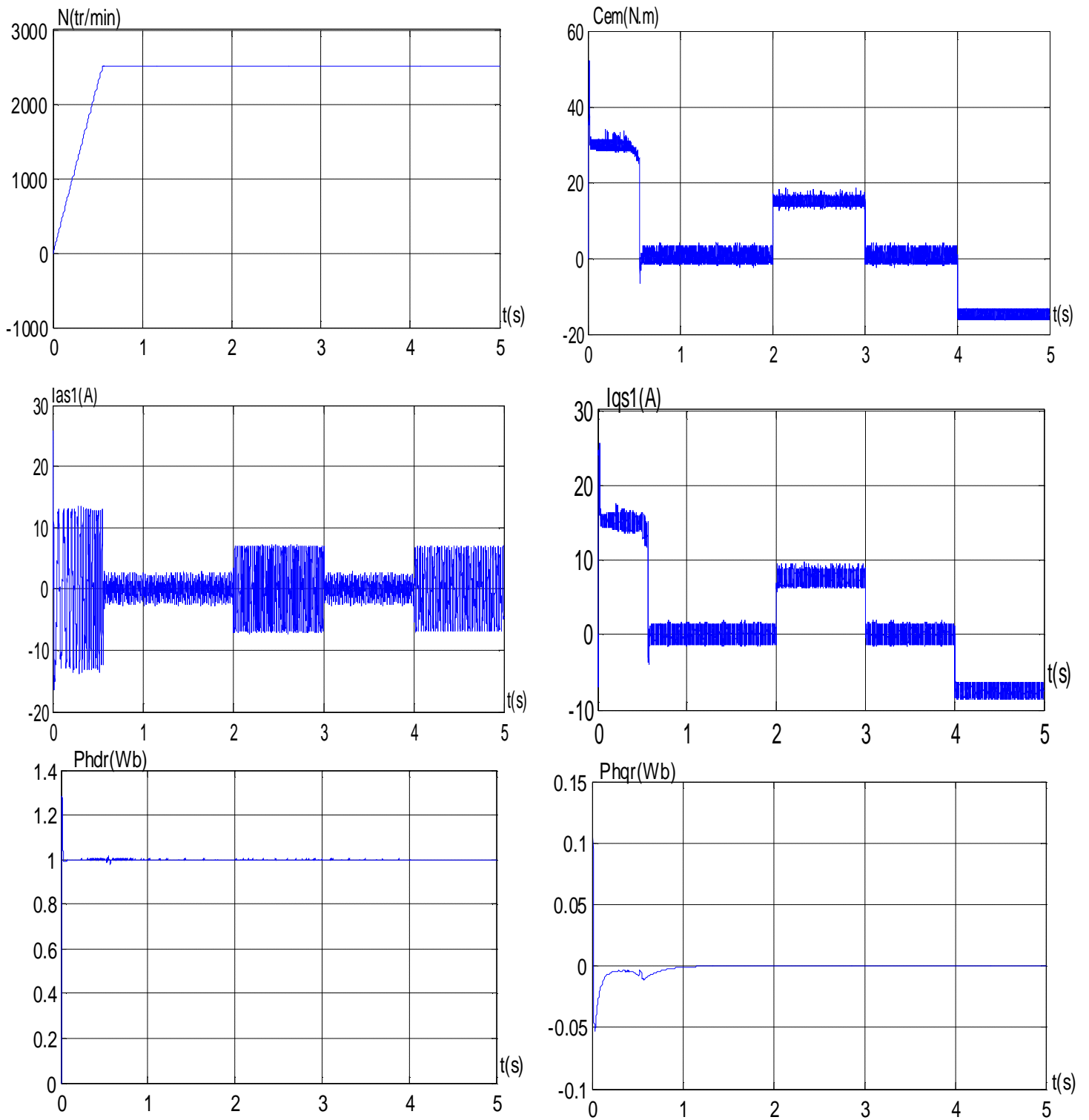


Figure III.18. Réglage de la vitesse par la méthode directe avec l'application d'une charge de 15N.m à $t=2$ s et -15 à $t=3$ s

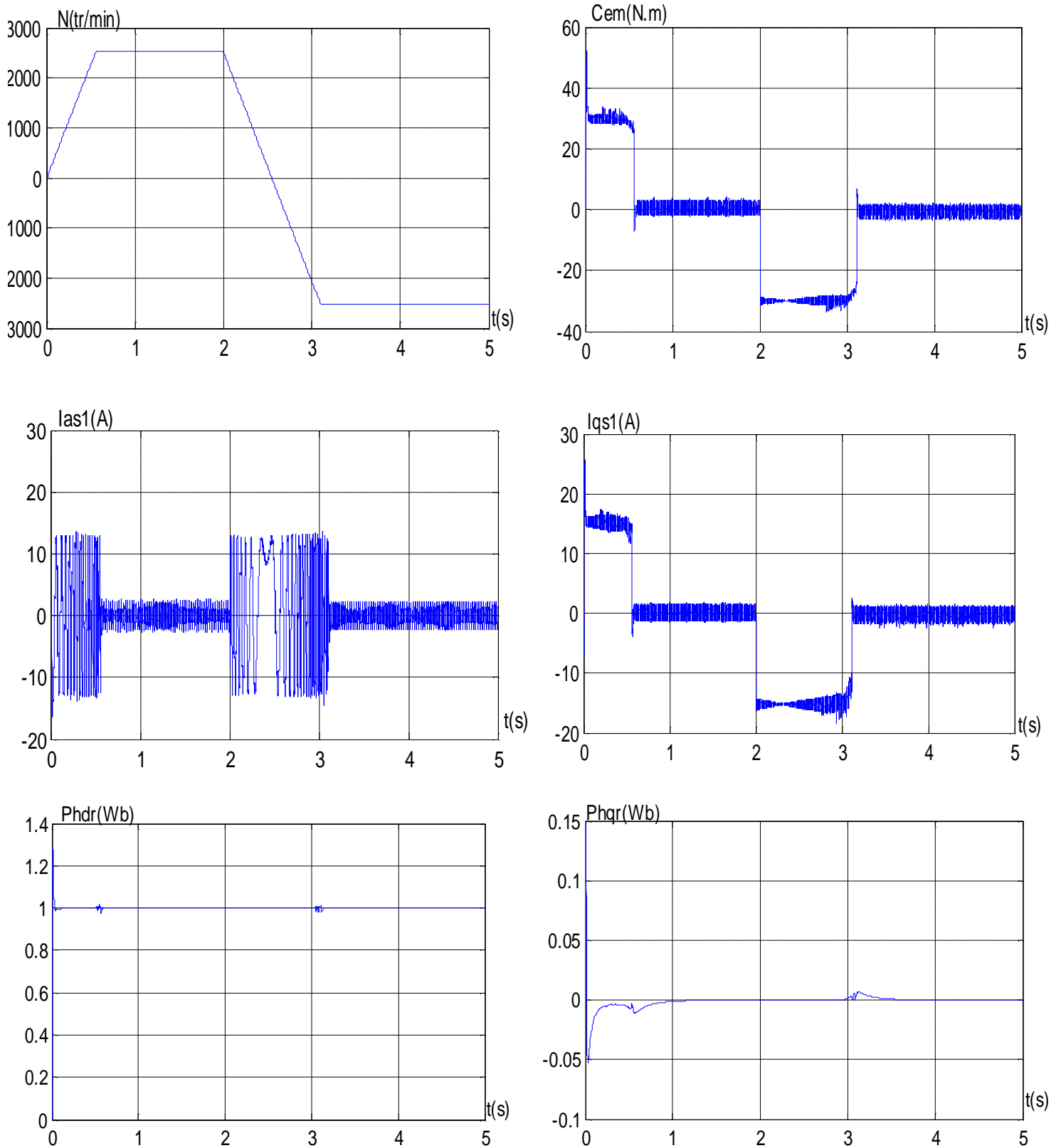


Figure III.19. Réglage de la vitesse par la méthode directe avec inversion de vitesse

-2500tr/min à $t=2$ s

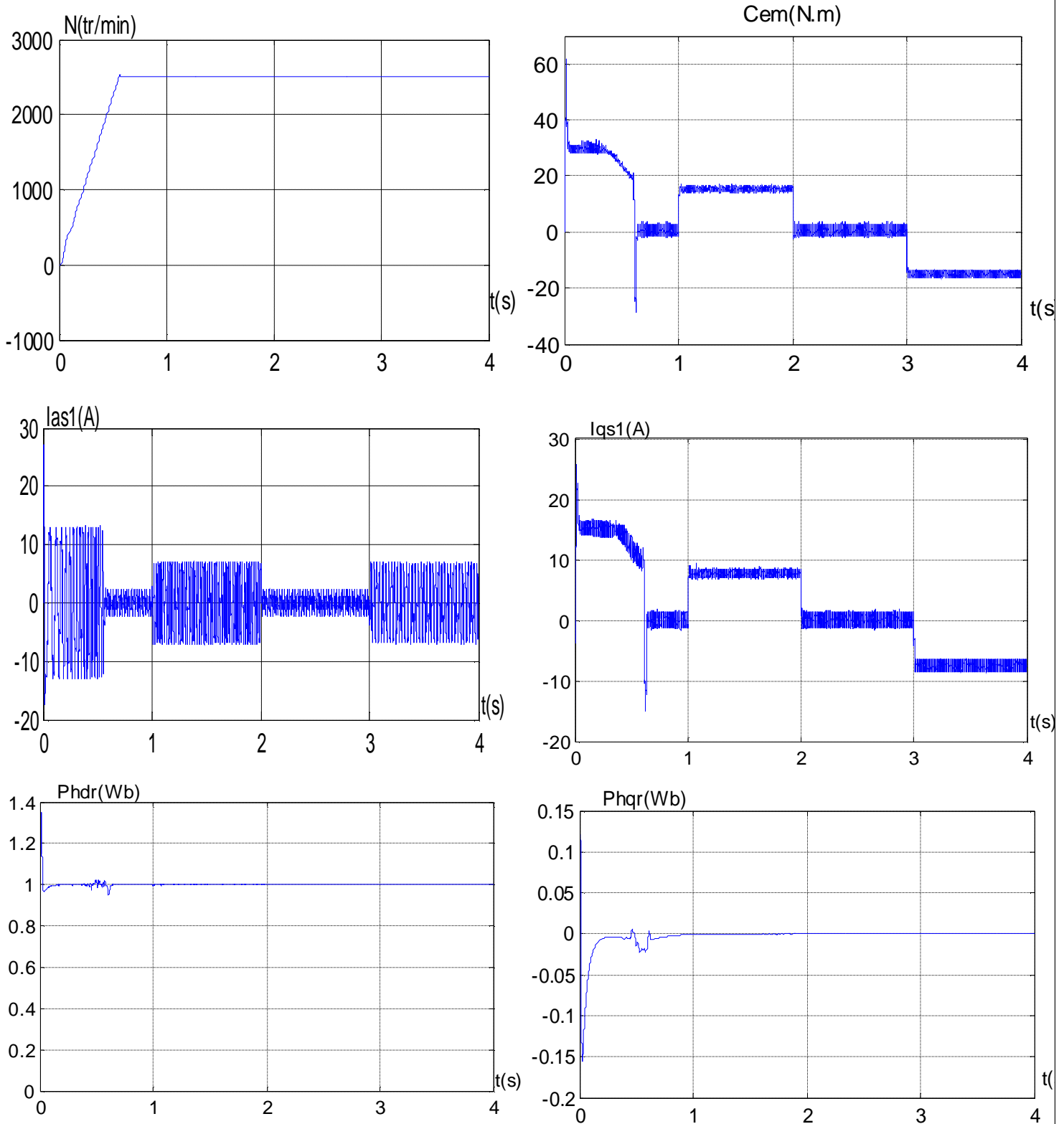


Figure III.20. Réglage de la vitesse par la méthode directe avec augmentation de la résistance rotorique $R_r=2R_r$

Les résultats montrent que :

Dans le régime permanent la vitesse atteint rapidement la valeur de référence. Le couple électromagnétique atteint un pic de 51.41N.m à $t=0.0127s$ puis se limite à 30N.m (régime transitoire), dans le régime permanent le couple stabilise d'environ 0, l'application de charge augmente le couple jusque à 15.4N.m. L'évolution de courant statorique en quadratique est presque la même avec le couple électromagnétique. Les courants statoriques sont inchangés par rapport à ceux de la méthode indirecte.

