



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

Faculté des Sciences et Technologies
Département des Sciences et Technologie

N° d'ordre :
N° de série :

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Domaine: *Sciences et Technologies*

Filière : **Automatique**

Spécialité : **Automatique**

Par: OULAD SAMLEM Moussa
SEDDIK Ahmed

Thème

Régulation de la vitesse par logique floue d'une MASDE
commandée par la technique d'orientation de flux (FOC)

Soutenu publiquement le : 23/05/2017

Devant le jury :

Mr. BEKKAR Belgacem	MAA	Univ. Ghardaïa	Président
Mr. BENCHAAABANE Achour	MAA	Univ. Ghardaïa	Examineur
Mr. FIHA KHIR Mahdi Amine	MAB	Univ. Ghardaïa	Examineur
Mr. SADOUNI Radhwane	MAA	Univ. Ghardaïa	Encadreur

Année universitaire 2016/2017

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, nous remercions le bon dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage et la volonté pour pouvoir réaliser ce modeste travail.

Nous remercions spécialement notre encadreur, *SADOUNI Radhwane*, pour nous avoir fait l'honneur de nous encadrer et d'avoir nous apporter des conseils éclairés qui nous ont été utiles.

Nous tenons également à remercier, Monsieur le président du jury *BEKKAR Belgacem*, et Messieurs les membres du jury *BENCHAABANE Achour*, et *FIHA KHIR Mahdi Amine* qui nous ont fait l'honneur de juger ce travail.

Nous remercions aussi tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

DEDICACE

*Hey certain que votre Voana nous utilisons tout le meilleur e notre intention pour
votre visage et de le rendre pur Consacrer le fruit de mon mieux pour humilier.
Pour la source de le ndresse inépuisable et sagan depuis a petit quand d'arragance et
mém a ma chéer mère *mbarka**

*Mon père *Abdelkader*

A mes chers et adorable frères mohamed ,Bomama ,Abdarrahmn ,surtout Djalal.

*En particulier ma grande sœur*fatma**

*En particulier mon ma sœur *Allo* et *Mabrouka *et*Wahiba .*

*Pour mes tantes, oncles et tantes et tous leurs enfants, chacun selon son nom, en
particulier ma tante Fatima.*

Et toute la famille Seddik et Bahamou et saadinsa

*Pour avoir partagé avec eux des années de ma jeunesse et mes amis d'enfance :
tahre(s), Mohammed Yassine(b), Mohammed(s), Bassa(m), Abdelkdre(s), seddik
seddiki.*

*Pour l'étude a partagé avec moi le fardeau de mes collègues : youcef Abdelahamide,
Tahar(f), hamza, Tahar(a), Yassine, Khaled, bilale, abderazka
,Jamal,oussama,Ilyase,Zubair,samir ,zakariya,
Abdelwahbe*

À son crédit exactement ce collègue de travail : Ouled Salem Moussa.

Pour tous les étudiants Science et technologie, chacun selon son nom

*Pour tous ceux qui me soutenait, le mot d'une lettre ou une prière à chaque élève a
appris que ce travail apporte des avantages à tous les étudiants lors de la prochaine
remise des diplômes.*

*Dans la finale, je l'espère de Dieu que cela rend notre
travail avantages utiles tous les étudiants.*

Ahmed

DEDICACE

Louange au Allah. il n'est point d'autre dieu que lui. Nul autre n'est digne d'adoration.

A qui puis-je dédier cet humble travail si ce n'est à mes très chers parents, dont le sacrifice, la tendresse, l'amour, la patience, le soutien, l'aide et les encouragements sont l'essence de ma réussite. Sans eux, je ne serais pas ce que suis aujourd'hui.

Je dédie ce travail également,

*A mes chers frères : **Abdelkader, Abdallah, ahmed. Samade. Atman***

*A ma chère sœur : **Rebia, Mariam, Fatima Al Zahra***

A mes deux grand-mères et grand père

A tous mes oncles, tantes, cousins et cousines.

*A tous mes chers amis dans l'université : << **djoualil zoubir, Hamza, Okbaoui youcef, Zakaria, Hamza, Tahar, Souidi, esmail, allami, khaled, Nour eddin, Mohammed, Abdelghafar,** et tous ma promotion 2016-2017 >>*

*À son crédit exactement ce collègue de travail : **Seddik Ahmed***

*A tous mes amis, que ce soit à Tamanrass et (**Gamal, Adnan, Mouaiz, Abdelrahman, Radouane, esmail,**)*

*A toutes la famille **ouladsalem** et la famille **mouloudi,** et la famille **chinoun** .*

N'a toute personne qui porte de l'estime pour moi

OULADSAMEM MOUSSA

sommaire

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Sommaire.....	i
Table des figures.....	v
Liste de table.....	ix
Notations.....	I
Introduction générale.....	01
CHAPITRE I MODELISATION DE LA MASDE	
I.1 Introductio.....	04
I.2 Modélisation de la masde.....	04
I.3 hypothèses simplificatrices.....	06
I.4 Modelé de la machine asynchrone double etoile.....	06
I.4.1 Equations électriques de machine.....	06
I.4.2 Equations magnétiques.....	09
I.4.3 Energie magnétique.....	10
I.4.4 Couple électromagnétique.....	10
I.4.5 Equations mécaniques.....	11
I.5 Transformation de park.....	11
I.6 Choix du referentiel.....	12
I.6.1Référentiel lié au stator.....	12
I.6.2Référentiel lié au rotor.....	12
I.6.3Référentiel lié au champ tournant.....	12
I.7Application de la transformation de Park.....	13
I.7.1Equations des tensions.....	13
I.7.2Equations des flux.....	14
I.7.3Equations mécaniques.....	15
I.8Mise sous forme d'equation d'etat.....	17
I.9Simulation numérique.....	19
I.9.1 Interprétations des résultats.....	22

SOMMAIRE

I.10 Conclusion	23
------------------------------	----

CHAPITRE II ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

II.1 Introduction	25
II.2 Modélisation d'alimentation de la machine	25
II.3 Modélisation du redresseur	26
II.4 Modélisation du filtre	28
II.5 Modélisation de l'onduleur a commande mll	28
II.6 Fonction de connexion	30
II.6.1 stratégie de commande.....	30
II.6.2 Commande par modulation sinus-triangle.....	31
II.7 Association de la machine et de l'onduleur de tension	33
II.7.1 Résultats de simulation.....	33
II.7.2 Interprétations des résultats.....	35
II.8 Conclusion	35

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE (MASDE)

III.1 Introduction	37
III.2 Principe de commande vectorielle	37
III.3 Procède d'orientation du flux	39
III.4 Méthodes de la commande vectorielle	39
III.4.1 Méthode directe.....	39
III.4.2 Méthode indirecte.....	40
III.5 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse	40
III.5.1 Synthèse des régulateurs de courant.....	42
III.5.1.1 Calcul des paramètres du régulateur PI.....	43
III.5.1.2 Discrétisation du régulateur PI.....	43
III.5.2 Résultats de simulation.....	44

SOMMAIRE

III.5.3 Interprétations des résultats.....	45
III.6 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte.....	46
III.6.1 Bloc de dé fluxage.....	46
III.6.2 Régulateur de vitesse.....	47
III.6.2.1 Calcul des paramètres du régulateur PI.....	47
III.6.2.2 Discrétisation du régulateur PI.....	47
III.6.3 Les résultats de simulation.....	48
III.6.3.1 Interprétations des résultats.....	50
III.7 Régulation de la vitesse par la méthode directe.....	50
III.7.1 Estimateur du flux.....	52
III.7.2 Régulateur du flux.....	53
III.7.2.1 Calcul des paramètres du régulateur PI.....	53
III.7.3 Interprétations des résultats.....	54
III.8 Tests e robustesse	55
III.8.1 Interprétation des résultats.....	58
III.9 Conclusion.....	58

CHAPITRE IV COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DE LA MASDS

IV.1 Introduction.....	60
IV.1.1 Principe de la logique floue	60
IV.1.2 Notions de base de la logique floue	61
IV.1.2.1 Ensemble ordinaire et ensemble flou.....	61
IV.2 Fonction d'appartenance.....	61
IV.2.1 Univers de discours	62
IV.2.2 Caractéristiques d'un ensemble flou.....	63
IV.2.3 Raisonnement en logique floue.....	64
IV.3 Structure générale d'un système flou	66
IV.4 Régulateur flou	66

SOMMAIRE

IV.4.1 Fuzzification des entrées	67
IV.4.2 Base des règles et inférence floue.....	68
IV.4.3 Défuzzification.....	69
IV.4.3.1 Méthode du centre de gravite.....	69
IV.4.3.2 Méthode de moyenne de maximum	70
IV.4.4 avantages et inconvénients du la logique floue	71
IV.5 Application de la logique floue a la commande de la Masde.....	71
IV.5.1 La loi de commande	72
IV.5.2 Simulation numérique	73
IV.5.3 Interprétations des résultats	74
IV.6 Tests e robustesse	75
III.6.1 Interprétation des résultats.....	78
IV.7 Conclusion	78
Conclusion général.....	80

Table des figures

Figure (I.1)	Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator.	06
Figure (I.2)	Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).	11
Figure (I.3)	Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.	13
Figure (I.4)	Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'un démarrage à vide.	20
Figure (I.5)	Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'une application d'un couple résistant $C_r=14$ entre (2 et 3s).	22
Figure (II.1)	Schéma synoptique d'une MASDE et de son alimentation.	25
Figure (II.2)	Représentation du redresseur triphasé à diodes.	26
Figure (II.3)	Représentation de la Tension redressée.	27
Figure (II.4)	Filtre RLC passe-bas.	28
Figure (II.5)	Représentation de l'onduleur de tension MLI.	29
Figure (II.6)	Représentation d'un GTO.	29
Figure (II.7)	Modèle Simulink de la commande MLI Sinus Triangle.	31
Figure (II.8)	Principe de la MLI triangulo-sinusoidale.	33
Figure (II.9)	Association de la MASDS avec les deux onduleurs MLI.	33
Figure (II.10)	Représentés dans l'association des deux onduleurs avec la MASDS.	35
Figure (III.1)	Principe de la commande vectorielle.	38
Figure (III.2)	Orientation du flux rotorique sur l'axe d.	38
Figure (III.3)	Bloc de commande à flux Orienté.	40
Figure (III.4)	Schéma de régulation des courants.	42
Figure (III.5)	Bloc de découplage en tension (FOC).	43
Figure (III.6)	Schéma de la commande découplée par orientation de flux (foc).	44
Figure (III.7)	Réponse de la MASDS lors d'une commande par orientation du flux rotorique.	45
Figure (III.8)	Figure (III.8) : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte.	46

TABLE DES FIGURES

Figure (III.9)	Schéma réduit de régulation de vitesse.	47
Figure (III.10)	Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une Charge C_r sous forme de créneaux [+0, +7, +15, +11] N.m dans les intervalles temps respectifs [0 2] [2 3] [3 4] [4 5] secondes.	49
Figure (III.11)	Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec inversion du sens de rotation à l'instant $t=2$ secondes.	49
Figure (III.12)	Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une Variation de vitesse sous forme de créneaux [+150, +300, +100] rad/s dans les intervalles de temps respectifs [0 2] [2 4] [4 6] secondes.	50
Figure (III.13)	Bloc de découplage en tension modifié (MFOC).	51
Figure (III.14)	Bloc de commande à flux Orienté modifié.	51
Figure (III.15)	Régulation de la vitesse par la méthode directe.	52
Figure (III.16)	Schéma réduit de régulation de flux.	53
Figure (III.17)	Réglage de la vitesse par la méthode directe avec application d'une Charge C_r sous forme de créneaux [+0, +7, +15, +11] N.m dans les intervalles de temps respectifs [0 2] [2 3] [3 4] [4 5] secondes.	53
Figure (III.18)	Réglage de la vitesse par la méthode directe avec inversion du sens de rotation de (300 à -300) rad/s à l'instant $t=2$ s.	54
Figure (III.19)	Réglage de la vitesse par la méthode directe avec application d'une Variation de vitesse sous forme de créneaux [+150, +300, +100] rad/s. dans les intervalles de temps respectifs [0 2] [2 4] [4 6] secondes.	54
Figure (III.20)	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique ($R=2R_n$ à partir de $t=1$ s).	55
Figure (III.21)	Comportement de la MASDE vis-à-vis de variation de vitesse sous Forme de créneaux [+150, +300, +100] rad/s. dans les intervalles de temps Respectifs [0 2] [2 4] [4 6] secondes.	56
Figure (III.22)	Comportement de la MASDS vis-à-vis d'inversion du sens de rotation à l'instant $t=2$ s.	56

TABLE DES FIGURES

Figure (III.23)	Comportement de la MASDS vis-à-vis la variation d'une Charge C_r sous forme de Créneaux [+0, +7, +15, +11] N.m dans les intervalles de temps respectifs [0 2] [2 3] [3 4] [4 5] s	57
Figure (III.24)	Comportement de la MASDS vis-à-vis la variation du moment ($J=2J_n$ à partir $t=1.5s.$)	57
Figure(IV.1)	Formes usuelles des fonctions d'appartenance.	63
Figure(IV.2)	Caractéristiques d'un ensemble flou.	64
Figure(IV.3)	Structure générale d'un système basé sur la logique floue.	66
Figure(IV.4)	Schéma de principe de la regulation floue (FLC).	68
Figure(IV.5)	Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartenance.	69
Figure(IV.6)	Défuzzification par le centre de gravité.	70
Figure(IV.7)	Défuzzification par la méthode moyenne de maximum.	71
Figure(IV.8)	Interprétation géométrique de la méthode de Sugeno.	71
Figure(IV.9)	Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).	72
Figure(IV.10)	Schéma bloc de régulation flou à gain fixe de la vitesse par la méthode indirecte.	73
Figure(IV.11)	Réglage flou de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge C_r sous forme de créneaux [+0, +7, +15, +11] N.m dans les intervalles de temps respectifs [0, 2],[2, 3],[3, 4] , [4, 5] secondes.	74
Figure(IV.12)	Réglage flou de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une vitesse de variable sous forme de créneaux [+150, +300, +100] rad/s .m dans les intervalles de temps respectifs [0, 2],[2, 4],[4, 6]s.	74
Figure(IV.13)	Réglage flou de la vitesse par la méthode indirecte avec inversion du sens de rotation à l'instant $t=2s.$	75
Figure(IV.14)	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique ($R=2R_n$ à partir de $t=1s.$)	76