- La figure (III.19) présente le réglage de vitesse avec une inversion de vitesse à $t=2s$ (2500,-2500) tr/min. ces résultats montrent que la vitesse prend rapidement sa valeur de référence et s'inverse au bout de 1.1s puis stabilise à la valeur de référence.
- La figure (III.20) présente les réponses de MASDE avec la régulation de vitesse indirecte avec une augmentation de la résistance rotorique $R_r=2R_r$ à $t=1s$. Les résultats de simulation montrent que la vitesse et le couple électromagnétique suivent leurs références. A l'instante de la variation de résistance les flux sont affectés donc le découplage n'est pas toujours garanti et qui montre encore la sensibilité de régulateur PI à la variation de résistance.

III.8.CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle, il existe trois types d'orientation du flux, à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant. Ainsi on a choisi l'orientation du flux rotorique car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple.

Aussi, on peut noter que la structure de la commande vectorielle directe du flux, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure ou par estimation, pouvait s'exprimer comme une commande découplant.

Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradé par la variation des paramètres liés à la température, à la fréquence et à la saturation. Pour palier à ce problème, on propose dans le chapitre suivant une technique de la commande de la machine asynchrone double étoile 'MASDE'. qui se traduit par les modes de glissement. Elle s'appuie sur le modèle linéaire équivalent obtenu.

Chapitre IV

*LA Commande par mode
glissant de la machine
asynchrone double étoile*

Chapitre IV

La commande par mode glissant de la machine asynchrone double étoile

IV .1. INTRODUCTION

Les équations dynamiques d'un système non linéaire généralement sont frottement couplé, ainsi que les paramètres dépendent de la charge qui est souvent inconnu. Ces problèmes deviennent de plus en plus difficiles avec les algorithmes classiques (exemple PID). Pour résoudre ce problème, l'application de nouvelle technique insensible aux perturbations externe et à la variation des paramètres du modèle qui sont des algorithmes de commande robuste.

À partir des années 80, la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle a été considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis

La commande à structure variable consiste à amener la trajectoire d'état du système bouclé vers une surface de glissement et de faire commuter au tour de cette surface jusqu'au point d'équilibre. La conception par mode glissant revient principalement à déterminer trois étapes :

- Ø Le choix de la surface de commutation.
- Ø Condition de convergence.
- Ø Calcul de la commande.

Dans ce chapitre, on applique la commande par mode glissant sur la machine asynchrone double étoile. Pour cela on présente un rappel théorique sur la commande par mode glissant des systèmes à structure variable, en suite la conception de commande et leur application sur la MASDE.

IV.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR LE MODE GLISSANT DES SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement.

La technique de commande à structure variable (VSC) par la commande du mode glissant (sliding mode control), est efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires. La tâche principale de la commande par mode glissant, est de fournir une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergence et de stabilité. La surface de commutation peut être atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé.

Le but de la commande par mode glissant est que la trajectoire d'état soit attirée vers une surface de glissement défini S (*Sliding Surface*) et glisse autour d'elle. Une fois la surface de glissement est atteinte, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, et aux perturbations externes [12]. En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties. ' figure (IV.1) ' : [13]

- ü Détermination d'une région d'espace d'état telle qu'une fois que le système se trouve dans cette région, il ait le comportement désiré.
- ü Définition d'une loi de commande qui conduit le système jusqu'à cette région de l'espace d'état.

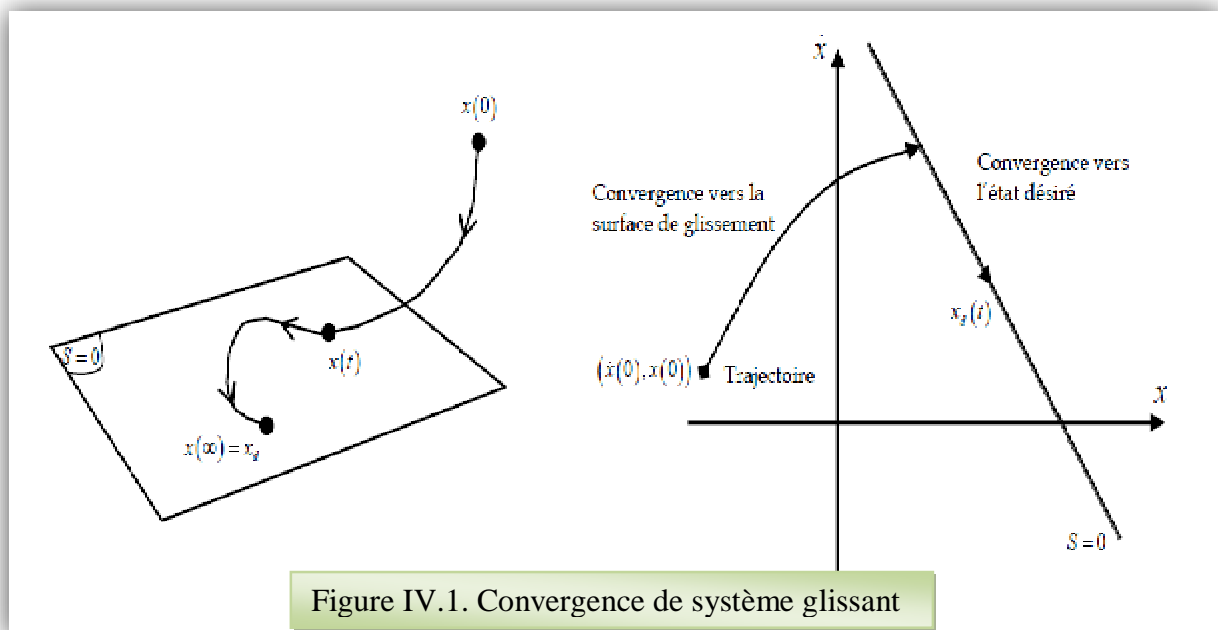


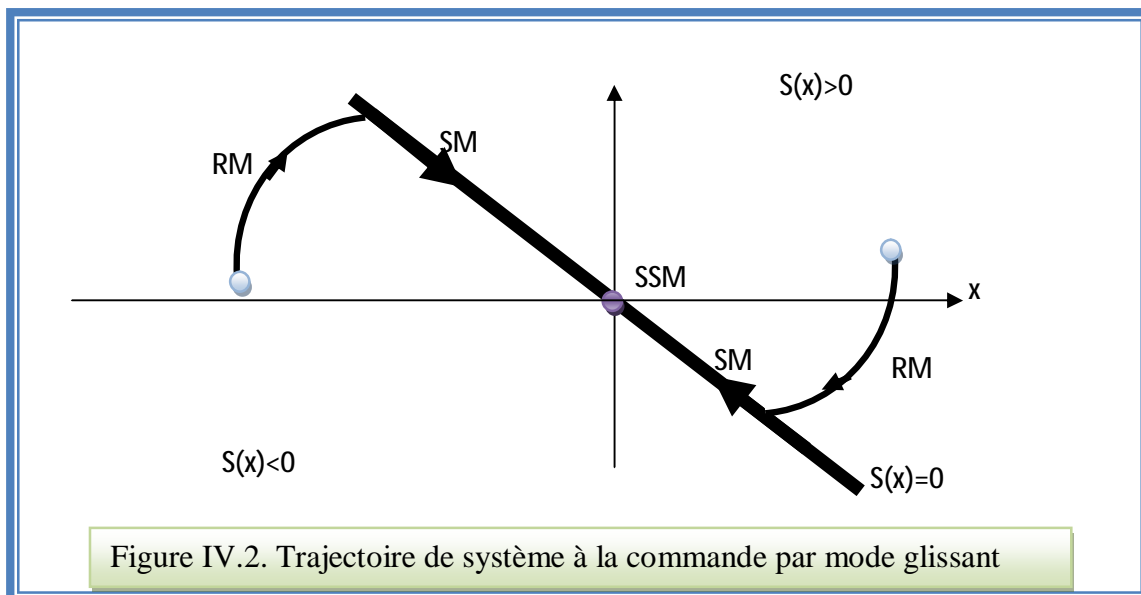
Figure IV.1. Convergence de système glissant

Dans la commande de tel système par le mode glissant, la réponse passe par trois phases essentielles figure (IV.2):

✓ **Le mode de convergence (reaching mode RM)** : ou le mode non glissant ou la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.

✓ **Le mode de glissant (sliding mode SM)** : C'est le mouvement du système sur le long de la surface de commutation, La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement.

✓ **Le mode de régime permanent (steady-state mode SSM)** : nécessaire pour l'étude du Comportement de système autour le point d'équilibre.



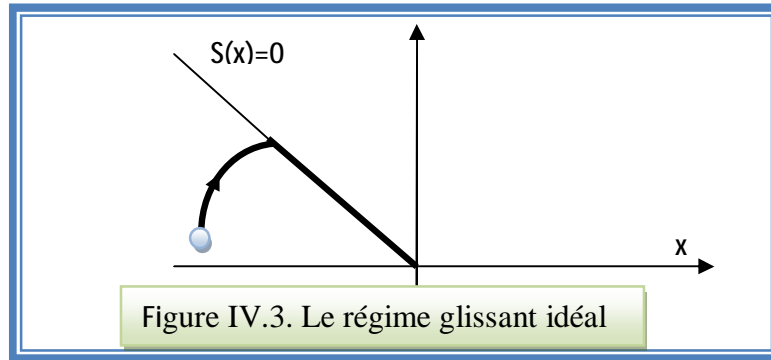
IV.3. LES REGIMES DE GLISSEMENT

En général, il existe deux régimes de glissant :

IV.3.1. Le régime glissant idéal

Le régime glissant idéal a une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation S . (figure .IV.3)

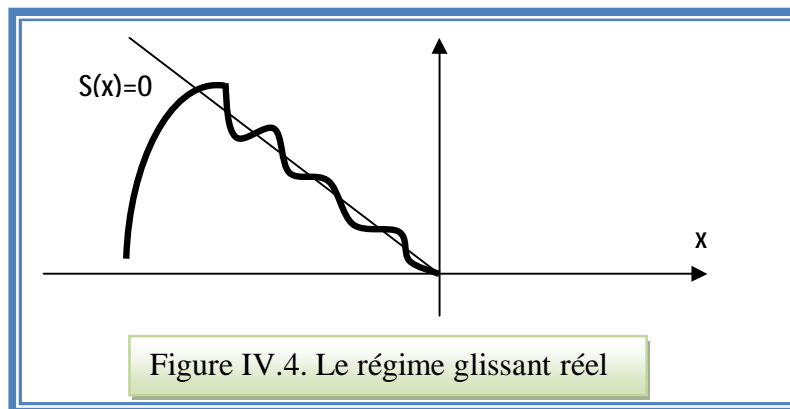
Le système réglé fonctionne en mode glissant idéal lorsque la loi de commutation s'annule S . Pour que ce mode subsiste li faut sa dérivée de S disparaisse également. [14]



IV.3.2. Le régime glissant réel

La trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité.