TABLE DES FIGURES

Figure(IV.15)	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation d'une vitesse variable sous forme de créneaux [+150, +300, +100] rad/s .m dans les intervalles de temps respectifs[0, 2],[2, 4],[4, 6] , secondes	76
Figure (IV.16)	Comportement de la MASDE vis-à-vis d'inversion du sens de rotation à l'instant t=2s.	77
Figure(IV.17)	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation d'une charge Cr sous forme de créneaux [+0, +7, +15, +11] N.m dans les intervalles de temps respectifs [0, 2],[2, 3],[3, 4] , [4, 5] secondes.	78
Figure(IV.18)	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment ($J=2J_n$ à partir t=1.5s).	78

Liste des tableaux :

Tableau (III.1)	Paramètres des régulateurs des courants.	45
Tableau (III.2)	Paramètres des régulateurs utilisés.	48
Tableau (IV.1)	Tableau de calcul de la variation de la commande Δu .	69

NOTATIONS :

MASDS	Machine Asynchrone à Double Stator.
MASDE	Machine Asynchrone à Double Etoile.
s_1, s_2, r	Indices correspondants au stator 1, stator 2 et au rotor
a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}	Indices correspondants au trois phases du 1 stator.
a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}	Indices correspondants au trois phases du 2 stator.
a_r, b_r, c_r	Indices correspondants au trois phases du rotor.
R_{s1}, R_{s2}, R_r	Résistances statoriques et rotoriques.
L_{s1}, L_{s2}	Inductance propre d'une phase statorique
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique.
L_{ms}	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
L_{sr}	Inductance mutuelle entre phases statoriques
L_{mr}	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
J	Moment d'inertie.
ω_m	Vitesse mécanique de la machine.
ω_s	Pulsation électrique statorique.
ω_r	Pulsation électrique rotorique.
ω_{sl}	Pulsation électrique de glissement.
Ω_s	Vitesse de rotation du champ tournant (vitesse de synchronisme).
p	Nombre de paires de pôles de la machine.
ω	Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au rotor.
d, q	Axes longitudinal et en quadrature du repère de Park.
C_r	Couple résistant.
C_{em}	Couple électromécanique.
K_f	Coefficient de frottement.
S	Opérateur de Laplace.
$\Phi_{s1}, \Phi_{s2}, \Phi_r$	Flux statorique et rotorique.
v	Tension.

i	Courant.
Φ_m	Flux magnétisant
k_p, k_i	Paramètres du régulateur PI.
FOC	Flux oriented control.
FLC	Fuzzy logic controller

Introduction générale

The title 'Introduction générale' is written in a bold, italicized, yellow font. Below the text is a shadow effect consisting of multiple horizontal lines that create a 3D, embossed appearance. The shadow is slightly offset to the right and bottom, giving the text a sense of depth.

INTRODUCTION GENERALE :

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

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

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

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

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

Notre objectif s'inscrit dans le cadre de faire l'extension de ces techniques de commande sur la machine asynchrone à double stator. En particulier la commande vectorielle et la commande par logique floue.

La commande vectorielle permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine, et d'aboutir à un control comparable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Pour régler la vitesse de la machine indépendamment de la charge appliquée on fait appel à des régulateurs classiques de type PI. Les performances de ce dernier restent souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres...).

Afin de remédier les inconvénients cités ci avant, on introduit la régulation par logique floue. Les bases de cette théorie généralisent la notion d'appartenance d'un objet d'un ensemble donné. De plus, les systèmes à base de logique floue s'appuient sur une base de connaissance et sur des règles de traitement de celles-ci. Ainsi un régulateur flou permet de traiter des idées humaines souvent incertaines [2].

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre fait l'objet de la modélisation de la MASDE. Après une description de la machine, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la machine, et en second lieu le modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Une simulation de la MASDE alimentée directement par le réseau électrique est faite à la fin de ce chapitre, afin de vérifier et valider la conduite de la machine et son modèle mathématique.

Le deuxième chapitre, sera consacré à l'alimentation de la MASDE à travers le système : réseaux électrique, redresseur triphasé, filtre RLC et deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la technique MLI.

Le troisième chapitre, sera consacré à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double stator. Deux méthodes directe et indirecte seront appliquées, pour la commande de la vitesse par le biais de régulateurs classiques de type PI.

Dans le dernier chapitre, nous commencerons une nouvelle technique de réglage basée sur l'un des outils de l'intelligence artificielle, c'est la logique floue. Cette stratégie permet de modéliser les connaissances d'un expert humain sans tenir compte du modèle de système.

Nous terminerons par une conclusion générale qui résume le travail abordé, et nous proposerons quelques perspectives pour la continuité de la recherche.

Chapitre 1

Modélisation de la machine asynchrone à double étoile

I.1 Introduction :

Depuis les années 20 les machines asynchrones à double stator ont été utilisées dans beaucoup applications, pour leurs avantages dans la segmentation de puissance, la fiabilité et les pulsations réduites au minimum de couple [3].

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons lui appliquer une commande particulière.

L'étude de la modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques, conduisent à concevoir et exploiter le matériel au voisinage de leurs limites technologiques [4].

La machine asynchrone à double stator (MASDS) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau ...etc.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine [4].

Le modèle de la machine asynchrone à double stator est un système de dix équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps.

La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation d'une transformation de Park, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone à double stator (MASDS) basée sur la résolution des équations régissant son fonctionnement en régime dynamique.

I.2 Modélisation de la Masde :

La machine asynchrone triphasée à double stator est une machine qui comporte deux stators fixes déphasées entre eux d'un angle $\alpha = 30^\circ$ et un rotor mobile, (Figure (I.1)) [3].

Chaque stator de la machine asynchrone à double stator est composé de trois enroulements identiques à p paires de pôles. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égale $2\pi/3$ dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique [5].

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré de courant, d'où la création d'un champ tournant le long de l'entrefer [5].

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} \quad (I.1)$$

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator.

La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuse, robuste, facile d'emploi et nécessitent un entretien limité.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω différente de Ω_s , la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrice triphasée engendrant elles-mêmes trois courants rotorique.

Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestant par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit [5].

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

Dans le repère rotorique, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation $g\omega_s$

La machine à étudier est représentée par deux enroulements statoriques :

$A_{s1}B_{s1}C_{s1}$ et $A_{s2}B_{s2}C_{s2}$.

qui sont déphasés de $\alpha = 30^\circ$ entre eux, et trois phases rotoriques :

$A_r B_r C_r$.

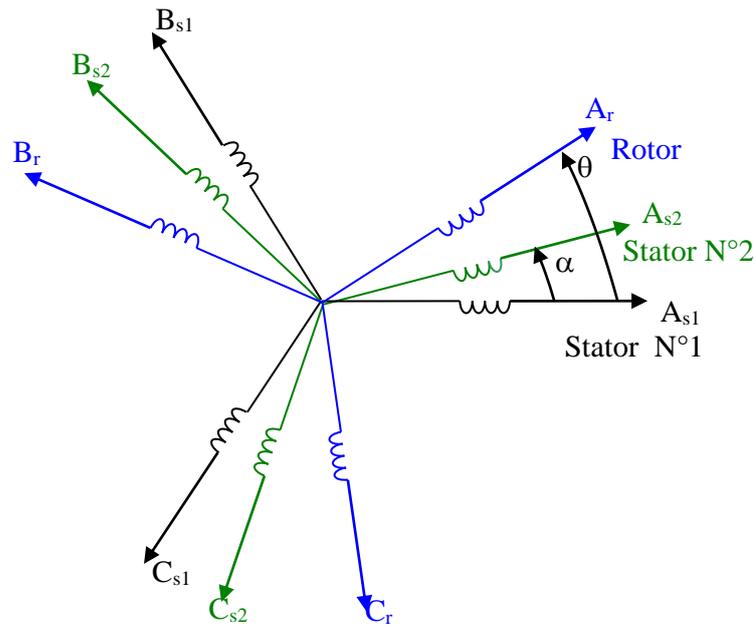


Figure (I.1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator [3].

I.3 Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone à double stator (MASDE), avec la répartition de ces enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte [6].

Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable ;
- Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale ;
- Machine de construction symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire) [7] [8].
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable.

I.4 Modelé de la machine asynchrone double Etoile :

I.4.1 Equations électriques de la machine :

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, Les équations des

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

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} v_{as1} = R_{as1} I_{as1} + \frac{d}{dt} \Phi_{as1} \\ v_{bs1} = R_{bs1} I_{bs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{bs1} \\ v_{cs1} = R_{cs1} I_{cs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{cs1} \end{cases} \quad (I.2)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} v_{as2} = R_{as2} I_{as2} + \frac{d}{dt} \Phi_{as2} \\ v_{bs2} = R_{bs2} I_{bs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{bs2} \\ v_{cs2} = R_{cs2} I_{cs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{cs2} \end{cases} \quad (I.3)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{as2} I_{as2} + \frac{d}{dt} \Phi_{as2} \\ 0 = R_{bs2} I_{bs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{bs2} \\ 0 = R_{cs2} I_{cs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{cs2} \end{cases} \quad (I.4)$$

La forme matricielle de Les équations ((I.2) ;(I.3) ;(I.4)) :

$$\begin{aligned} [V_{abc,s1}] &= [R_{s1}] [I_{abc,s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc,s1}] \\ [V_{abc,s2}] &= [R_{s2}] [I_{abc,s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc,s2}] \\ [V_{abc,r}] &= [R_r] [I_{abc,r}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc,r}] \end{aligned} \quad (I.5)$$

$$[\mathbf{R}_{s1}] = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{R}_{cs1} \end{bmatrix}; [\mathbf{R}_{s2}] = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{R}_{cs2} \end{bmatrix}; [\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_{br} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{R}_{cr} \end{bmatrix}$$

Avec :

$\mathbf{R}_{as1}=\mathbf{R}_{bs1}=\mathbf{R}_{cs1}=\mathbf{R}_{s1}$: Résistance d'une phase du 1^{er} stator.

$\mathbf{R}_{as2}=\mathbf{R}_{bs2}=\mathbf{R}_{cs2}=\mathbf{R}_{s2}$: Résistance d'une phase du 2^{ème} stator.

$\mathbf{R}_{ar}=\mathbf{R}_{br}=\mathbf{R}_{cr}=\mathbf{R}_r$: Résistance d'une phase du rotor.

$$[\mathbf{I}_{s1}] = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{as1} \\ \mathbf{I}_{bs1} \\ \mathbf{I}_{cs1} \end{bmatrix}; [\mathbf{I}_{s2}] = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{as2} \\ \mathbf{I}_{bs2} \\ \mathbf{I}_{cs2} \end{bmatrix};$$

$[\mathbf{I}_{s1}]$: Matrice de courant de l'étoile 1.

$[\mathbf{I}_{s2}]$: Matrice de courant de l'étoile 2.

$[\mathbf{I}_r]$: Matrice de courant de rotor.

$$[\mathbf{V}_{s1}] = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{as1} \\ \mathbf{v}_{bs1} \\ \mathbf{v}_{cs1} \end{bmatrix}; [\mathbf{V}_{s2}] = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{as2} \\ \mathbf{v}_{bs2} \\ \mathbf{v}_{cs2} \end{bmatrix}; [\mathbf{V}_r] = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{ar} \\ \mathbf{v}_{br} \\ \mathbf{v}_{cr} \end{bmatrix}$$

$[\mathbf{V}_{s1}]$: Matrice de tension de l'étoile 1.

$[\mathbf{V}_{s2}]$: Matrice de tension de l'étoile 2.

$[\mathbf{V}_r]$: Matrice de tension de rotor.

$$[\mathbf{\Phi}_{s1}] = \begin{bmatrix} \mathbf{\Phi}_{as1} \\ \mathbf{\Phi}_{bs1} \\ \mathbf{\Phi}_{cs1} \end{bmatrix}; [\mathbf{\Phi}_{s2}] = \begin{bmatrix} \mathbf{\Phi}_{as2} \\ \mathbf{\Phi}_{bs2} \\ \mathbf{\Phi}_{cs2} \end{bmatrix}; [\mathbf{\Phi}_r] = \begin{bmatrix} \mathbf{\Phi}_{ar} \\ \mathbf{\Phi}_{br} \\ \mathbf{\Phi}_{cr} \end{bmatrix}.$$

$[\mathbf{\Phi}_{s1}]$: Matrice de flux de l'étoile 1.

$[\mathbf{\Phi}_{s2}]$: Matrice de flux de l'étoile 2.

$[\mathbf{\Phi}_r]$: Matrice de flux du rotor.

I.4.2 Equations magnétiques :

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

$$[\mathbf{L}(\theta)] = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

$$\text{Et : } [\Phi] = [\mathbf{L}(\theta)] \cdot [\mathbf{I}] \quad (\text{I.7})$$

$$\text{Où : } [\Phi] = \begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} \quad ; \quad [\mathbf{I}] = \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix}$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire :

$$[\mathbf{L}_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$[\mathbf{L}_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[\mathbf{L}_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_{ar} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & (L_{br} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & (L_{cr} + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$[\mathbf{L}_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

$$[\mathbf{L}_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$[\mathbf{L}_{s2, s1}] = [\mathbf{L}_{s1, s2}]^t$$

$$[\mathbf{L}_{r,s1}] = [\mathbf{L}_{s1,r}]^t$$

$$[\mathbf{L}_{r,s2}] = [\mathbf{L}_{s2,r}]^t$$

$L_{as1} = L_{bs1} = L_{cs1} = L_{s1}$: Inductance propre du 1^{er} stator.