Le vecteur d'état x va effectuer des petits mouvements autour de surface de commutation en mode glissant réel. Pour pouvoir calculer ces dépassement, on linéarise le système autour d'un point de fonctionnement. [14]



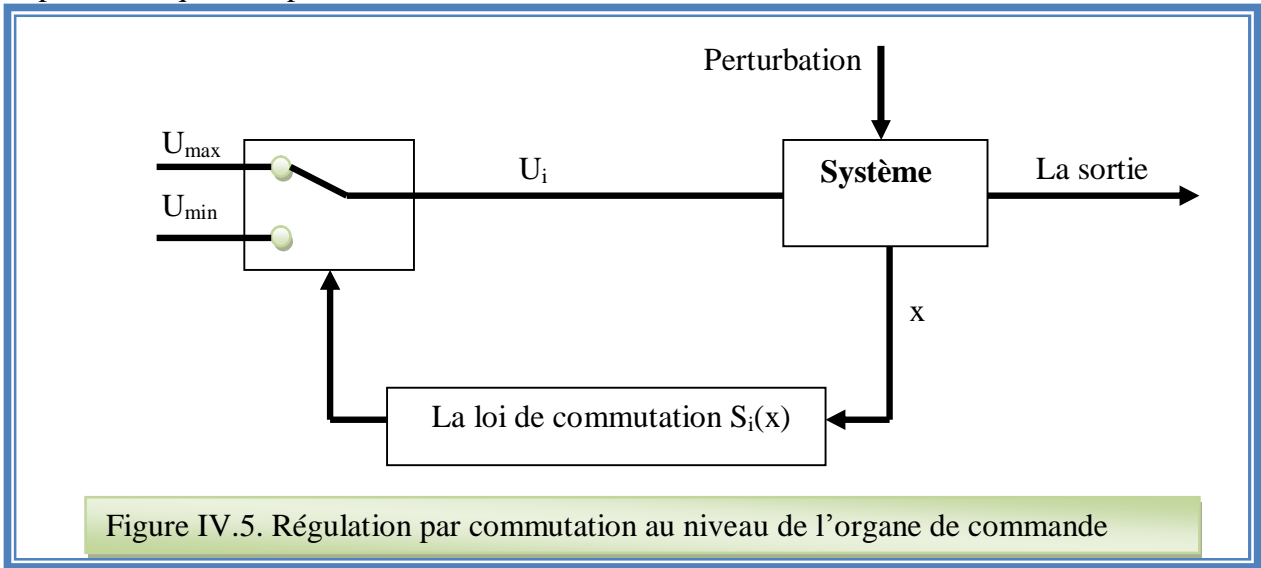
IV.4. LES STRUCTURES DE COMMANDE PAR LE MODE GLISSANT

Il existe trois configurations de la synthèse de la loi de commande :

IV.4.1. La structure par commutation au niveau de l'organe de commande

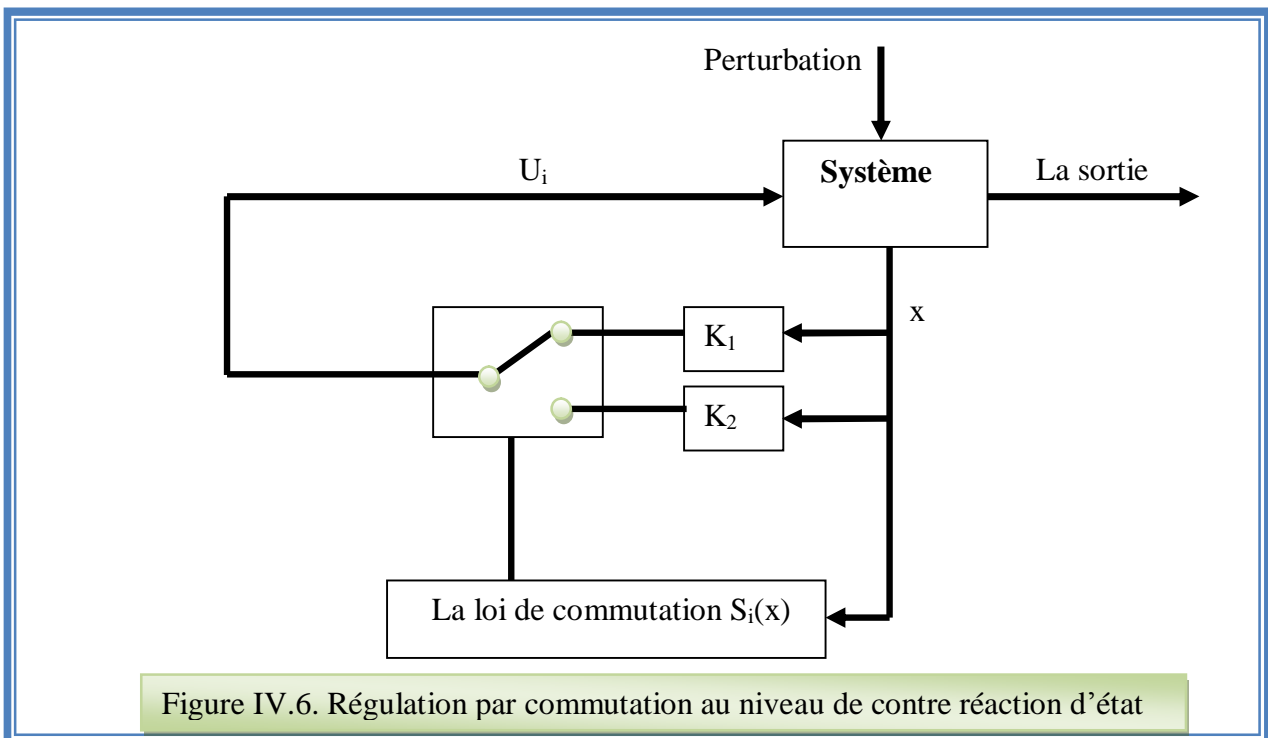
Le signal binaire 'd' qui commande l'organe de commande 'OCM' vaut '1' si S est positif et '0' si S est négatif. Ainsi lorsque cette loi est positif la valeur U_{\max} imposée à

l'entrée du système, si elle est négative, on applique U_{\min} figure (IV.5). C'est la structure la plus classique et la plus utilisée [14].



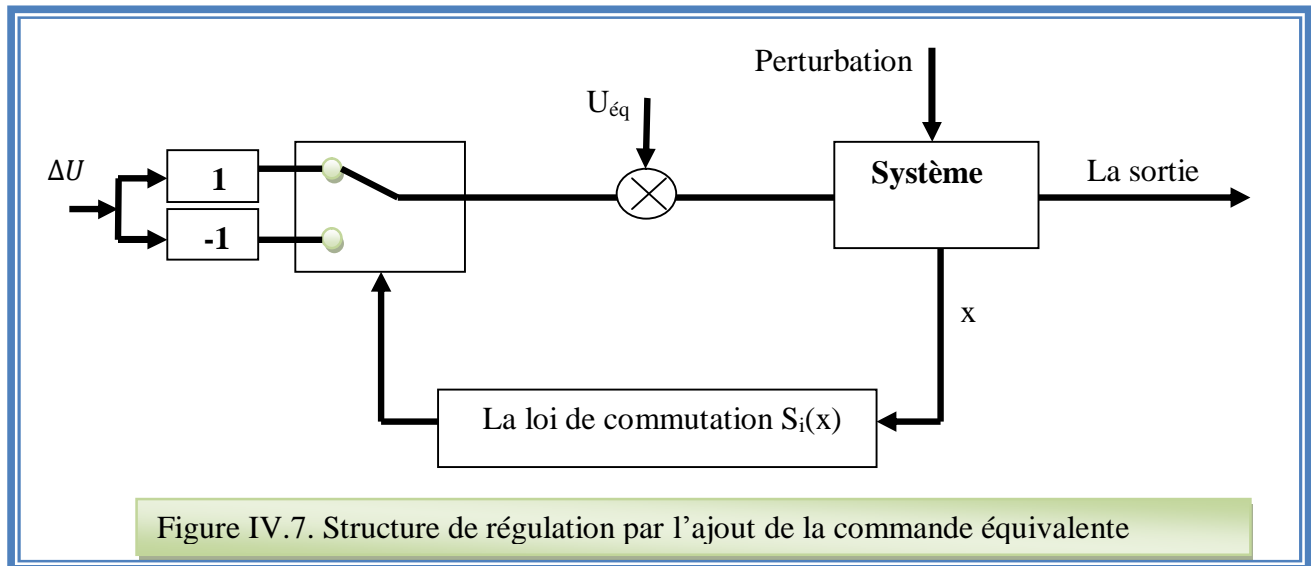
IV.4.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Elle est basée sur le mettre de la dynamique du système 'x' en contre-réaction. Elle est réalisée par des gains de réglage. (figure .IV.6)



IV.4.3. Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente

L'état futur du système est propositionnel grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande dépendant des variations paramétriques du fait l'expression de cette commande équivalente.



IV.5. CONCEPTION DE L'ALGORITHME DE COMMANDE PAR LE MODE GLISSANT

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

- ∅ Choix des surfaces de glissement.
- ∅ Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant.
- ∅ Détermination de la loi de commande.

IV.5.1. Le choix de surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre nécessaire de ses surfaces et également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé.

Pour un système défini par :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (4.1)$$

$[X] \in R^n$ Vecteur d'état ; $[U] \in R^m$ Vecteur de commande , avec $n > m$

Pour le choix de nombre des surfaces, en général il est égale au dimension de U.

Pour assurer la convergence de la variable d'état 'x' vers la valeur de référence, on a la forme suivante :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (4.2)$$

Avec:

λ : Gain positif.

$e(x) = x_d - x$: L'écart de la valeur à régler.

r : Degré relatif qui égale le nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande. Tel que : $\frac{\partial S}{\partial U} \neq 0$ assure la contrôlabilité.

Pour $r=1$ $S(x) = e(x)$

Pour $r=2$ $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $r=3$ $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + \lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

$S(x) = 0$ Est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$. Tend vers zéro pour un choix correct du gain λ .

Le problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)=0$, est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. Pour le but d'obtenir une dynamique d'écart (référence – sortie) linéaire, autonome d'ordre r .

IV.5.2. Conditions de convergence

Les conditions de convergence sont situées dans le cadre de permettre aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement indépendamment de la perturbation.

On a deux conditions :

Ø L'approche directe

Elle est étudiée par Emilyanov et Utkin . Elle s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \tag{4.3}$$

Ø L'approche de Lyapunov

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires. Il s'agit de choisir une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$.

Pour une fonction candidate de Lyapunov de la forme :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{4.4}$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \tag{4.5}$$

Le décroissement de la fonction de candidate de Lyapunov est assuré par :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \tag{4.6}$$

IV.5.3. Détermination de la loi de commande

Si la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, donc il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constitué de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre la stabilité (u_n). Cette dernière est très importante dans le commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \tag{4.7}$$

' u_{eq} ' correspond à la commande proposée par Filipov. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$.