$L_{as2} = L_{bs2} = L_{cs2} = L_{s2}$: Inductance propre du 2^{eme} stator.

$L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_r$: Inductance propre du rotor.

L_{ms} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

L_{mr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

L_{sr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

I.4.3 Energie magnétique :

Elle peut être calculée à partir de l'expression ci-dessous [9].

$$\omega_{mag} = \frac{1}{2} ([\mathbf{I}_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [\mathbf{I}_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [\mathbf{I}_r]^t [\Phi_r]) \quad (\text{I.15})$$

I.4.4 Couple électromagnétique :

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

$$C_{em} = \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_m} = p \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_e} \quad (\text{I.16})$$

Avec :

p : nombre de paire de pole.

θ_m : Angle mécanique.

θ_e : Angle électrique.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivant :

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left[[\mathbf{i}_{abc,s1}] \frac{d}{d\theta} [\mathbf{L}_{s1,r}] [\mathbf{i}_{abc,r}]^t + [\mathbf{i}_{abc,s2}] \frac{d}{d\theta} [\mathbf{L}_{s2,r}] [\mathbf{i}_{abc,r}]^t \right] \quad (\text{I.17})$$

I.4.5 Equations mécaniques :

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega. \quad (I.18)$$

Avec :

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

K_f : Coefficient de frottement.

I.5. Transformation de Park :

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes a, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice. La figure (Figure (I.2)) représente les enroulements de la MASDE dans le repère (d, q) [11].

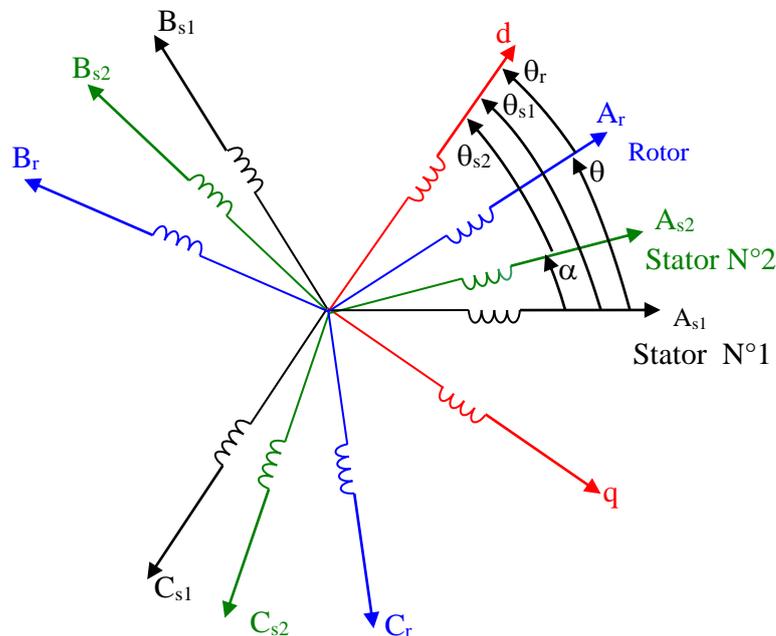


Figure (I.2) : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q) [3].

Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé à celui du biphasé ou inversement [11].

La matrice de Park en générale :

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

La transformation de Park :

$$[G_{dq0}] = [P(\theta)] [G_{abc}]. \quad (\text{I.20})$$

Tel que :

G_{abc} : grandeurs triphasées équilibrées.

G_{dq0} : grandeurs biphasées dans le repère (d, q).

La transformation de Park inverse :

$$[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dq0}]. \quad (\text{I.21})$$

$$\text{Sachant que : } [P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t \quad (\text{I.22})$$

I.6 Choix du référentiel :

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q).

I.6.1 Référentiel lié au stator :

Pour ce type de choix, $\theta_s=0$ et $\omega_s=0$. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. il est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation [10][14].

I.6.2 Référentiel lié au rotor :

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d,q) est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_s = \omega_r$).

I.6.3 Référentiel lié au champ tournant :

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d, q) est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_s = \omega_r$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [9].

I.7 Application de la transformation de Park :

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, aux tensions et au flux un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les nouveaux axes d et q. Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, $(A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}), (A_{s2}, B_{s2}, C_{s2})$ et (A_r, B_r, C_r) des enroulements fictifs $(S_{d1}, S_{q1}), (S_{d2}, S_{q2})$ et (d_r, q_r) dont les axes magnétiques sont liés aux axes d et q [12]. Figure (I.3).

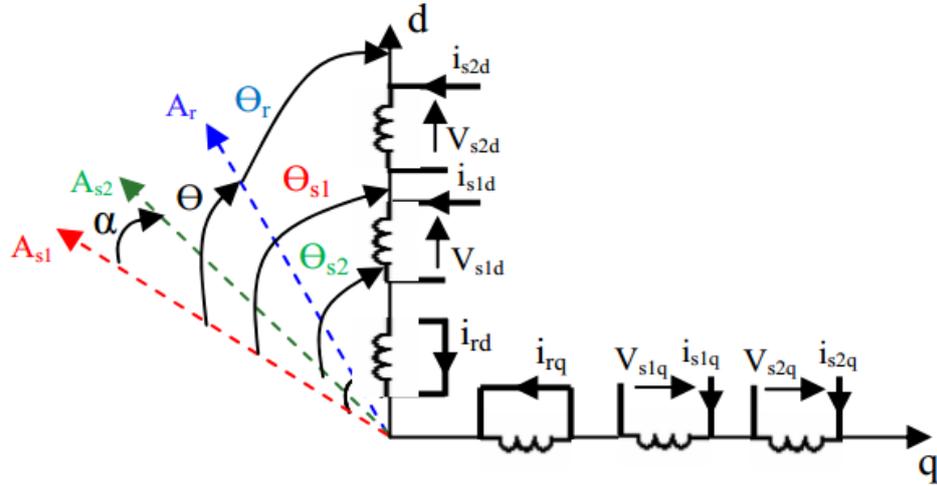


Figure (I.3): Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE [12].

I.7.1 Equations des tensions :

On applique la transformation de Park sur le système d'équation (I.5), on obtient.

Pour le stator 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

Pour le stator 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

Pour le rotor : Le rotor étant en court-circuit :

$$v_{ar}=0, v_{br}=0, v_{cr}=0,$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Avec:

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \alpha)}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \theta)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{gl}$$

Les équations finales des tensions de la MASDE sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds2} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (I.26)$$

I.7.2 Equations des flux :

On applique la transformation de Park sur le système d'équations (I.8), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds2} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs2} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} I_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} I_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr} I_{dr} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} I_{qr} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{qs2} \end{array} \right. \quad (I.27)$$

On pose :

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

L_m : inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (I.27) est écrit comme suite :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (I.28)$$

Avec :

$L_{s1}+L_m$: inductance propre cyclique du stator 1.

$L_{s2}+L_m$: inductance propre cyclique du stator 2.

L_r+L_m : inductance propre cyclique du rotor.

I.7.3 Equation mécanique :

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée.

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double stator est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = [v_s]^t [i_s] = v_{as1} I_{as1} + v_{bs1} I_{bs1} + v_{cs1} I_{cs1} + v_{as2} I_{as2} + v_{bs2} I_{bs2} + v_{cs2} I_{cs2} \quad (I.29)$$

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

$$P_e = (v_{ds1} I_{ds1} + v_{ds2} I_{ds2} + v_{qs1} I_{qs1} + v_{qs2} I_{qs2}) \quad (I.30)$$

En introduisant le système d'équation (I.26) dans l'expression de la puissance instantanée (I.30) on obtient :

$$P_e = R_{s1} I_{ds1}^2 + R_{s2} I_{ds2}^2 + R_{s1} I_{qs1}^2 + R_{s2} I_{qs2}^2$$

$$+ \left(\omega_s (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2}) \right)$$

$$+ \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} I_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} I_{ds2} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} I_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} I_{qs2} \quad (I.31)$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- ❖ Le premier terme est identifiable aux pertes joules ;
- ❖ Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- ❖ Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables) ;

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme :

$$P_{em} = \omega_s (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2}). \quad (I.32)$$

$$C_{em} = p (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2}). \quad (I.33)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant l'équation (I.27) dans (I.32), on obtient :

$$C_{em} = p L_m ((I_{qs1} + I_{qs2}) I_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2}) I_{qr}) \quad (I.34)$$

Le couple électromagnétique peut être déduit à partir du flux rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}). \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}). \end{cases} \quad (I.35)$$

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (I.36)$$

En introduisant I_{dr} et I_{qr} dans l'expression (I.34), on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \Phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})) \quad (I.37)$$

Enfin l'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suite :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega. \quad (I.38)$$

I.8 Mise sous forme d'équation d'état :

Le flux magnétisant Φ_m est la somme des deux flux Φ_{md} et Φ_{mq} , d'où :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad \text{Avec :} \quad \begin{cases} \Phi_{md} = L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{mq} = L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

A partir de l'équation (I.39) et (I.28) on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{array} \right. \quad (\text{I.40})$$

En remplaçant (I.40) dans (I.26), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) + \omega_{gl} \Phi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})) - C_r - K_f \Omega \end{array} \right. \quad (\text{I.41})$$

A partir de l'équation (I.28) on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_a \left(\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \Phi_{mq} = L_a \left(\frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right) \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

Avec :

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$$

Nous mettons le système d'équations (I.41) sous forme d'un système d'équation d'état.

$$\bullet \\ \dot{X} = AX + BU$$

Avec :

X : vecteur d'état.

$$X = [\Phi_{ds1}, \Phi_{ds2}, \Phi_{qs1}, \Phi_{qs2}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t.$$

U : vecteur de commande.

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

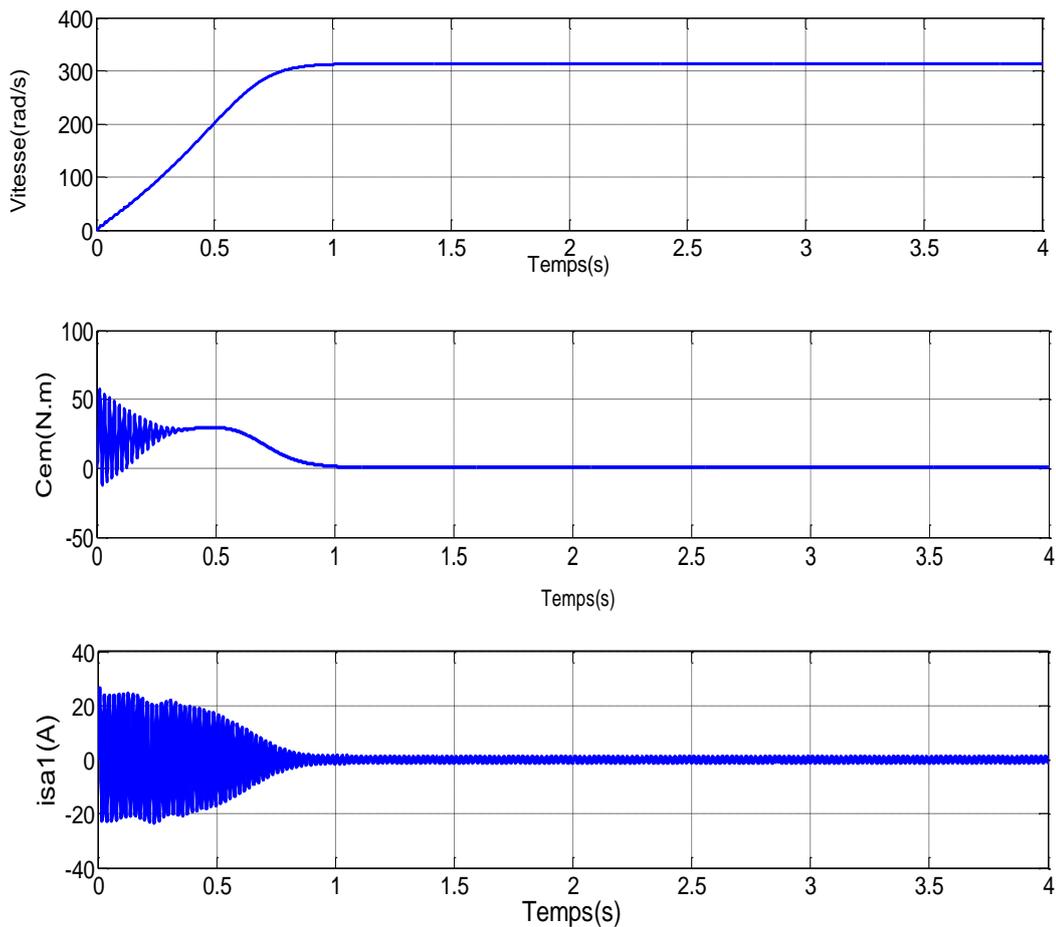
$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -\omega_s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

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; U = \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs1} \\ v_{qs2} \end{bmatrix}$$

I.9 Simulation numérique :

La figure (I.4) représente les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'un démarrage à vide ($C_r = 0$)

Les paramètres de la machine utilisée sont indiqués dans l'annexe (A).