' u_n ' introduit pour vérifier la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x) < 0$. Elle détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence.

Pour calculer la commande, on considère le système d'équation d'état (4.1)

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(t) = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \tag{4.8}$$

En substituant (4.1), (4.7) dans (4.8), on aura :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [A(x)] + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)]u_{eq} + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)]u_n \quad (4.9)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle $S(x)=0$, et par conséquent, sa dérivée $\dot{S}(x) = 0$, et la partie discontinue est aussi nulle.

Dans ces conditions la solution de l'équation (4.9) est alors :

$$u_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [A(x)] [X] \right\} \quad (4.10)$$

Avec la condition :

$$\frac{\partial S}{\partial x} [B(x)] \neq 0 \quad (4.11)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (4.9), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)]u_n \quad (4.12)$$

La condition d'attractivité $s(x)\dot{s}(x) < 0$, devient :

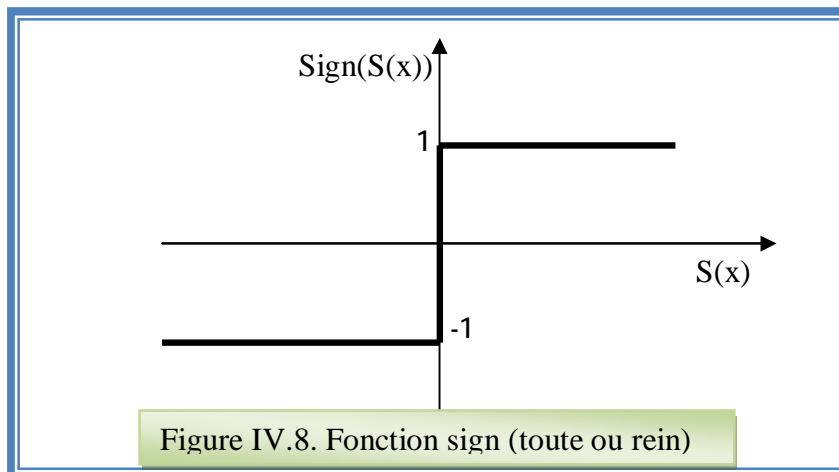
$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)]u_n < 0 \quad (4.13)$$

Pour satisfaire cette condition, il faut que le signe de u_n soit opposé à celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)]$

La forme la plus simple que ' u_n ' peut prendre est la fonction sign (la forme de relais) figure (4.9)

$$u_n = K_x \text{sign}(S) \quad (4.14)$$

Avec le signe de K_x est différent de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)]$. Le choix de ce gain est très influent.



VI.6. ELIMINATION DU PHENOMENE DE BROUITEMENT (chattering)

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées .Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence. [15]

Le phénomène de brouitement (Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « sign » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences.

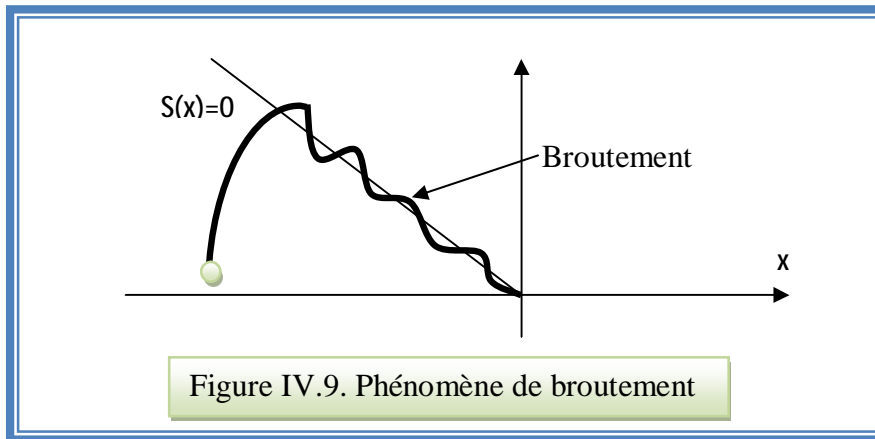


Figure IV.9. Phénomène de brouitement

Pour l'élimination de brouitement, en remplace la fonction 'sign' par les fonctions de saturation suivantes :

◆ **Fonction SAT**

$$\begin{cases} \text{sat}(S(x)) = 1 & \text{si} & S(x) > \varepsilon \\ \text{sat}(S(x)) = -1 & \text{si} & S(x) < -\varepsilon \\ \text{sat}(S(x)) = \frac{S(x)}{\varepsilon} & \text{si} & |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases}$$

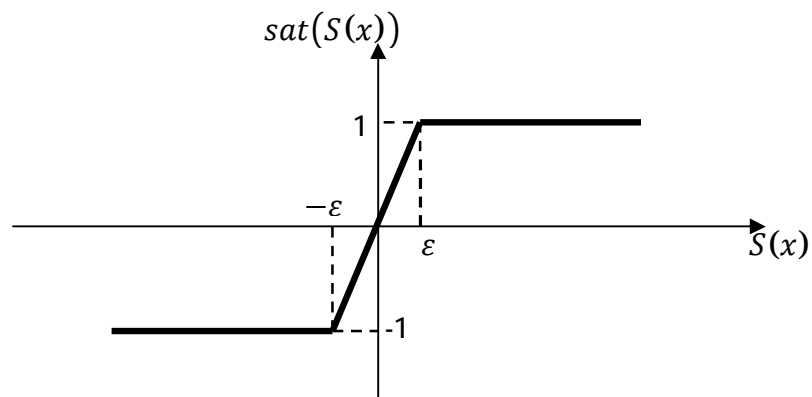


Figure IV.10. fonction de saturation

Donc la commande est :

$$u_n(x) = \begin{cases} K_x \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \\ \frac{K_x}{\varepsilon} \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (4.15)$$

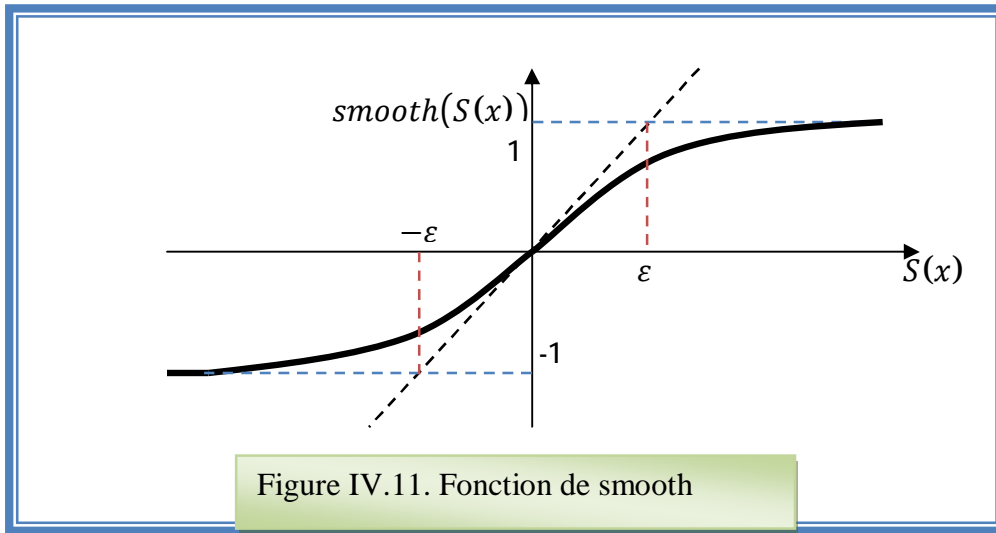
♦ **La fonction Smooth**

La fonction Smooth est une fonction de classe C^1

$$\text{Smooth}(S(x)) = \tanh(S(x)) = \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (4.16)$$

La commande est :

$$u_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (4.17)$$



VI.7. REGLAGE EN CASCADE DE LA VITESSE ET DE FLUX ROTORIQUE PAR LE MODE GLISSANT

Après le chapitre de la commande vectorielle, on tire le système d'équation d'état suivante :

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ds1} &= \frac{1}{L_{s1}} \{V_{ds1} - R_{s1}I_{ds1} + \omega_s(L_{s1}I_{qs1} + T_r\phi_{rref}\omega_{glref})\} \\ \dot{I}_{qs1} &= \frac{1}{L_{s1}} \{V_{qs1} - R_{s1}I_{qs1} - \omega_s(L_{s1}I_{ds1} + \phi_{rref})\} \\ \dot{I}_{ds2} &= \frac{1}{L_{s1}} \{V_{ds2} - R_{s2}I_{ds2} + \omega_s(L_{s2}I_{qs2} + T_r\phi_{rref}\omega_{glref})\} \\ \dot{I}_{qs2} &= \frac{1}{L_{s2}} \{V_{qs2} - R_{s2}I_{qs2} - \omega_s(L_{s2}I_{ds2} + \phi_{rref})\} \\ \dot{\Omega} &= \frac{1}{J} \left\{ P \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{qs1} + I_{qs2}) \phi_{rref} - C_r - K_f \Omega \right\} \\ \dot{\phi}_r &= -\frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_r + \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) \end{aligned} \quad (4.18)$$

VI.7.1. surface de régulation de la vitesse

Le degré relatif est $r=1$, la surface est :

$$S(\omega_r) = \omega_{rref} - \omega_r \quad (4.19)$$

Tel que $\Omega = \omega_r/P$, d'où :

$$\dot{\omega}_r = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m+L_r} (I_{qs1} + I_{qs2}) \Phi_{rref} - \frac{P}{J} C_r - \frac{K_f}{J} \omega_r \quad (4.20)$$

Le dérivé de $S(\omega_r)$ est :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - \dot{\omega}_r \quad (4.21)$$

On pose $I_{qs1} + I_{qs2} = I_q$, on substitue (4.20) dans (4.21) on aura :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m+L_r} (I_{qs1} + I_{qs2}) \Phi_{rref} - \frac{P}{J} C_r - \frac{K_f}{J} \omega_r \quad (4.22)$$

On remplace I_q par le courant de commande $I_{qref} = I_{qeq} + I_{qcn}$ dans (4.22), on trouve :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m+L_r} \Phi_{rref} I_{qeq} + - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m+L_r} \Phi_{rref} I_{qcn} - \frac{P}{J} C_r - \frac{K_f}{J} \omega_r \quad (4.23)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, $S(\omega_r)=0$. Par conséquent $\dot{S}(\omega_r) = \mathbf{0}$, $I_{qcn} = \mathbf{0}$. Donc on tire la commande équivalente à partir de (4.23)

$$I_{qeq} = \frac{J}{P^2} \frac{L_m+L_r}{L_m \Phi_{rref}} \left[\dot{\omega}_{rref} + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right] \quad (4.24)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(x)\dot{S}(x) < \mathbf{0}$ doit être vérifiée. En remplace (4.24) dans (4.23), on aura :

$$\dot{S}(\omega_r) = - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m+L_r} \Phi_{rref} I_{qcn} \quad (4.25)$$

La commande non linéaire est:

$$I_{qcn} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \varepsilon_{\omega_r}} \quad (4.26)$$

IV.7.2. Surface de régulation de flux rotorique

La surface de flux est :

$$S(\Phi_r) = \Phi_{rref} - \Phi_r \quad (4.27)$$

Son dérivé :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_{rref} - \dot{\Phi}_r \quad (4.28)$$

On pose: $I_{ds1} + I_{ds2} = I_d$, en remplace l'équation de flux de (4.18) dans (4.28), on aura :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_{rref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \Phi_r - \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} I_d \quad (2.29)$$

Remplaçant I_d par $I_{dref} = I_{deq} + I_{dn}$, dans (4.29) :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_{rref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \Phi_r - \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} I_{deq} - \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} I_{dn} \quad (2.30)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, $S(\Phi_r)=0$. Par conséquent $\dot{S}(\Phi_r) = \mathbf{0}$, $I_{qn} = \mathbf{0}$. Donc on tire la commande équivalente à partir de (4.30)

$$I_{deq} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left[\dot{\Phi}_{rref} + \frac{R_r}{L_m + L_r} \Phi_r \right] \quad (4.31)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\Phi_r)\dot{S}(\Phi_r) < \mathbf{0}$ doit être vérifiée. En remplace (4.31) dans (4.30), on aura :

$$\dot{S}(\Phi_r) = -\frac{L_m R_r}{L_m + L_r} I_{dn} \quad (4.32)$$

La commande non linéaire est :

$$I_{dn} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \varepsilon_{\omega_r}} \quad (4.33)$$

IV.7.3. Les surfaces de régulation des courantes statoriques

On a les surfaces suivantes :

$$S(I_{ds1}) = I_{ds1ref} - I_{ds1} \quad (4.34)$$

$$S(I_{qs1}) = I_{qs1ref} - I_{qs1} \quad (4.35)$$

$$S(I_{ds2}) = I_{ds2ref} - I_{ds2} \quad (4.36)$$

$$S(I_{qs2}) = I_{qs2ref} - I_{qs2} \quad (4.37)$$

Les dérivées des surfaces :

$$\dot{S}(I_{ds1}) = \dot{I}_{ds1ref} - \dot{I}_{ds1} \quad (4.38)$$

$$\dot{S}(I_{qs1}) = \dot{I}_{qs1ref} - \dot{I}_{qs1} \quad (4.39)$$

$$\dot{S}(I_{ds2}) = \dot{I}_{ds2ref} - \dot{I}_{ds2} \quad (4.40)$$

$$\dot{S}(I_{qs2}) = \dot{I}_{qs2ref} - \dot{I}_{qs2} \quad (4.41)$$

On substitue les équations des courantes de (4.18) dans ces dernières, on obtient :

$$\dot{S}(I_{ds1}) = \dot{I}_{ds1ref} - \frac{1}{L_{s1}} \{V_{ds1} - R_{s1}I_{ds1} + \omega_s(L_{s1}I_{qs1} + T_r\Phi_{rref}\omega_{glref})\} \quad (4.42)$$

$$\dot{S}(I_{qs1}) = \dot{I}_{qs1ref} - \frac{1}{L_{s1}} \{V_{qs1} - R_{s1}I_{qs1} - \omega_s(L_{s1}I_{qs1} + \Phi_{rref})\} \quad (4.43)$$

$$\dot{S}(I_{ds2}) = \dot{I}_{ds2ref} - \frac{1}{L_{s2}} \{V_{ds2} - R_{s2}I_{ds2} + \omega_s(L_{s2}I_{qs2} + T_r\Phi_{rref}\omega_{glref})\} \quad (4.44)$$

$$\dot{S}(I_{qs2}) = \dot{I}_{qs2ref} - \frac{1}{L_{s2}} \{V_{qs2} - R_{s2}I_{qs2} - \omega_s(L_{s2}I_{qs2} + \Phi_{rref})\} \quad (4.45)$$

En remplace $V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}, V_{qs2}$ par les tensions de commande $V_{ds1ref} = V_{ds1eq} + V_{ds1n}$, $V_{qs1ref} = V_{qs1eq} + V_{qs1n}$, $V_{ds2ref} = V_{ds2eq} + V_{ds2n}$, $V_{qs2ref} = V_{qs2eq} + V_{qs2n}$ respectivement, on trouve :

$$\dot{S}(I_{ds1}) = \dot{I}_{ds1ref} - \frac{1}{L_{s1}} \{V_{ds1eq} + V_{ds1n} - R_{s1}I_{ds1} + \omega_s(L_{s1}I_{qs1} + T_r\Phi_{rref}\omega_{glref})\} \quad (4.46)$$

$$\dot{S}(I_{qs1}) = \dot{I}_{qs1ref} - \frac{1}{L_{s1}} \{V_{qs1eq} + V_{qs1n} - R_{s1}I_{qs1} - \omega_s(L_{s1}I_{qs1} + \Phi_{rref})\} \quad (4.47)$$

$$\dot{S}(I_{ds2}) = \dot{I}_{ds2ref} - \frac{1}{L_{s2}} \{V_{ds2eq} + V_{ds2n} - R_{s2}I_{ds2} + \omega_s(L_{s2}I_{qs2} + T_r\Phi_{rref}\omega_{glref})\} \quad (4.48)$$

$$\dot{S}(I_{qs2}) = \dot{I}_{qs2ref} - \frac{1}{L_{s2}} \{V_{qs2eq} + V_{qs2n} - R_{s2}I_{qs2} - \omega_s(L_{s2}I_{qs2} + \Phi_{rref})\} \quad (4.49)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, $S(I_{ds1})=0$, $S(I_{qs1})=0$, $S(I_{ds2})=0$, $S(I_{qs2})=0$. Par conséquent $\dot{S}(I_{ds1}) = \mathbf{0}$ et $V_{ds1n} = \mathbf{0}$, $\dot{S}(I_{qs1}) = \mathbf{0}$ et $V_{qs1n} = \mathbf{0}$, $\dot{S}(I_{ds2}) = \mathbf{0}$, $V_{ds2n} = \mathbf{0}$ et $\dot{S}(I_{qs2}) = \mathbf{0}$, $V_{qs2n} = \mathbf{0}$.

On tire les commandes équivalentes à partir de (4.46)- (4.469):

$$V_{ds1eq} = L_{s1}\dot{I}_{ds1ref} + R_{s1}I_{ds1} - \omega_s(L_{s1}I_{qs1} + T_r\phi_{rref}\omega_{glref}) \quad (4.50)$$

$$V_{qs1eq} = L_{s1}\dot{I}_{qs1ref} + R_{s1}I_{qs1} + \omega_s(L_{s1}I_{qs1} + \phi_{rref}) \quad (4.51)$$

$$V_{ds2eq} = L_{s2}\dot{I}_{ds2ref} + R_{s2}I_{ds2} - \omega_s(L_{s2}I_{qs2} + T_r\phi_{rref}\omega_{glref}) \quad (4.52)$$

$$V_{qs2eq} = L_{s2}\dot{I}_{qs2ref} + R_{s2}I_{qs2} + \omega_s(L_{s2}I_{qs2} + \phi_{rref}) \quad (4.53)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(I_{ds1})\dot{S}(I_{ds1}) < \mathbf{0}$, $S(I_{qs1})\dot{S}(I_{qs1}) < \mathbf{0}$, $S(I_{ds2})\dot{S}(I_{ds2}) < \mathbf{0}$, $S(I_{qs2})\dot{S}(I_{qs2}) < \mathbf{0}$ doit être vérifiée. En remplace (4.50)- (4.53) dans (4.46)- (4.469), on aura :

$$\dot{S}(I_{ds1}) = -\frac{1}{L_{s1}}V_{ds1n} \quad (4.54)$$

$$\dot{S}(I_{qs1}) = -\frac{1}{L_{s1}}V_{qs1n} \quad (4.55)$$

$$\dot{S}(I_{ds2}) = -\frac{1}{L_{s2}}V_{ds2n} \quad (4.56)$$

$$\dot{S}(I_{qs2}) = -\frac{1}{L_{s2}}V_{qs2n} \quad (4.57)$$

On prend les commandes non linéaires suivantes :

$$V_{ds1n} = K_{ds1} \frac{S(I_{ds1})}{|S(I_{ds1})| + \varepsilon_{I_{ds1}}} \quad (4.58)$$

$$V_{qs1n} = K_{qs1} \frac{S(I_{qs1})}{|S(I_{qs1})| + \varepsilon_{I_{qs1}}} \quad (4.59)$$

$$V_{ds2n} = K_{ds2} \frac{S(I_{ds2})}{|S(I_{ds2})| + \varepsilon_{I_{ds2}}} \quad (4.60)$$

$$V_{qs2n} = K_{qs2} \frac{S(I_{qs2})}{|S(I_{qs2})| + \varepsilon_{I_{qs2}}} \quad (4.61)$$

IV.8. Application de réglage de la vitesse par mode glissant sur la MASDE

L'application de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant sur la machine asynchrone double étoile MASDE avec la méthode indirecte est donnée par :

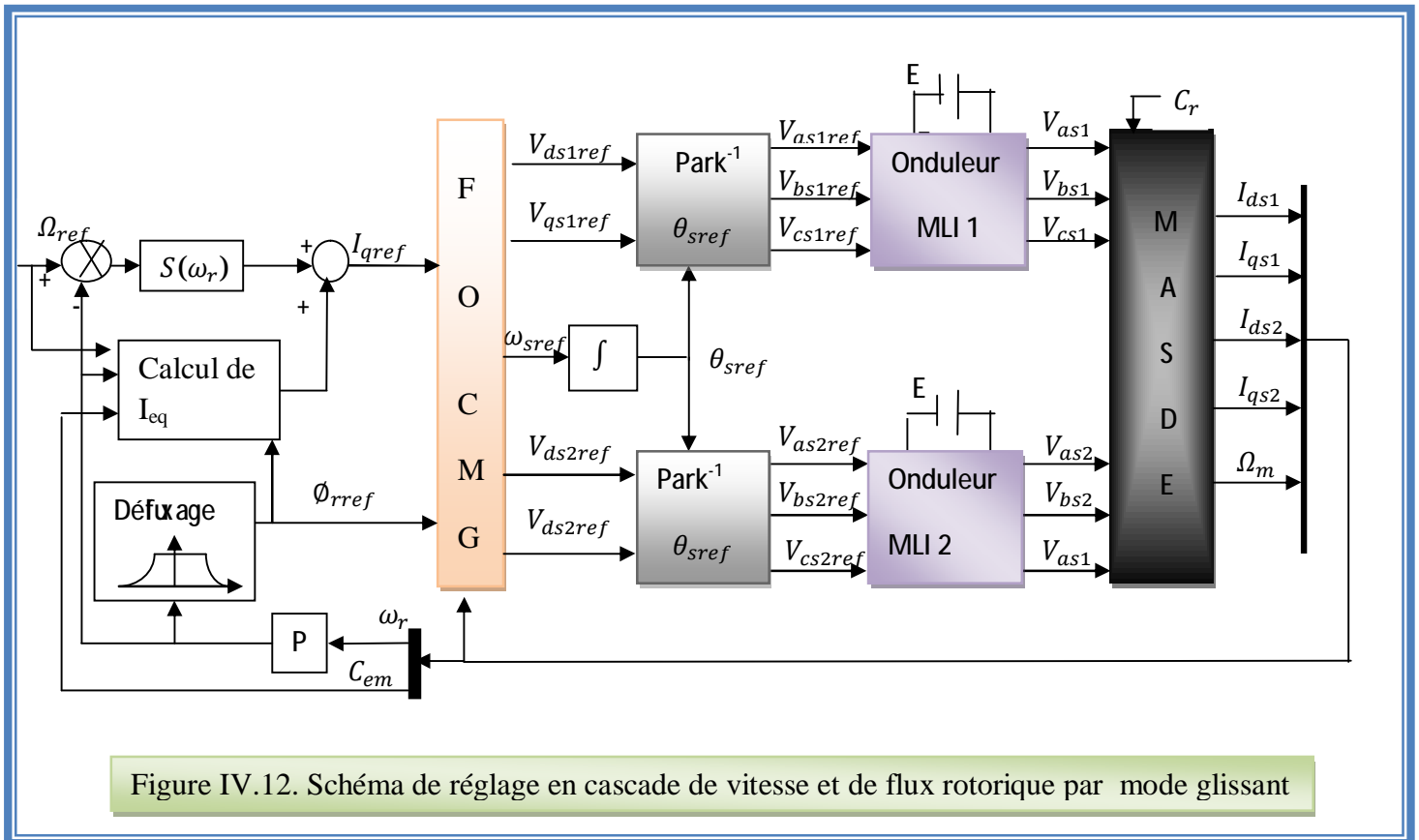


Figure IV.12. Schéma de réglage en cascade de vitesse et de flux rotorique par mode glissant