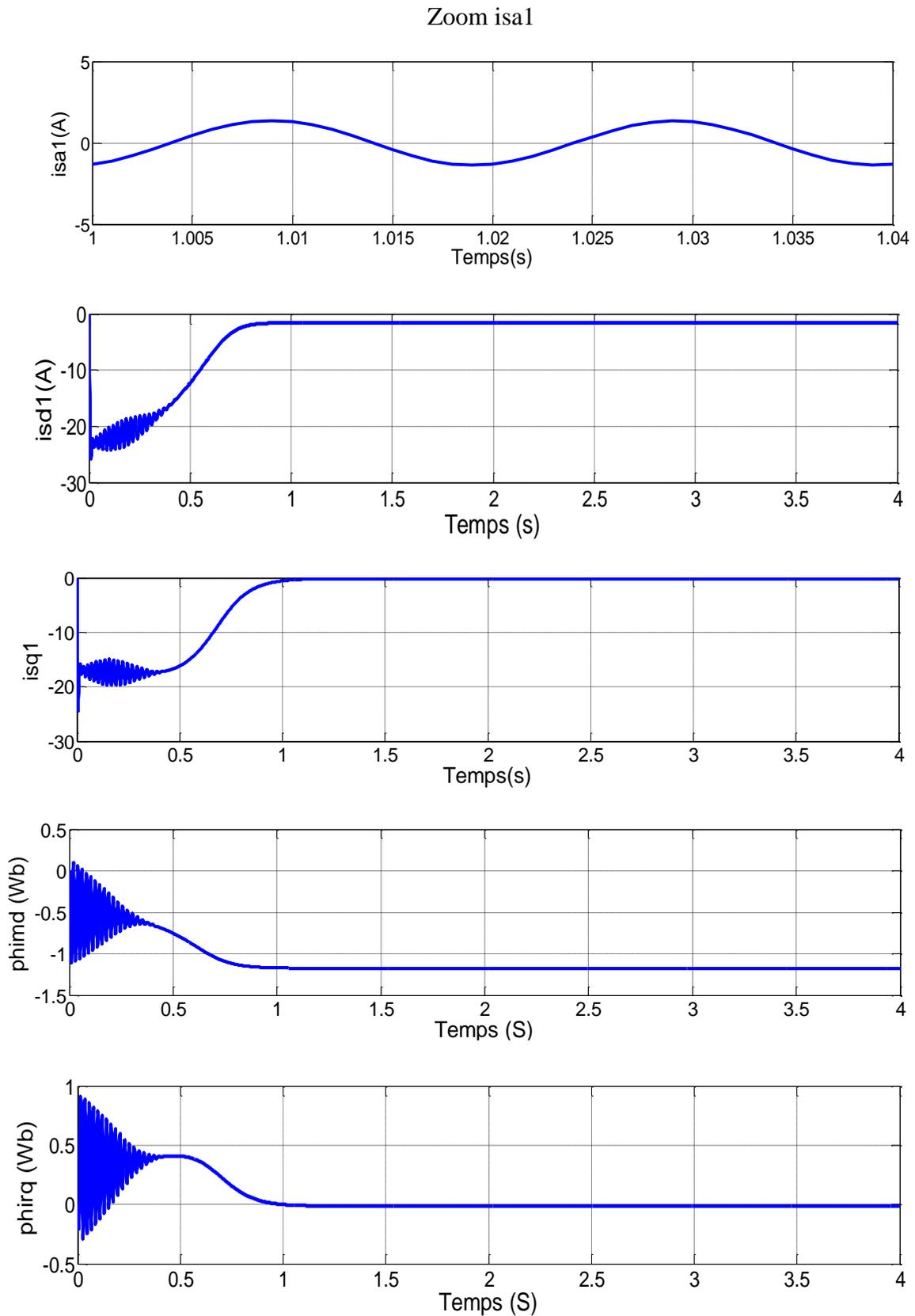
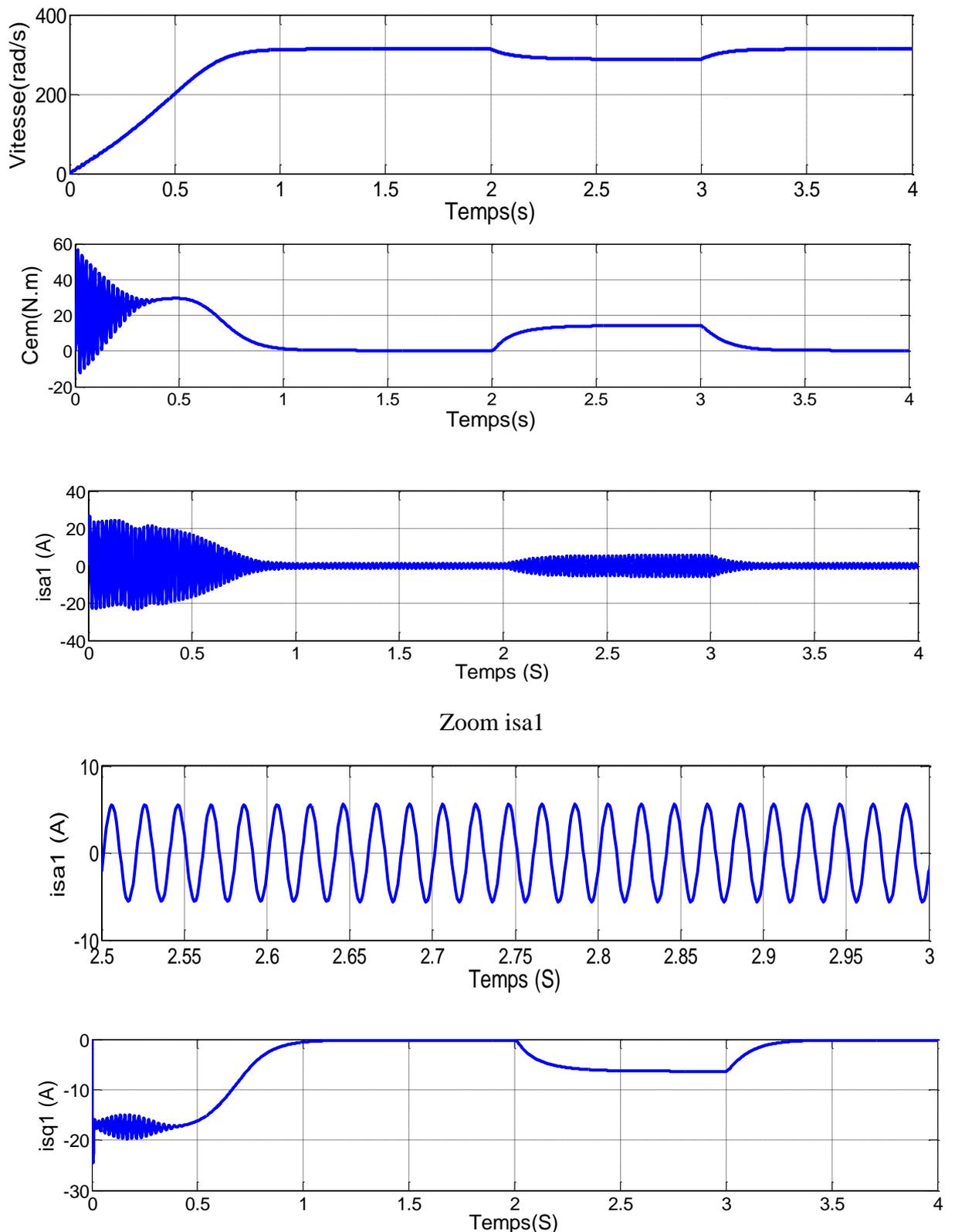


Figure (I.4) : Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'un démarrage à vide.

La figure (I.5) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE lors d'un fonctionnement en charge, lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = 14 \text{ N.m}$) à l'instant entre (2 et 3s).



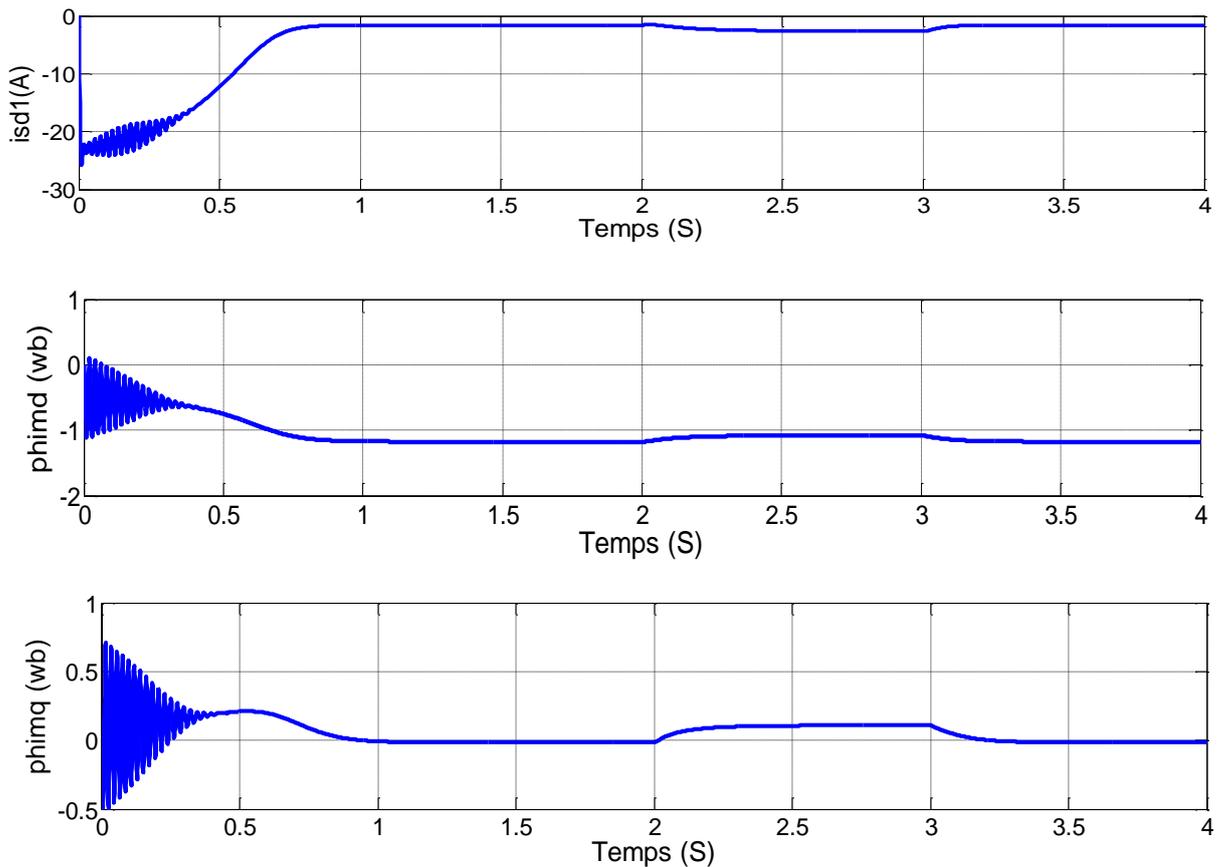


Figure (I.5) : Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'une application d'un couple résistant $C_r = 14 \text{ N.m}$ entre (2 et 3s).

I.9.1 Interprétations des résultats :

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

Lors d'un démarrage à vide (figure (I.4)), on constate l'importance des courants statoriques qui peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par sur-échauffement en cas de répétitions excessives.

Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique de la machine. Après le régime transitoire qui dure environ 1 seconde, la machine atteint pratiquement la vitesse de synchronisme de 313 rad/s, puisque la charge est nulle (glissement négligeable).

Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur 0.33 N.m qui compense les pertes par frottement. Le flux rotorique atteint la valeur 1.2 Wb. Le courant statorique est sinusoïdal, sa valeur de crête est de 1.2 A.

Lors de l'application d'un couple résistant de valeur 14 N.m (égale au couple nominale de la MASDS) sur l'arbre de la machine (figure (I.5)), on constate que : Le couple électromagnétique compense le couple de charge.

Les flux rotoriques en quadrature et directe sont directement affectés ce qui explique le fort couplage entre la vitesse d'une part et les flux rotoriques d'autre part.

En appliquant une charge de couple résistant $C_r = 14$ N.m. La vitesse entre (2 et 3s) on constate que la vitesse et les courants selon (d,q) diminuent et se stabilisent respectivement à 283.6 rad / s

I.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone triphasée à double stator. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Pour réduire la complexité du modèle, nous avons opté pour l'application de la transformation De Park qui transforme la machine triphasée double étoile en une machine biphasée équivalente. Cette transformation permet une réduction notable de la complexité de la résolution des équations différentielles du système.

Chapitre II

**Alimentation de la
machine asynchrone à
double étoile**

II.1 Introduction :

Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Son circuit de commande permet de transformer le signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine. Les récents développements dans les modèles de composants, la conception assistée par ordinateur (CAO) et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques.

Les harmoniques à la sortie du convertisseur causent l'échauffement de la machine et des pulsations de couple. Par contre, les harmoniques à l'entrée provoquent des perturbations sur le réseau. Avec la disponibilité des transistors de puissance à coût moindre et le développement des algorithmes MLI ainsi que les algorithmes SVM (Space Vector Modulation), il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur et par conséquent minimiser des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple [13].

II.2 Modélisation de alimentation de la machine :

L'alimentation de la machine est assurée par un ensemble redresseur, filtre RLC, onduleur MLI figure (II.1) [15].