On considère $I_{ds1ref} = I_{ds2ref}, I_{qs1ref} = I_{qs2ref}$

Les différents paramètres des régulateurs par mode glissant :

Pour les régulateurs de modes glissants, on a les gains suivants :

surfaces	$s(\omega_r)$	$s(\Phi_r)$	$s(I_{d1})$	$s(I_{q1})$	$s(I_{d2})$	$s(I_{q2})$
K_i	18	3.5	45	65	45	65
ε_i	0.95	0.2	0.1	0.12	0.1	0.12

Tableau IV.1 Paramètres des régulateurs par mode glissant

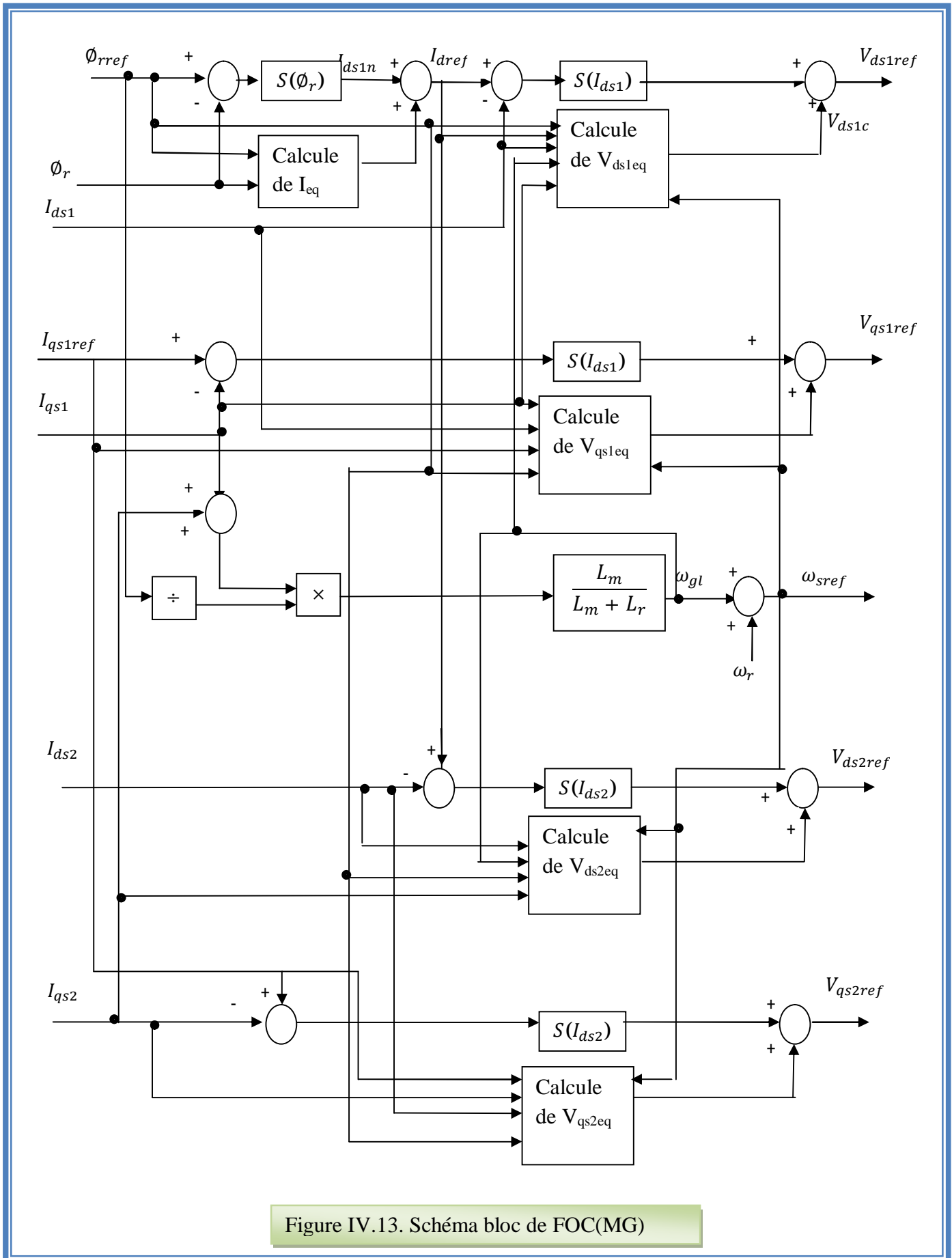


Figure IV.13. Schéma bloc de FOC(MG)

IV.9 .Simulation et interprétations des résultats

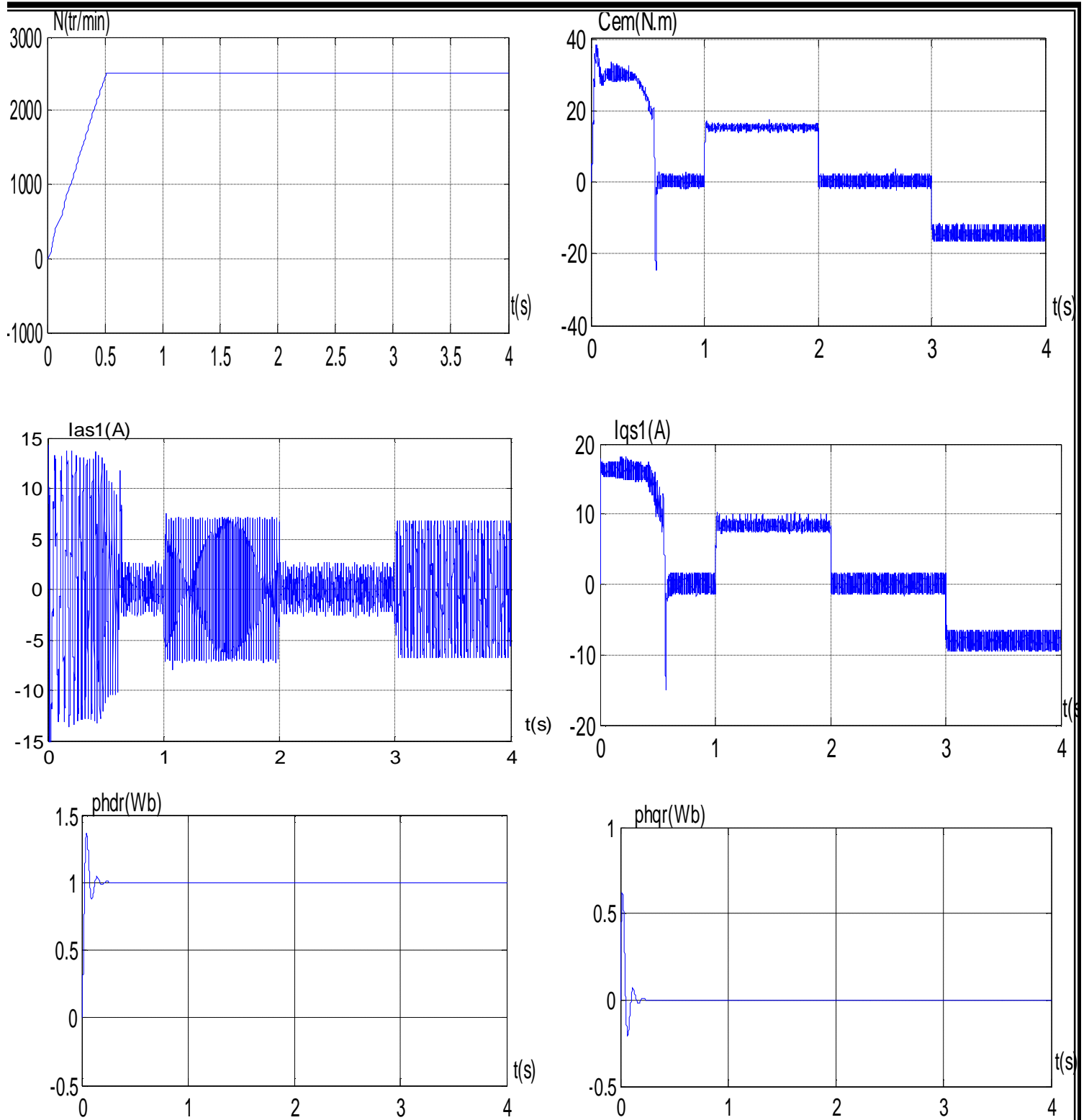


Figure IV.14. Réglage de la vitesse par mode glissant avec application d'une charge de 15N.m à $t= 1s$ et -15 à $t=3s$