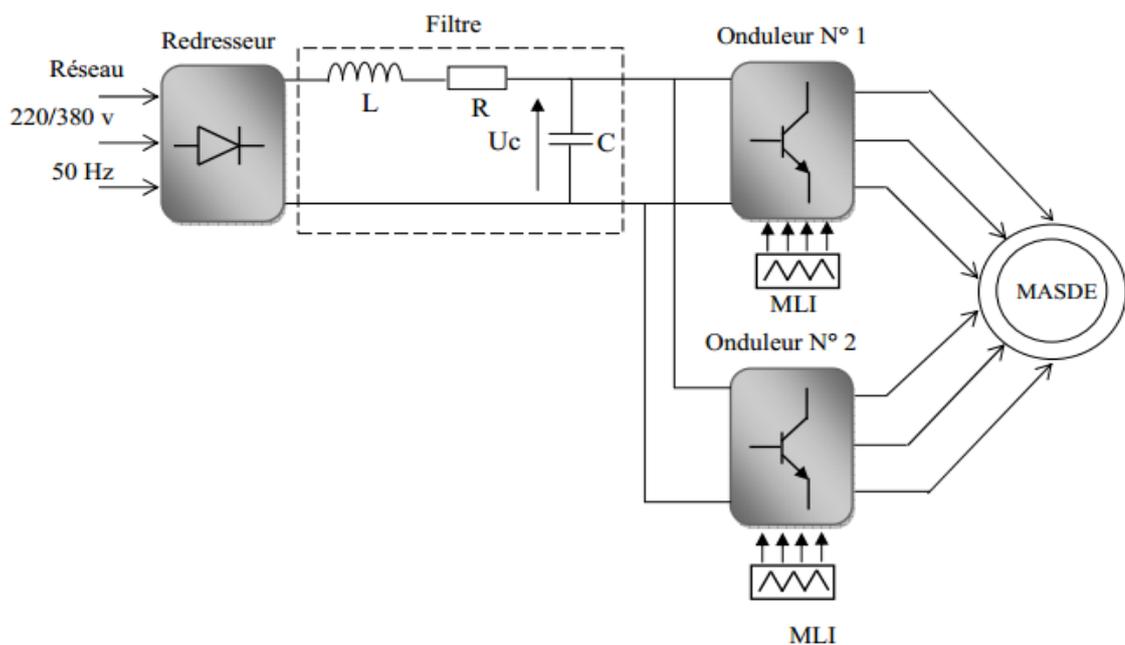


Figure (II.1) : Schéma synoptique d'une MASDE et de son alimentation [15].

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande du convertisseur de fréquence.

Ces caractéristiques sont [16].

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faibles [17].
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude constante [17].

II.3 Modelisation du redresseur :

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [18].

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes Figure (II.2) [19].

L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

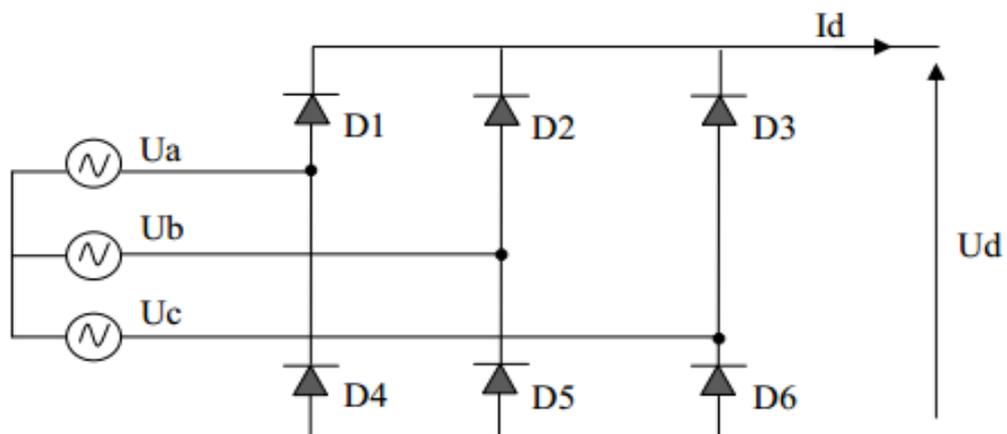


Figure. (II.2) : Représentation du redresseur triphasé à diodes [19].

Les diodes : D1, D2 et D3 sont à cathode commune, assurant l'allée du courant I_d . Les diodes D4, D5 et D6 sont à anode commune, assurant le retour du courant I_d . On suppose que la

source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement anodique et aux pertes dans les diodes [18].

Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(\omega t) \\ U_b(t) = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ U_c(t) = V_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

La tension à la sortie de redresseur est donnée par :

$$U_{\text{red}}(t) = \text{Max} [U_a, U_b, U_c] - \text{Min} [U_a, U_b, U_c] \quad (\text{II.2})$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi \cdot V_m} \quad (\text{II.3})$$

Son facteur d'ondulation est donné par :

$$K\% = \frac{U_d \text{ max} - U_d \text{ min}}{2 \cdot \bar{U}_d} = 7\% \quad (\text{II.4})$$

La tension redressée est représentée dans la figure Figure(II.3)

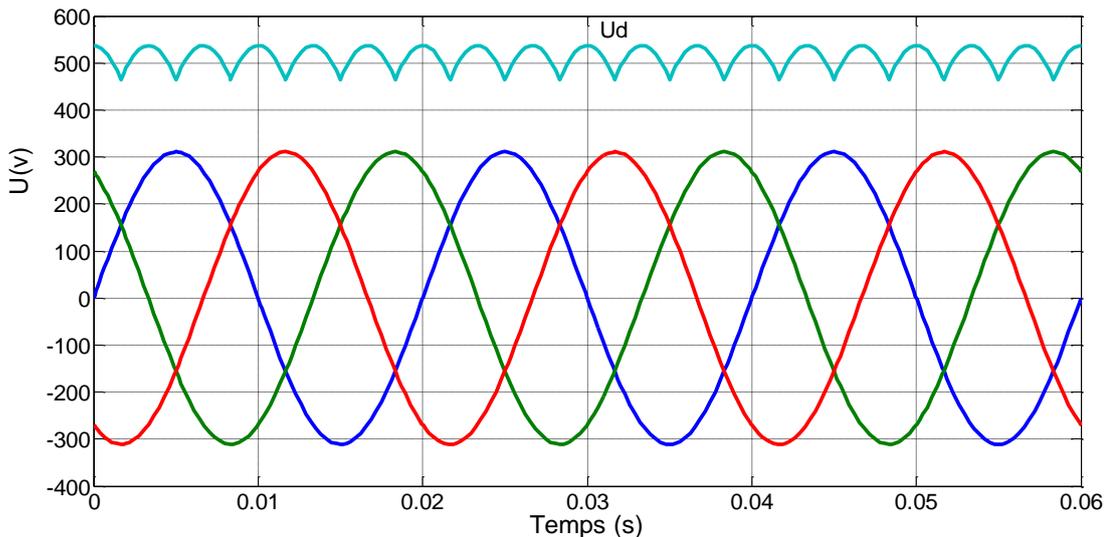


Figure (II.3) : Représentation de la Tension redressée.

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre pour diminuer ces ondulations.

II.4 Modelisation du filtre :

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas [18]. Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure (II.4) Ci-dessous.

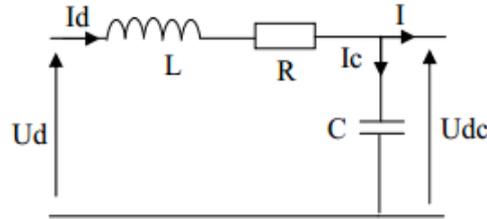


Figure (II.4): Filtre RLC passe-bas [18].

- Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge [20].
- L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant [20].

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d = L \frac{dI_d}{dt} + R \cdot I_d + U_{dc}(t) \quad (\text{II.5})$$

$$\frac{dU_{dc}(t)}{d(t)} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) \quad (\text{II.6})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{L.C.s^2 + R.C.s + 1} \quad (\text{II.7})$$

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L.C}} = 2\pi.f_c \quad (\text{II.8})$$

f_c : est la fréquence de coupure du filtre.

II.5 Modélisation de l'onduleur a commandé MLI :

Le réglage de la vitesse du rotor de la MASDS se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençement imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions (MLI) des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine [4].

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque paire transistor-diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras), commandé à l'ouverture et à la fermeture et chaque demi-bras possède son complémentaire. La figure (II.5) [4]. Représente la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.

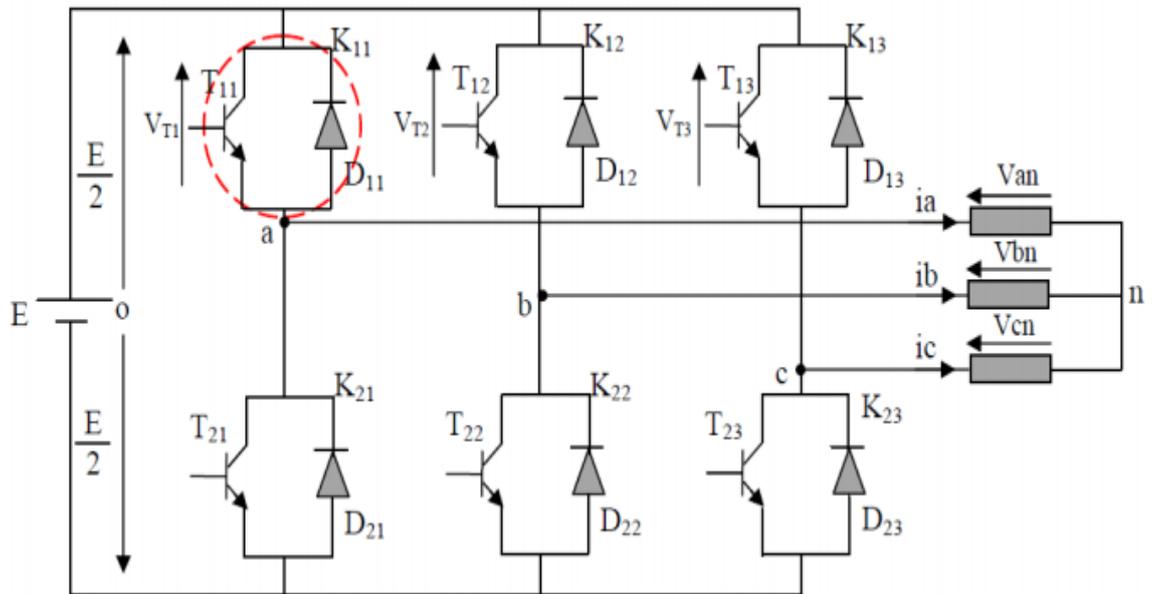


Figure (II.5) : Représentation de l'onduleur de tension MLI [4].

Chaque paire (transistor, diode) peut être représenté par un interrupteur, comme suit :

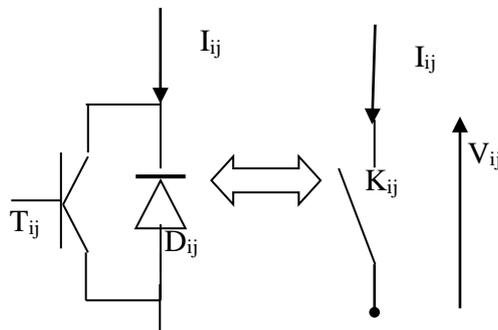


Figure (II.6): Représentation d'un GTO [4].

II.6 Fonction de connexion :

Chaque interrupteur K_{ij} ($i \in \{1,2,3\}$, $j \in \{1,2\}$), supposé idéalisé introduit une fonction de connexion f_{ij} ; le courant I_{ij} qui le traverse et la tension à ses bornes s'écrivent respectivement :

$$i_{ij} = f_{ij} i \quad \text{et} \quad v_{ij} = (1-f_{ij}) E$$

Avec $f_{ij} = 0$ interrupteur ouvert, $f_{ij} = 1$ interrupteur fermé.

v_{ij} : tension commutée.

I_{ij} : courant commuté.

I : courant de la phase i ; $i \in \{i_{as}, i_{bs}, i_{cs}\}$.

Chaque cellule est formée de deux interrupteurs ; comme la conduction est considérée toujours continue, à un instant donné un seul de ces interrupteurs est fermé de sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit :

$$f_{i1} + f_{i2} = 1 \quad (\text{II.9})$$

L'expression des tensions composées est donnée par :

$$U_{12} = v_{as} - v_{bs} = v_{21} - v_{11}$$

$$U_{23} = v_{bs} - v_{cs} = v_{31} - v_{21} \quad (\text{II.10})$$

$$U_{31} = v_{cs} - v_{as} = v_{11} - v_{31}$$

En introduisant les fonctions de connexion relatives à chacun d'entre eux, il vient

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Il, en découle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

II.6.1 Stratégie de commande :

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire [21].

Pour notre étude nous appliquons les stratégies de commande MLI sinus-triangle.

II.6.2 Commande par modulation sinus-triangle :

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [22]. Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure (II.7).

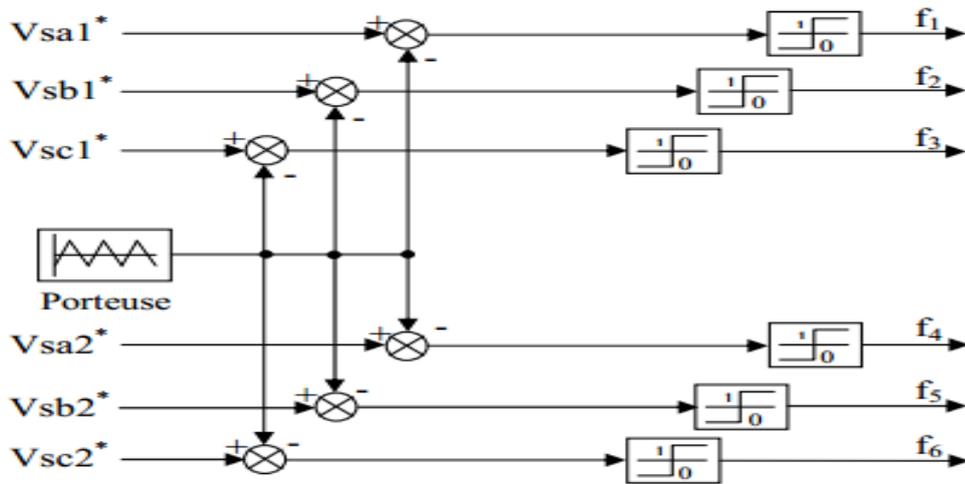


Figure (II.7) : Modèle Simulink de la commande MLI Sinus Triangle [22].

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

$$\begin{aligned} V_{ref1c} &= V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - 2(c-1)\pi/3); \quad c = 1, 2, 3, \\ V_{ref2c} &= V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - 2(c-1)\pi/3 - \alpha); \quad c = 1, 2, 3 \end{aligned} \quad (II.13)$$

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II.14)$$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

♦ L'indice de modulation "m" égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$),

Le coefficient de réglage en tension "r" égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{V_m}{V_{pm}}$).

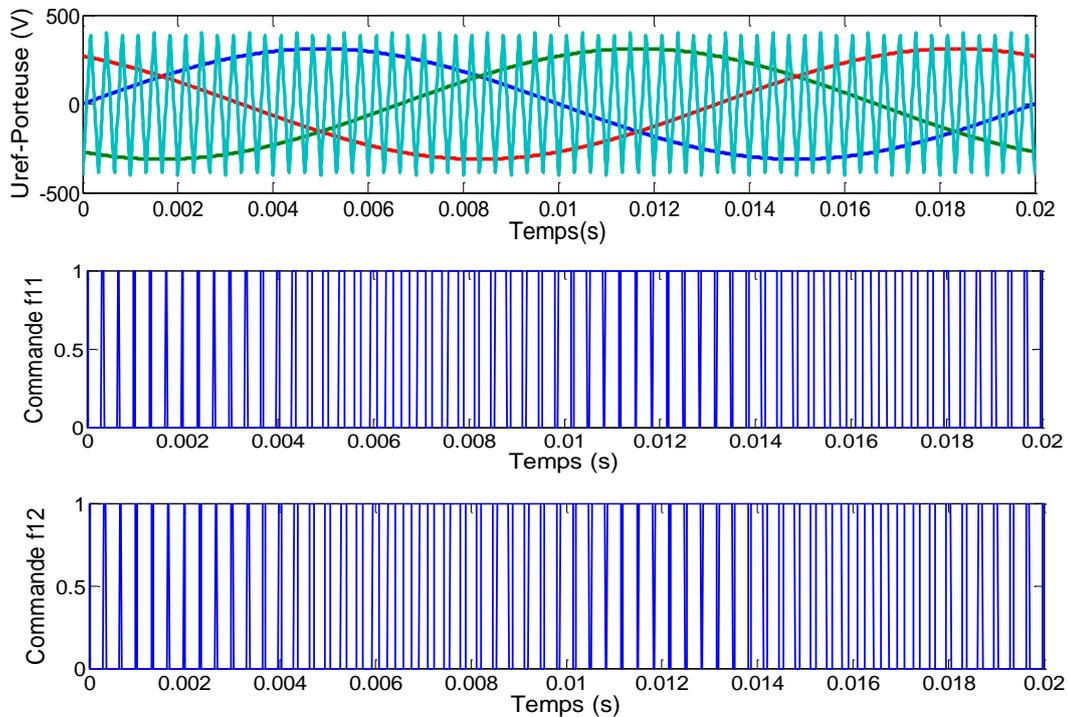
- ◆ La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de référence avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

Pour l'onduleur N°1

$$\begin{array}{llllll}
 \text{Si} & V_{ref1} \geq V_p(t) & f_{11} = 1, & \text{sinon} & f_{11} = 0 & \\
 \text{Si} & V_{ref2} \geq V_p(t) & f_{12} = 1, & \text{sinon} & f_{12} = 0 & \\
 \text{Si} & V_{ref3} \geq V_p(t) & f_{13} = 1, & \text{sinon} & f_{13} = 0 &
 \end{array} \quad (\text{II.13})$$

Pour l'onduleur N°2

$$\begin{array}{llllll}
 \text{Si} & V_{ref21} \geq V_p(t) & f_{21} = 1, & \text{sinon} & f_{21} = 0 & \\
 \text{Si} & V_{ref22} \geq V_p(t) & f_{22} = 1, & \text{sinon} & f_{22} = 0 & \\
 \text{Si} & V_{ref23} \geq V_p(t) & f_{23} = 1, & \text{sinon} & f_{23} = 0 &
 \end{array} \quad (\text{II.14})$$



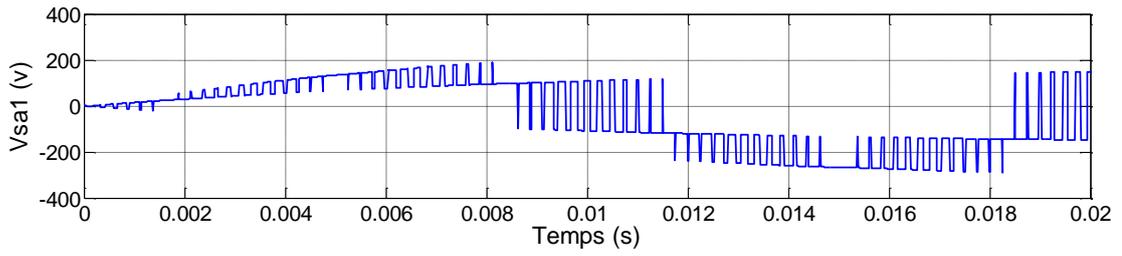


Figure (II.8) : Principe de la MLI triangulo-sinusoidale.

II.7 Association de la Masds-onduleur de tension :

La figure (II.9) représente l’association de la MASDS à deux onduleurs de tension triphasés

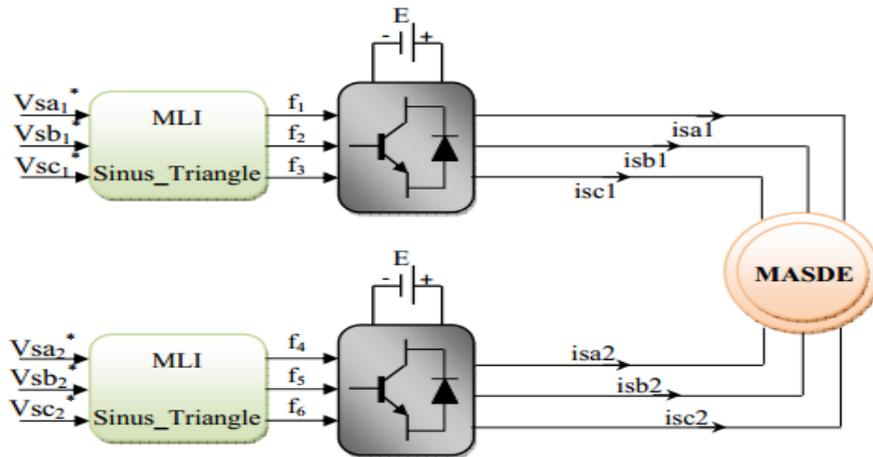
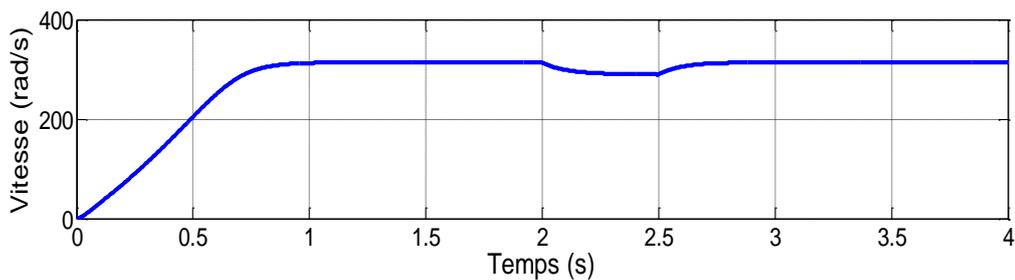


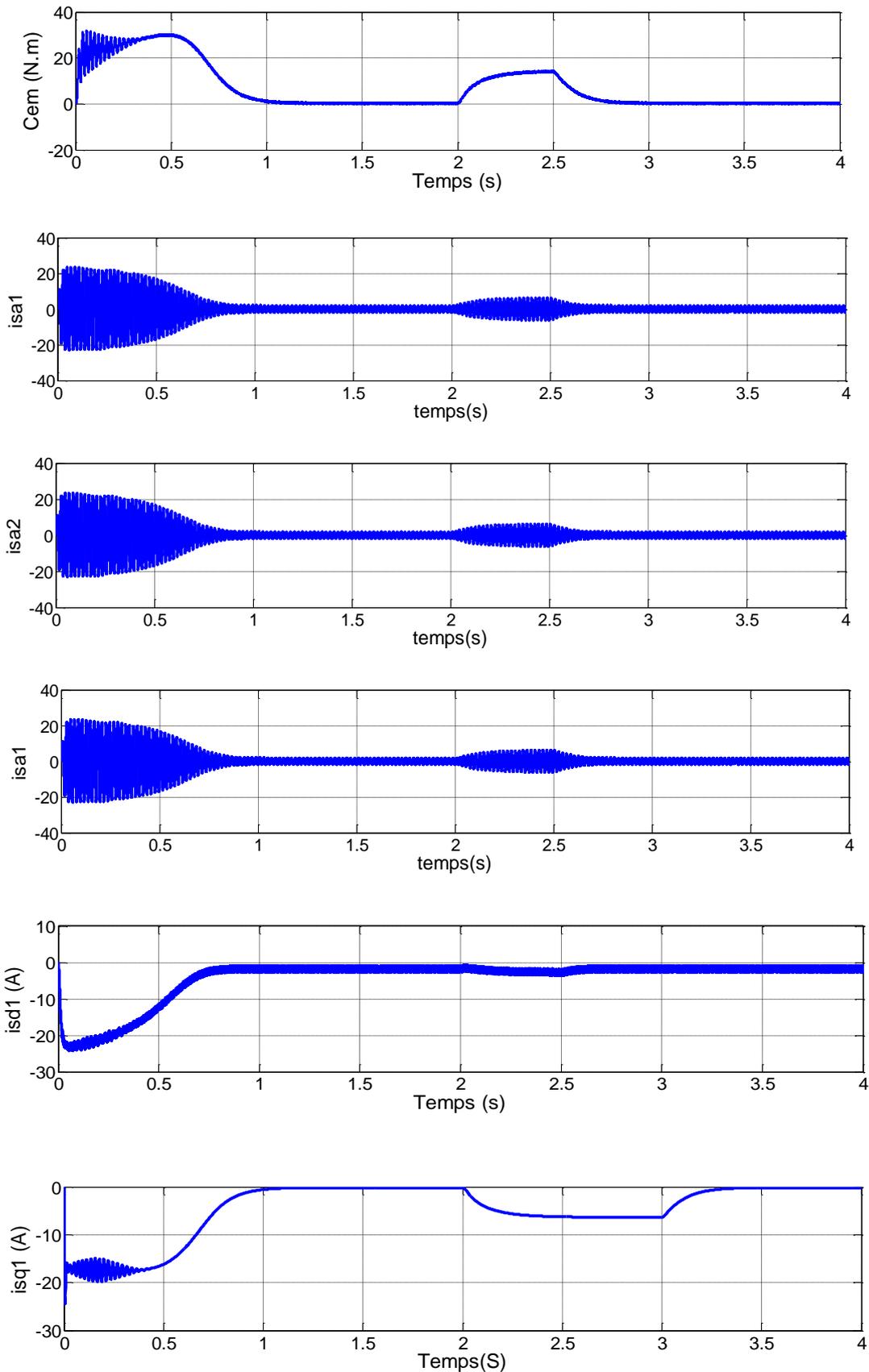
Figure (II.9) : Association de la MASDS avec les deux onduleurs MLI [15].

II.7.1 Résultats de simulation :

La simulation numérique est effectuée pour $m= 60$ et $r= 0,8$

Les résultats de simulation de l’association des deux onduleurs avec la MASDS sont représentés dans la figure (II.10)





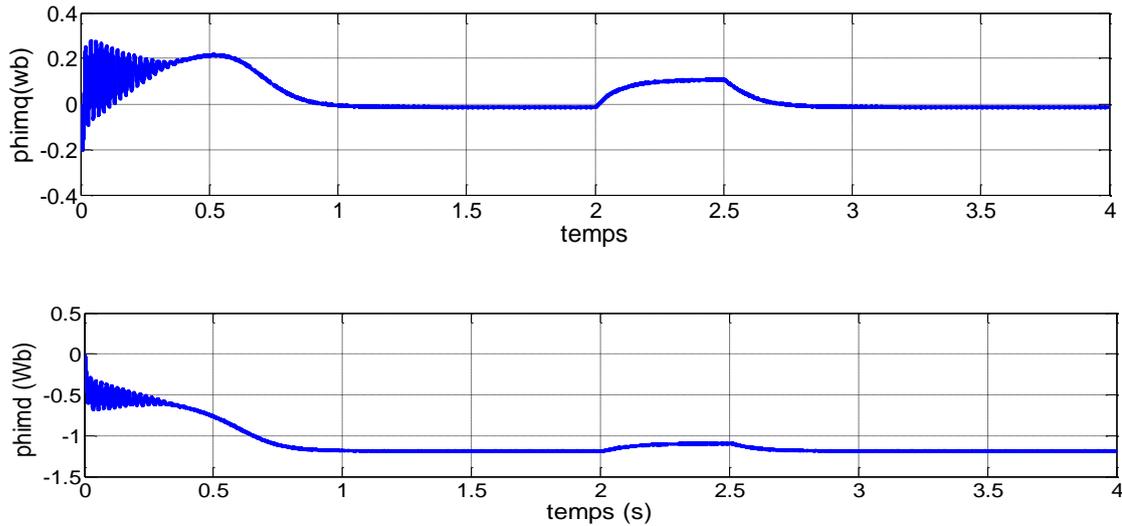


Figure (II.10) : Réponses de la MASDS alimentée par deux onduleurs de tension
Lors d'une application d'un couple résistant $C_r = 14$ durant (2,3) s.

II.7.2 Interprétations des résultats :

Les résultats présentés par la figure (II.10), sont similaires à ceux obtenus pour une machine liée directement au réseau, mais ils présentent quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par les deux onduleurs.