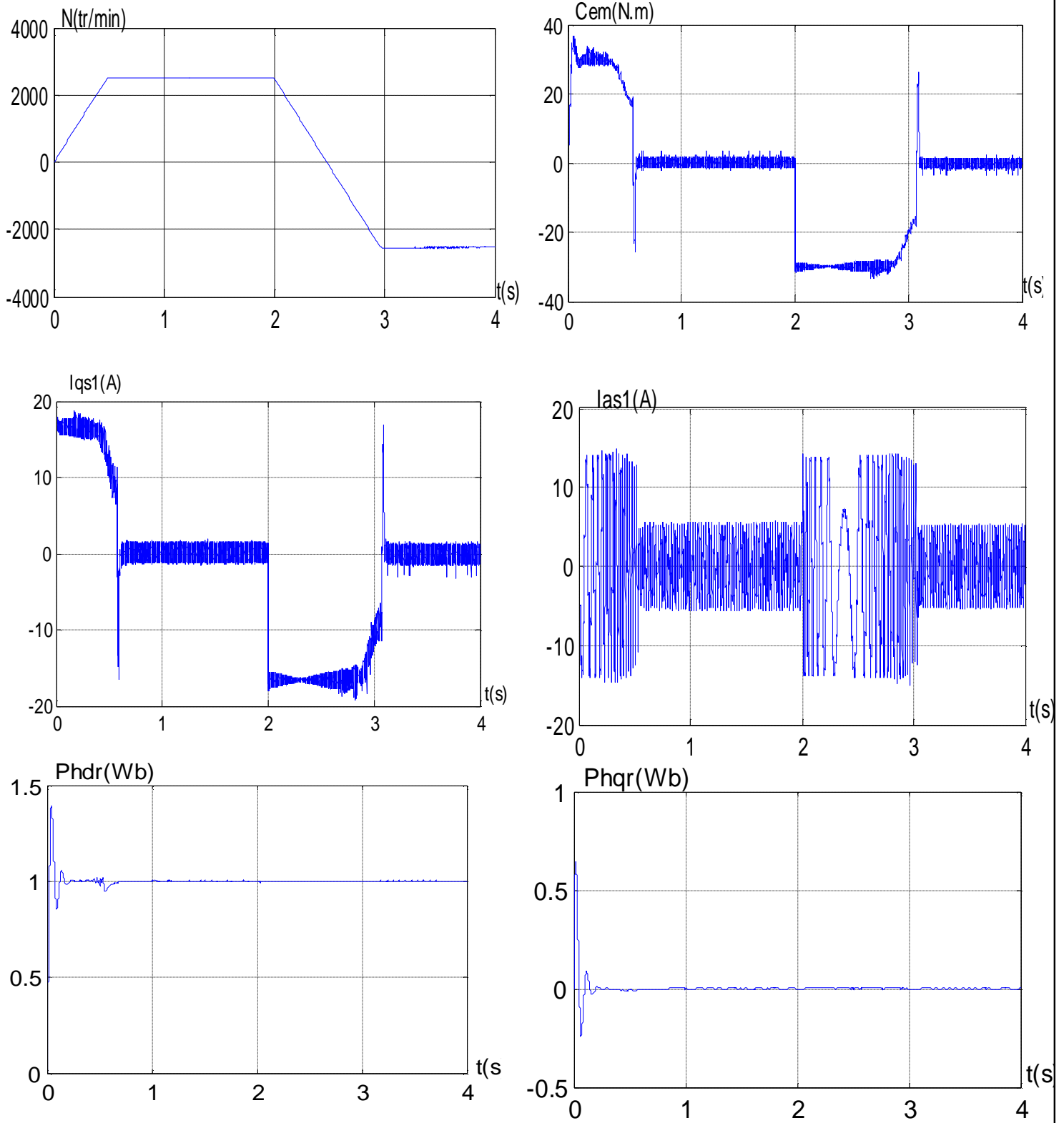


Figure IV.15. Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode glissement avec l'inversion de vitesse à $t=2$ s

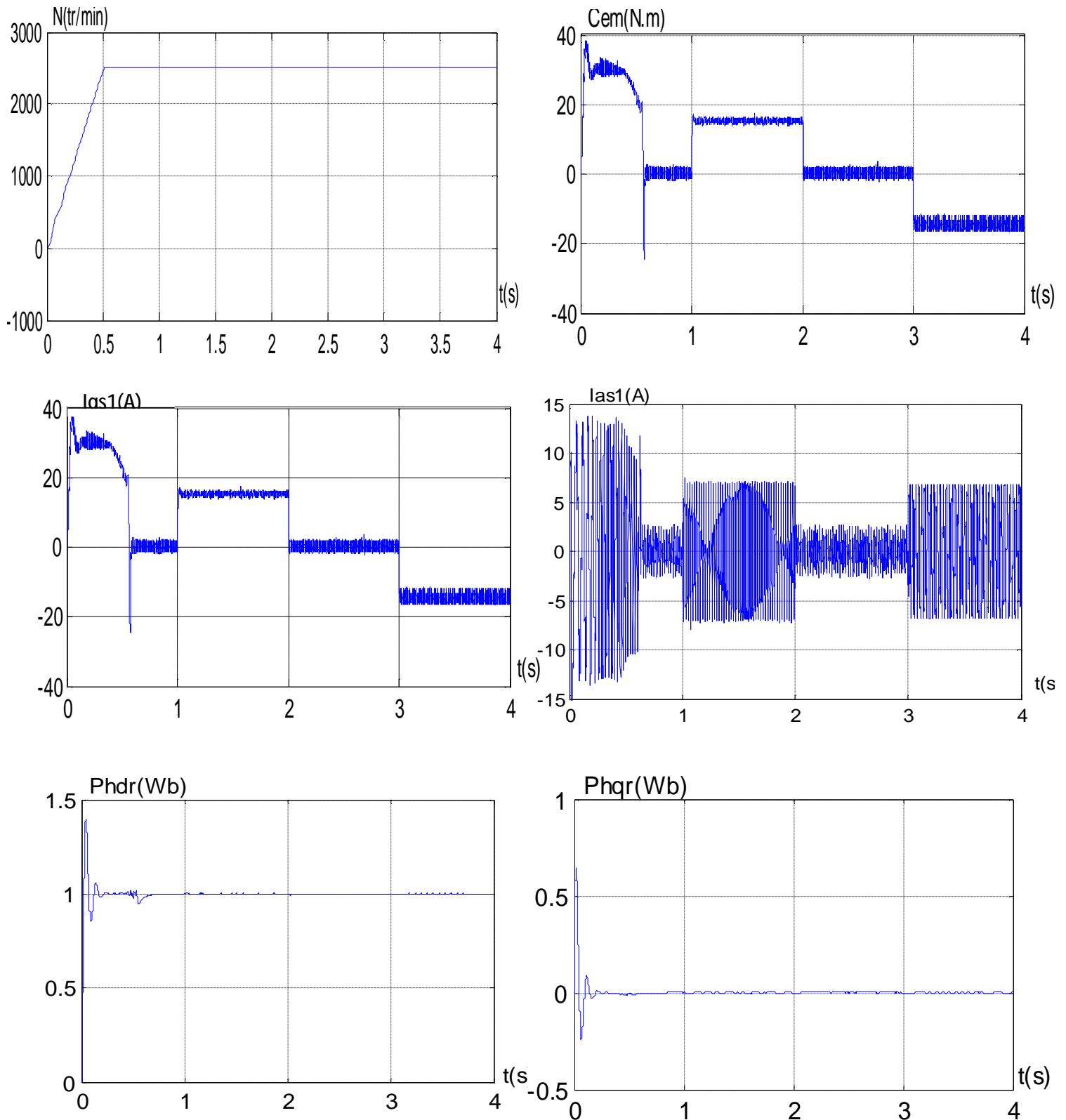


Figure IV.16. Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode glissement, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique R_r de 100% à partir de $t = 1$ s, avec l'application des charges $C_r = 15$ à $t=2$ et -15 N.m à $t= 3$

La figure IV.14 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application des charges $C_r = 15$ et -15 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 2]$ et $[3, 4]$ s, en imposant la vitesse de référence $N = 2500$ tr/mn.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction du temps, et elle rejoint sa valeur de référence à $t = 0.52$ s. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale de 39.1 N.m à $t = 0.041$ s, puis il rejoint dans le régime permanent (à $t = 0.52$ s) sans dépassement à l'environ de 0. Les courants statoriques présentent un courant d'appel d'environ 2.3 fois le courant nominal puis diminuent d'une manière presque linéaire jusqu'à $t = 0.52$ s. Le courant en quadrature, initialement atteint 18 A, après il évolue identiquement au couple électromagnétique. Les flux rotoriques selon (d,q) présentent au démarrage des pics, ensuite ils poursuivent leurs références.

La figure IV.15 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 2500 à -2500 tr/mn à partir de l'instant $t = 2$ s.

Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse (de $t = 0$ s à 2 s), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment (figure IV.14).

Au delà de $t = 2$ s, la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative au bout de $t = 0.98$ s. Cela engendre, une augmentation au niveau du courant statoriques d'une grandeur égale à celle enregistrée durant le démarrage, pour redonner lieu à la forme du régime permanent. Le couple électromagnétique atteint -37 N.m au moment de l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que la vitesse rejoint sa valeur de consigne négative (-2500 tr/mn). Le courant en quadrature progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique. Les courbes des flux rotoriques observent une légère variation pendant l'inversion de la vitesse.

La figure IV.16 représente les caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique de 100% à partir de $t = 1$ s, avec l'application des charges $C_r = 15$ et -15 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 2]$ et $[3, 4]$ s.

Ces dernières montrent : la stabilité des courants statoriques et du couple C_{em} (N.m). Une légère perturbation est observée par les flux rotoriques, qui est due à l'effet simultané de la variation de la résistance rotorique et de la charge

IV.10.CONCLUSION

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par mode de glissement sur la MASDE, l'objectif principal étant la régulation de la vitesse. On présente un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, puis on a appliqué cette dernière sur la MASDE, et enfin des résultats de simulation sont présentés.

La régulation de la vitesse par le mode de glissement, les réponses sont plus rapides à vide et plus robustes lors de la variation de la charge. Les résultats de simulations montrent clairement que, le système est insensible au l'inversion de la vitesse et très peu sensible à l'action simultanée de la variation de la résistance rotorique et de l'application de la charge.

On conclut que le réglage de la vitesse par le mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI. Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique (stabilité et précision), c'est-à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, et ils accordent aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce travail est établi pour la commande de la machine asynchrone double étoile(MASDE) aliment par deux onduleurs de tension, on choisi la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique par la méthode direct et indirect et la commande par mode glissant.

Le première chapitre rappel les déférent types de la machine multiphasées, leurs classification selon le nombre des phases statoriques, leurs avantages (segmentation de puissance, minimisation des ondulations de couple et de pertes rotoriques, la fiabilité), et leurs inconvénients, avec le domaine d'application dans l'industrie.

Le deuxième chapitre est consacré pour la modélisation de MASDE et de son alimentation, le modèle triphasées est très compliqués, pour cela on utilisera la transformation de Parck qui dirige le système vers l'axe biphasés à facilité l'étude de régime dynamique et la simulation numérique. Ce dernière mont que le flux et le couple de la machine sont frottement couplées. Puis l'association de MASDE avec deux onduleurs de tension commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI.

Le troisième chapitre est spécialisé pour la commande vectorielle par orientation de flux rotorique de MASDE, on applique les deux méthodes de commande directe et indirecte. Cette commande avec le régulateur PI offrant des performances acceptables, sachant que le réglage de vitesse par la méthode directe est mieux que par la méthode indirecte. Mais la fragilité des capteurs de flux limité l'utilisation de cette méthode. Ainsi que le régulateur PI est insuffisant si les exigences sur la précision et les performances de système sont trop strict.

Le quatrième chapitre est réalisé pour l'étude de la commande robuste par mode glissant sur le MASDE. Les résultats obtenues mont que la commande par mode glissant améliore les performances de système (meilleur poursuite et le rejet de perturbations) par rapport à ceux de régulateur classiques PI.

Les perspectives de recherche et de réalisation pratique peuvent être :

- Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la logique floue, la commande adaptative, les réseaux de neurones, les algorithmes génétiques, commande par la méthode du backstepping, le feedback linearization.
- Combinaisons entre la commande par mode de glissement, et d'autres commandes: la commande par mode de glissement adaptative, le flou glissant, le flou adaptatif glissant, optimisation par les algorithmes génétiques etc.
- Utilisation des onduleurs multi-niveaux

Annexes

Annexe A***Force magnétomotrice des enroulements de la MASDE******Relation générale des équations des ondes pulsatoires et des mobiles***

L'expression mathématique d'une onde pulsant sinusoidalement dans le temps et répartie dans l'espace également sinusoidalement peut être écrite sous la forme suivante [8] :

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

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

T : représente la période de l'onde dans le temps.

T_e : représente la période de l'onde dans l'espace.

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

Dans les cas des machines à courant alternatif $T_e = 2\tau_p$, où τ_p représente le pas polaire.

Le F.M.M de première harmonique d'enroulement d'une machine asynchrone est :

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

D'une manière générale :

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

Avec :

θ_t : La position initiale de l'onde dans le temps.

θ_x : La position initiale de l'onde dans l'espace.