II.8 Conclusion :

Ce chapitre a fait l'objet de l'établissement d'un modèle mathématique de la MASDE basé sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices.

L'étude des caractéristiques de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales, puis par des onduleurs de tensions à commande M.L.I à vide et en charge a été accomplie.

L'insertion de la charge dans les deux cas d'alimentations engendre une variation (diminution en fonctionnement moteur et augmentation en fonctionnement moteur) de la vitesse. Afin de remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la technique de régulation par la commande vectorielle.

Chapitre III

Commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile

III.1 Introduction :

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle [23].

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

Aujourd'hui grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des variateurs à machine asynchrone [24].

III.2 Principe de la commande vectorielle :

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

- 1- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre ;
- 2- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire [14].

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

La relation du couple électromagnétique est donnée par :

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

Avec :

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

I_a : courant d'induit.

K, K' : constantes.

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

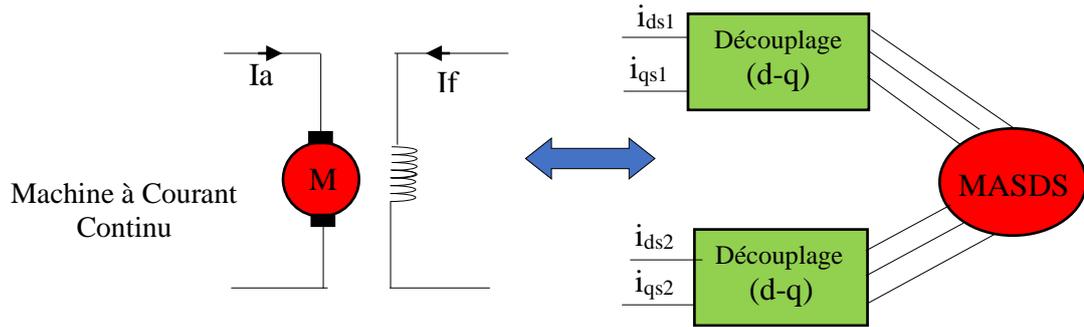


Figure (III.1) : Principe de la commande vectorielle [3].

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

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

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

$$\Phi_{dr} = \Phi_r$$

$$\Phi_{qr} = 0$$

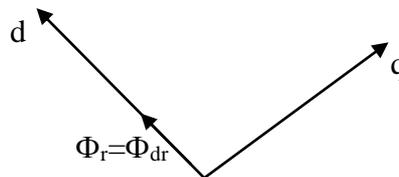


Figure (III.2) Orientation du flux rotorique sur l'axe d.

La relation finale du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) = k \Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) \tag{III.3}$$

Avec.

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

D'après l'équation (III.3) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone à double stator, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

III.3 Procède d'orientation du flux :

La modélisation de la MASDS est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant «d,q», de ce fait, les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles [23].

Il existe trois types de référentiel :

- 1 Orientation du flux rotorique avec les conditions :

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

- 2 Orientation du flux statoriques avec les conditions :

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

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

$$\Phi_{md} = \Phi_m \quad \Phi_{mq} = 0$$

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

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

III.4 Méthodes de la commande vectorielle :

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double stator, il existe deux méthodes : directe et indirecte [25].

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

III.4.1 Méthode directe :

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

Pour cela deux procédés sont utilisés :

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.

III.4.2 Méthode indirecte :

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

III.5 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse :

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

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



Figure (III.3) : Bloc de commande à flux Orienté.

Considérons comme références de commande le flux rotorique Φ_{rref} et le couple C_{emref} . En tenant compte de la condition, $\Phi_{dr} = \Phi_{rref}$ et $\Phi_{qr} = 0$, le système d'équation (I.18) devient :

$$i_{dr} = \frac{\Phi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})}{L_m + L_r} ; i_{qr} = \frac{-L_m(i_{qs1} + i_{qs2})}{L_m + L_r} \quad (III.4)$$

En remplaçant (III.4) dans (I.27) on trouve :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad (III.5)$$

Avec :

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

$$\Phi_{\text{rref}} = L_m (i_{\text{ds1}} + i_{\text{ds2}}). \quad (\text{III.6})$$

$$L_m (i_{\text{qs1}} + i_{\text{qs2}}) = - (L_m + L_r) i_{\text{qr}} \quad (\text{III.7})$$

$$i_{\text{qr}} = - \frac{\omega_{\text{glref}} \Phi_{\text{rref}}}{R_r} \quad (\text{III.8})$$

En remplaçant (III.5), (III.6) et (III.7) dans le système d'équation (I.8) on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{\text{ds1ref}} = R_{\text{s1}} i_{\text{ds1}} + L_{\text{s1}} \frac{di_{\text{ds1}}}{dt} - \omega_{\text{sref}} (L_{\text{s1}} i_{\text{qs1}} + T_r \Phi_{\text{rref}} \omega_{\text{glref}}) \\ V_{\text{ds2ref}} = R_{\text{s2}} i_{\text{ds2}} + L_{\text{s2}} \frac{di_{\text{ds2}}}{dt} - \omega_{\text{sref}} (L_{\text{s2}} i_{\text{qs2}} + T_r \Phi_{\text{rref}} \omega_{\text{glref}}) \\ V_{\text{qs1ref}} = R_{\text{s1}} i_{\text{qs1}} + L_{\text{s1}} \frac{di_{\text{qs1}}}{dt} + \omega_{\text{sref}} (L_{\text{s1}} i_{\text{ds1}} + \Phi_{\text{rref}}) \\ V_{\text{qs2ref}} = R_{\text{s1}} i_{\text{qs2}} + L_{\text{s2}} \frac{di_{\text{qs2}}}{dt} + \omega_{\text{sref}} (L_{\text{s2}} i_{\text{ds2}} + \Phi_{\text{rref}}) \end{array} \right. \quad (\text{III.9})$$

Avec :

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

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{\text{qs1}} + i_{\text{qs2}} = \frac{(L_m + L_r)}{p L_m \Phi_{\text{rref}}} C_{\text{em ref}} \\ \omega_{\text{glref}} = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi_{\text{rref}}} (i_{\text{qs1}} + i_{\text{qs2}}) \end{array} \right. \quad (\text{III.10})$$

$$\text{Donc : } C_{\text{em ref}} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{\text{rref}} (i_{\text{qs1}} + i_{\text{qs2}})$$

L'expression du couple montre que le flux de référence et les courants statoriques en quadrature ne sont pas parfaitement indépendants.

Pour cela, il est nécessaire de découpler la commande du couple et celle du flux de cette machine en introduisant de nouvelles variables :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{\text{ds1}} = R_{\text{s1}} i_{\text{ds1}} + L_{\text{s1}} \frac{di_{\text{ds1}}}{dt} \\ v_{\text{ds2}} = R_{\text{s2}} i_{\text{ds2}} + L_{\text{s2}} \frac{di_{\text{ds2}}}{dt} \\ v_{\text{qs1}} = R_{\text{s1}} i_{\text{qs1}} + L_{\text{s1}} \frac{di_{\text{qs1}}}{dt} \\ v_{\text{qs2}} = R_{\text{s2}} i_{\text{qs2}} + L_{\text{s2}} \frac{di_{\text{qs2}}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{III.11})$$

Le système (III.11) montre que les tensions statoriques (V_{ds1} , V_{ds2} , V_{qs1} , V_{qs2}) sont directement reliées aux courants statoriques (i_{ds1} , i_{ds2} , i_{qs1} , i_{qs2}).

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

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = V_{ds1} - V_{ds1c} \\ V_{ds2ref} = V_{ds2} - V_{ds2c} \\ V_{qs1ref} = V_{qs1} + V_{qs1c} \\ V_{qs2ref} = V_{qs2} + V_{qs2c} \end{cases} \quad (III.12)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds1c} = \omega_{sref} (L_{s1}i_{qs1} + T_r\Phi_{rref}\omega_{glref}) \\ V_{ds2c} = \omega_{sref} (L_{s2}i_{qs2} + T_r\Phi_{rref}\omega_{glref}) \\ V_{qs1c} = \omega_{sref} (L_{s1}i_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ V_{qs2c} = \omega_{sref} (L_{s2}i_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{cases} \quad (III.13)$$

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

III.5.1 Synthèse des régulateurs de courant :

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Les régulateurs utilisés dans notre étude sont des correcteurs à action proportionnelle-intégrale (PI). La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation des courants valable selon les deux axes « d » et « q ».

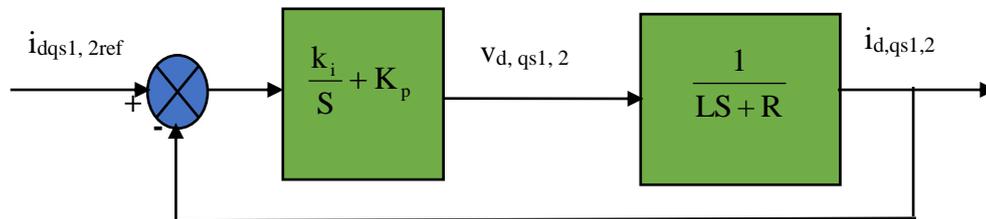


Figure (III.4) : Schéma de régulation des courants.

Avec :

L : est égale à L_{s1} ou L_{s2} .

R : est égale à R_{s1} ou R_{s2} .

III.5.1.1 Calcul des paramètres du régulateur PI :

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{i_{dq,s1,2}}{i_{dq,s1,2,ref}} = \frac{(k_i + k_p S)}{LS^2 + (R + k_p)S + k_i} \quad (III.14)$$

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

$$P(S) = S^2 + 2\rho_i S + 2\rho_i^2 \quad (III.15)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_p = 2\rho_i L - R \\ k_i = 2\rho_i^2 L \end{cases} \quad (III.16)$$

III.5.1.2 Discrétisation du régulateur PI :

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

$$\frac{V_{ds1}}{e_i} = \left(\frac{k_{id1}}{S} + k_{pd1} \right) \quad (III.17)$$

$$e_i = i_{ds1ref} - i_{ds1} \quad (III.18)$$

$$V_{ds1}(k) = k_p (i_{ds1ref}(k) - i_{ds1}(k)) + k_i \Sigma(k) \quad (III.19)$$

$$\Sigma(k) = \Sigma(k-1) + T_{ei} (i_{ds1ref}(k) - i_{ds1}(k)) \quad (III.20)$$

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

L'application de la commande découplée par orientation de flux (foc) sur la machine conduit au schéma suivant :

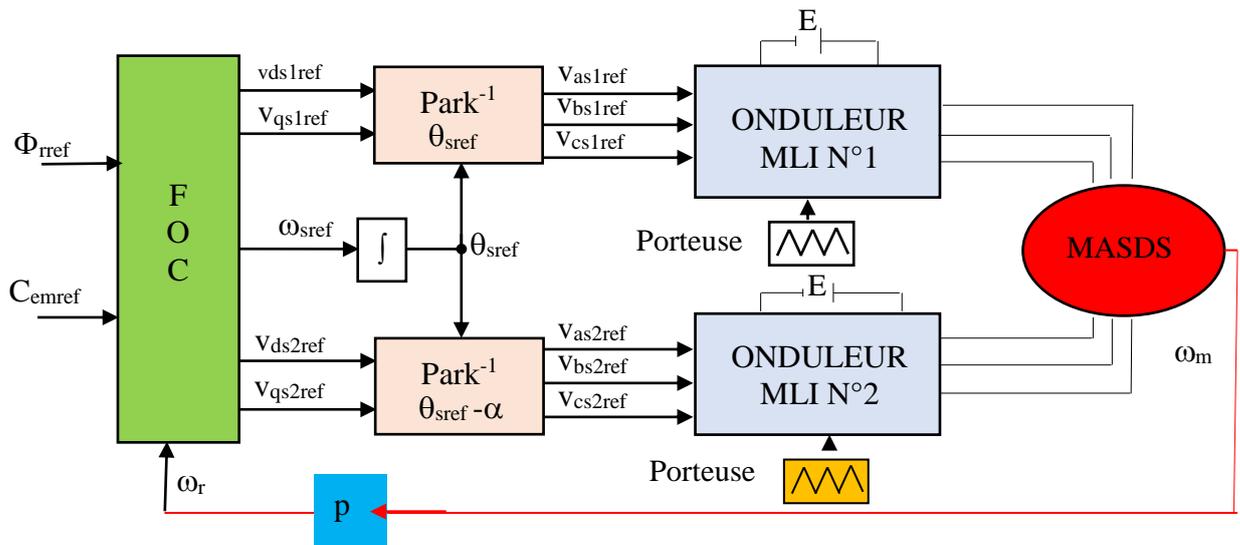


Figure (III.5) : Schéma de la commande découplée par orientation de flux (foc) [17].

Le schéma bloc de découplage en tension (Field Oriented Control : FOC) est présenté sur la figure (III.6) [17].