A.2. Force magnétomotrice F.M.M d'une MASDE

Pour la première étoile :

$$\begin{aligned}
F_{a1}(t, x) &= F_{\delta m} \sin(\omega t - \theta_{t1}) \cos\left(\frac{\pi}{T_e} x - \theta_{x1}\right) \\
F_{b1}(t, x) &= F_{\delta m} \sin\left(\omega t - \theta_{t2} - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{T_e} x - \theta_{x2} - \frac{2\pi}{3}\right) \\
F_{c1}(t, x) &= F_{\delta m} \sin\left(\omega t - \theta_{t3} + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{T_e} x - \theta_{x3} + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{A.4}$$

F.M.M de première étoile est égale la somme de F.M.M de chaque phase :

$$\begin{aligned}
F_{rés1}(t, x) &= F_{a1}(t, x) + F_{b1}(t, x) + F_{c1}(t, x) \\
F_{rés1}(t, x) &= \frac{3}{2} F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{T_e} x - (\theta_{t1} - \theta_{x1})\right)
\end{aligned} \tag{A.5}$$

On considère le point de repère $\theta_{t1} = \mathbf{0}$ et $\theta_{x1} = \mathbf{0}$, on obtient :

$$F_{rés1}(t, x) = \frac{3}{2} F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{T_e} x\right) \tag{A.6}$$

Pour l'étoile 2 :

De même procéder que l'étoile 1, en remplace θ_{t1} par θ_{t2} et θ_{x1} par θ_{x2} , on aura :

$$F_{rés2}(t, x) = \frac{3}{2} F_{\delta m2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{T_e} x - (\theta_{t2} - \theta_{x2})\right) \tag{A.7}$$

Les deux étoiles sont au même circuit magnétique, donc le F.M.M résultante est :

$$\begin{aligned}
F_{rés}(t, x) &= F_{rés1}(t, x) + F_{rés2}(t, x) \\
F_{rés}(t, x) &= \frac{3}{2} F_{\delta m1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{T_e} x\right) + \frac{3}{2} F_{\delta m2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{T_e} x - (\theta_{t2} - \theta_{x2})\right)
\end{aligned} \tag{A.8}$$

Les deux étoiles sont identiques, alors possèdent les même paramètres, donc :

$$F_{\delta m1} = F_{\delta m2} = F_{\delta m1}$$

Alors :

$$F_{rés}(t, x) = \frac{3}{2} F_{\delta m} \left\{ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{T_e} x\right) + \frac{3}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{T_e} x - (\theta_{t2} - \theta_{x2})\right) \right\} \tag{A.9}$$

Pour obtenu l'exigence de meilleur rendement, il faut que F.M.M totale soit maximale. Ce qui obtenu si $\theta_{t2} = \theta_{x2}$, alors :

$$F_{rés}(t, x) = \frac{3}{2} F_{\delta m} \left\{ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{T_e} x\right) + \frac{3}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{T_e} x\right) \right\} \tag{A.10}$$

$$F_{rés}(t, x) = 3 F_{\delta m} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{T_e} x\right) \tag{A.11}$$

Cas générale

D'une manière générale, pour une machine multiphasées, où m_1 le nombre des phases de première étoile et m_2 le nombre des phases de deuxième étoile, on a :

$$F_{rés1}(t, x) = \frac{m_1}{2} F_{\delta m_1} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{T_e} x - (\theta_{t1} - \theta_{x1}) \right) \quad (\text{A.12})$$

$$F_{rés2}(t, x) = \frac{m_2}{2} F_{\delta m_2} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{T_e} x - (\theta_{t2} - \theta_{x2}) \right) \quad (\text{A.13})$$

$m_1 > 1$ et $m_2 > 1$

$$F_{rés}(t, x) = \frac{m_1}{2} F_{\delta m_1} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{T_e} x - (\theta_{t1} - \theta_{x1}) \right) + \frac{m_2}{2} F_{\delta m_2} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{T_e} x - (\theta_{t2} - \theta_{x2}) \right)$$

$$F_{rés}(t, x) = \frac{1}{2} [m_1 F_{\delta m_1} + m_2 F_{\delta m_2}] \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{T_e} x \right) \quad (\text{A.14})$$

Annexe B**Les grandeurs de MASDE selon la transformation de PARCK***Calcul des tensions directs et en quadratiques*

$$[V_{dq,s1}] = [P(\theta_{s1})][V_{s1}] \quad (\text{B.1})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

$$\text{Donc } \begin{cases} V_{ds1} = \sqrt{\frac{2}{3}} (\cos(\theta)V_{sa1} + \cos(\theta + 4\pi/3)V_{sb1} + \cos(\theta + 2\pi/3)V_{sc1}) \\ V_{qs1} = -\sqrt{\frac{2}{3}} (\sin(\theta)V_{sa1} + \sin(\theta + 4\pi/3)V_{sb1} + \sin(\theta + 2\pi/3)V_{sc1}) \\ V_{os1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{\sqrt{2}} (V_{sa1} + V_{sb1} + V_{sc1}) \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

La même chose pour l'étoile 2 on remplace θ par $\theta - \alpha$

$$[V_{dq,s2}] = [P(\theta_{s2})][V_{s2}]$$

$$\text{Alors } \begin{cases} V_{ds2} = \sqrt{\frac{2}{3}} (\cos(\theta)V_{sa1} + \cos(\theta + 4\pi/3)V_{sb1} + \cos(\theta + 2\pi/3)V_{sc1}) \\ V_{qs2} = -\sqrt{\frac{2}{3}} (\sin(\theta)V_{sa1} + \sin(\theta + 4\pi/3)V_{sb1} + \sin(\theta + 2\pi/3)V_{sc1}) \\ V_{os2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{\sqrt{2}} (V_{sa1} + V_{sb1} + V_{sc1}) \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

Avec:

$$\text{Pour l'étoile 1 : } \begin{cases} V_{ds1} = \sqrt{2}V_s \cos(\theta) \\ V_{qs1} = \sqrt{2}V_s \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{os1} = \sqrt{2}V_s \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } \begin{cases} V_{ds2} = \sqrt{2}V_s \cos(\theta - \alpha) \\ V_{qs2} = \sqrt{2}V_s \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ V_{os2} = \sqrt{2}V_s \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

Le rotor est à cage d'écureuil donc (V_{ar}, V_{br}, V_{cr}) sont nulles. V_s la valeur efficace de tension. $\omega_s = 2\pi f$: La pulsation d'alimentation.

En remplace (B.5) dans (B.3) et (B.6) en (B.4), après le calcul on obtienne :

$$\begin{cases} V_{ds1} = V_{ds2} = \frac{\sqrt{6}}{2} V_m \\ V_{qs1} = V_{qs2} = \mathbf{0} \\ V_{os1} = V_{os2} = \mathbf{0} \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

Calcul des courants directs et en quadratiques

Pour l'étoile 1

$$\begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix} \quad (\text{B.8})$$

$$\text{Avec } \begin{cases} I_{ds1} = \sqrt{2} V_s \cos(\theta - \varphi) \\ I_{ds1} = \sqrt{2} V_s \cos\left(\theta - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{ds1} = \sqrt{2} V_s \cos\left(\theta - \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

φ : L'angle de déphasage entre la tension et le courant.

Pour l'étoile 2

$$\begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha + 4\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

$$\text{Avec } \begin{cases} V_{ds1} = \sqrt{2} V_s \cos(\theta - \alpha - \varphi) \\ V_{ds1} = \sqrt{2} V_s \cos\left(\theta - \alpha - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ds1} = \sqrt{2} V_s \cos\left(\theta - \alpha - \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{B.11})$$

En remplace (B.9) dans (B.8) et (B.11) en (B.10), après le calcul on obtienne :

$$\begin{cases} I_{ds1} = I_{ds2} = \frac{\sqrt{6}}{2} I_m \cos(\varphi) \\ I_{qs1} = I_{qs2} = \mathbf{0} \quad I_m \sin(\varphi) \\ I_{os1} = I_{os2} = \mathbf{0} \end{cases} \quad (\text{B.12})$$

on remarque que l'angle de décalage électrique $\alpha = \theta_{tx1} = \theta_{tx2}$ (voir annexe A) entre les deux étoiles n'apparait pas au niveau des grandeurs (tensions et courants) directes et quadratiques (B.12) et (B.7). donc, on conclut que le décalage des deux étoiles engendre seulement le même angle de déphasage au niveau des sources d'alimentation.

Annexe C***Les paramètres de machine***

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	$J=0.0625\text{kg}\cdot\text{m}^2$
Coefficient de frottement	$k_f=0.001\text{Nms/rd}$
Fréquence nominale	$f=50\text{Hz}$
La vitesse nominale	$N=3000\text{tr/min}$

Bibliographie

- [1] L. Benalia, « Commande en tension des moteurs à inductions double alimentes », thèse de doctorat, Université de Batna 2010.
- [2] H. Amimeur «contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile », Thèse de magistère, Université de Batna 2008.
- [3] D. Hdiouche, « Contribution à l'étude de machine asynchrone double étoile modalisation, alimentation et structure », thèse de doctorat à l'université de henry Poincaré, Nancy-I, 2001.
- [4] A. Terki « commande par RST de la machine asynchrone double étoile », Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila 2009.
- [5]N. Ghedbane, A. Medjadi, « Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation à base d'un régulateur RST », Mémoire d'ingénieur, M'sila 2006
- [6] E. Merabet, « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Thèse de magistère, Université de Batna 2008.
- [7] G. Salloum, « contribution à la commande robuste des machines asynchrones double alimenté », l'école nationale polytechnique, G.E.E.T ,2007.
- [8] E. Merabet, A. Belayali, « Commande par la logique floue d'une machine asynchrone double stator », Mémoire d'ingénieur, M'sila 2005.
- [9] R. Zaimeddine, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux», thèse de doctorat, école national polytechniques 2007.
- [10] E. Benna, S. Khelif, M.Aouichat, « Détection des défauts de l'association convertisseur – moteur asynchrone à double stator par l'application des réseaux de neurones artificiels», Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, 2007.
- [11] B. Brunet, « Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones », LTEG henry Brisson.
- [12] S.A. Rezgui, « commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink en temps réel, application à la machine asynchrone : commande vectorielle sans capteur mécanique SVPWM, mode glissant, MRAS », Thèse de magistère, Université de Constantine 2009.
- [13] A. Zaghiba, R. Titraoui, « synthèse des lois de commande robuste à structure variable pour une machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila 2009.

[14]M. Joseph « Réglage par mode glissant de couple de moteur asynchrone », thèse de doctorat, école polytechnique fédérale de Lausanne, Allemande 1993.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE : AUTOMATIQUE

Proposé et dirigé par : Mme. BENALIA Leila.

Présenté par : BOUGUERRA Zahira.

Thème :

COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE
DOUBLE ETOILE

Résumé :

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation. Afin d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, il existe une solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines multiphasées alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases. Une nouvelle solution pour la vitesse variable et les grandes puissances est proposée dans ce mémoire. Elle nécessite une machine asynchrone à double étoile (MASDE).

Ce mémoire présente une étude sur la commande vectorielle par orientation de flux rotorique directe et indirecte à base d'un régulateur linéaire PI et la commande par mode glissant de la machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension. Des simulations sont effectuées pour la validation des commandes, ces dernières montrent que la commande par mode glissant donne des bonnes performances à ceux de la commande vectorielle.

Mots Clés :

La machine asynchrone double étoile MASDE, commande vectorielle(FOC), mode glissant, régulateur PI, onduleur.

N° d'ordre : 04