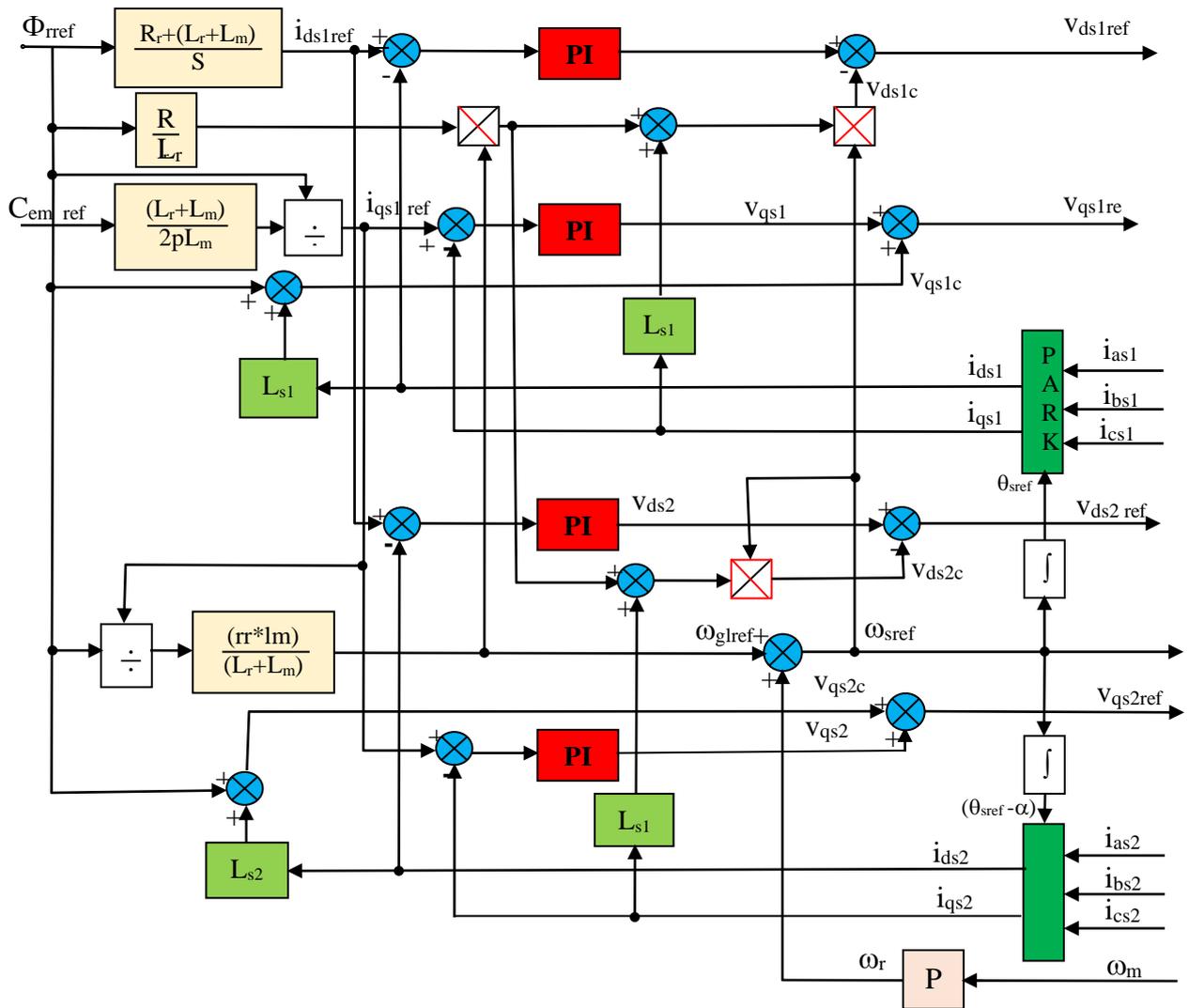
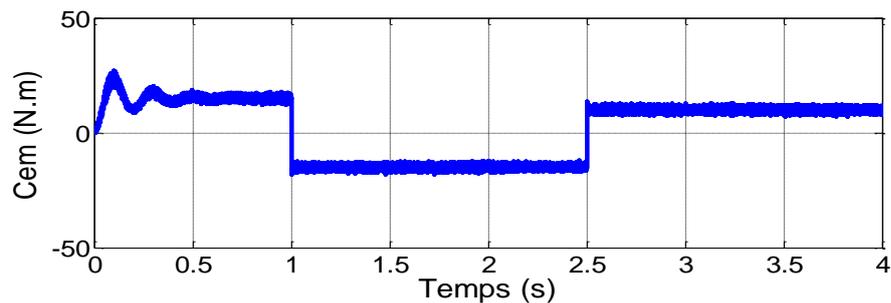


Figure (III.6) : Bloc de découplage en tension (FOC).

III.5.2 Résultats de simulation :

La figure (III.7) représente la réponse de la MASDS lors d'une commande par orientation du flux rotorique, nous avons imposé le flux de référence à $\Phi_{rref}=1\text{Wb}$ et le couple de référence sous forme de créneaux $[+15, -15, +10]$ N.m dans les intervalles de temps respectifs $[0, 1], [1, 2.5], [2.5, 4]$ secondes



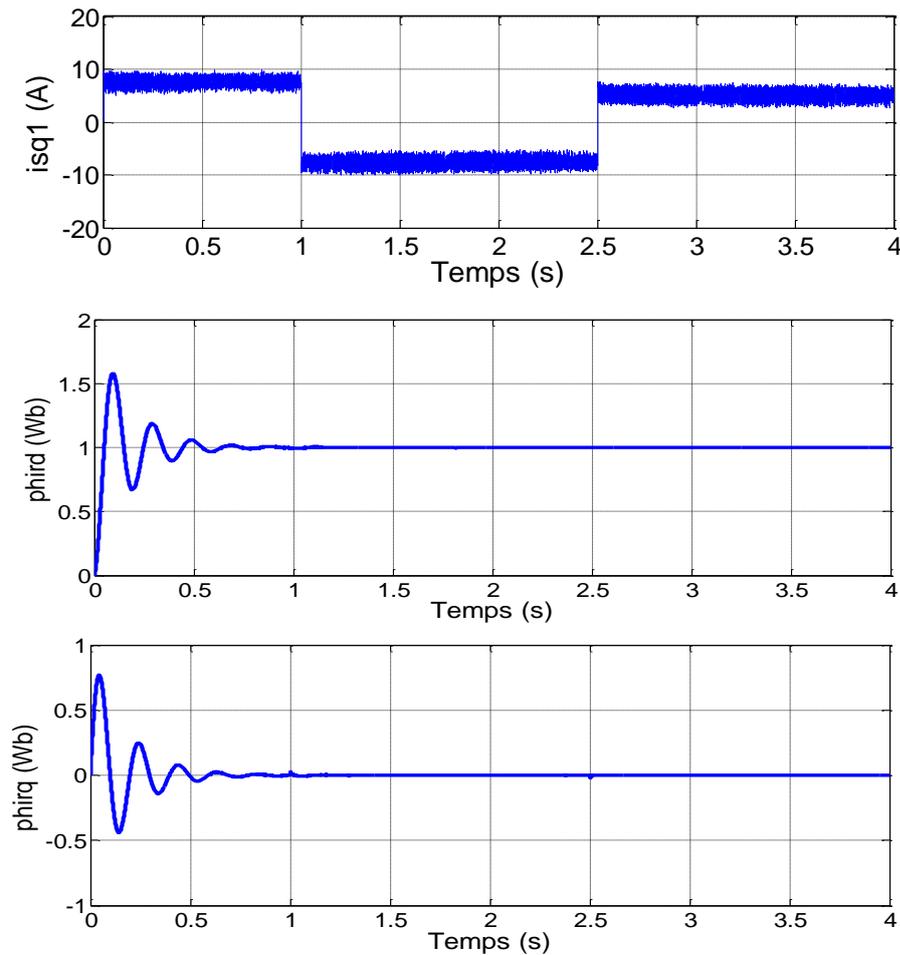


Figure (III.7) : Réponse de la MASDS lors d'une commande par orientation du flux rotorique

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

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

Tableau (III.1) : Paramètres des régulateurs des courants.

III.5.3 Interprétations des résultats :

En régime permanent le couple électromagnétique suit sa référence imposée, et la composante en quadrature du flux rotorique Φ_{qr} s'annule en régime permanent. La composante directe du flux rotorique Φ_{dr} est égale à la valeur imposée (1Wb). Nous remarquons que la variation brusque du couple électromagnétique n'influe pas sur, le flux

rotorique représenté par ces composantes Φ_{dr} et Φ_{qr} ce qui montre le découplage entre le flux et le couple électromagnétique.

III.6 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte :

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais simplement sa position calculée en fonction des grandeurs de référence.

Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur de flux, mais nécessite d'utilisation d'un capteur de vitesse rotorique.

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

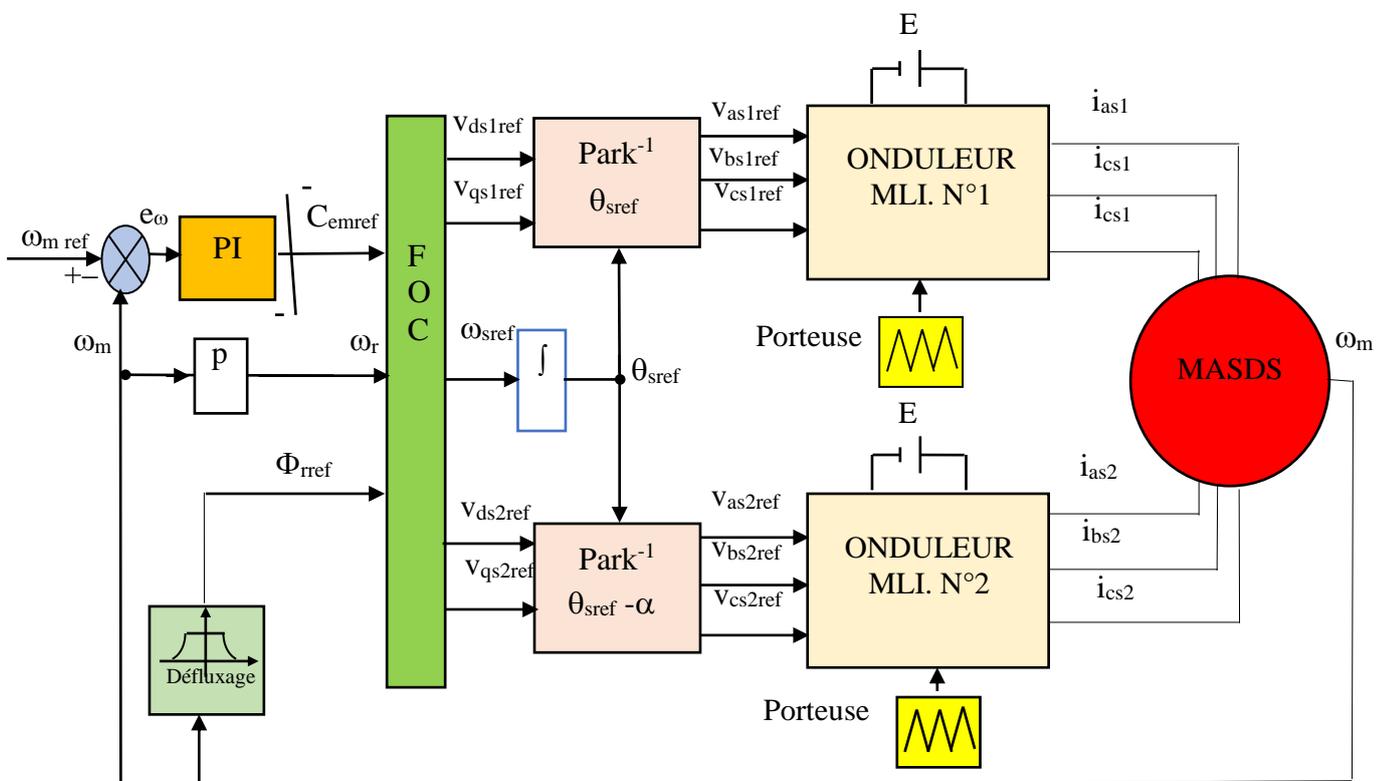


Figure (III.8) : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte [17].

III.6.1 Bloc de défluxage

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

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

$$\begin{cases} \Phi_{rref} = \Phi_n & \text{si } \omega_m \leq \omega_n \\ \Phi_{rref} = \Phi_n \omega_n / \omega_m & \text{si } \omega_m \geq \omega_n \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Avec:

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

III.6.2 Régulateur de vitesse :

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

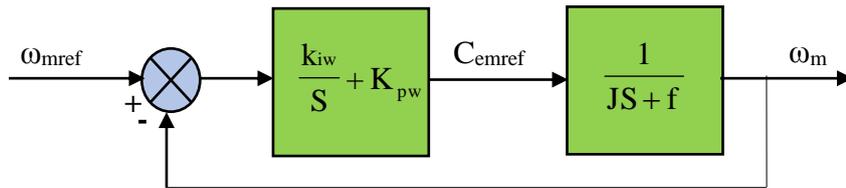


Figure (III.9) : Schéma réduit de régulation de vitesse..

III.6.2.1 Calcul des paramètres du régulateur PI :

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\omega_m}{\omega_{ref}} = \frac{(k_{iw} + k_{pw}S)}{JS^2 + (f + k_{pw})S + k_{iw}} \quad (\text{III.22})$$

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

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

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_{pw} = 2\rho_\omega J - f \\ k_{iw} = 2\rho_\omega^2 J \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

III.6.2.2 Discrétisation du régulateur PI :

La fonction de transfert continue du régulateur PI est :

$$\frac{C_{emref}}{e_w} = \left(\frac{k_{iw}}{S} + k_{pw} \right) \quad (\text{III.25})$$

$$e_w = \omega_{mref} - \omega_m \quad (\text{III.26})$$

$$C_{emref}(k) = k_{pw} (\omega_{mref}(k) - \omega_m(k)) + k_{iw} \Sigma(k) \quad (\text{III.27})$$

$$\Sigma(k) = \Sigma(k-1) + T_{ew} (\omega_{mref}(k) - \omega_m(k)) \quad (\text{III.28})$$

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

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

$$C_{emref} [k] \text{ (limite)} = \begin{cases} C_{emref} [k] & \text{si } |C_{emref} [k]| \leq C^{\max}_{em} \\ C^{\max}_{em} \text{sign}(C_{emref} [k]) & \text{si } |C_{emref} [k]| \geq C^{\max}_{em} \end{cases} \quad (III.29)$$

$$C^{\max}_{em} = 30 \text{ N.m} ;$$

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

$$e_{\omega}^L [k] = e_{\omega} [k] \frac{1}{k_{p\omega} + hk_{i\omega}} (C_{mref} [k] - C_{mref} [k] \text{ (limité)}) \quad (III.30)$$

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

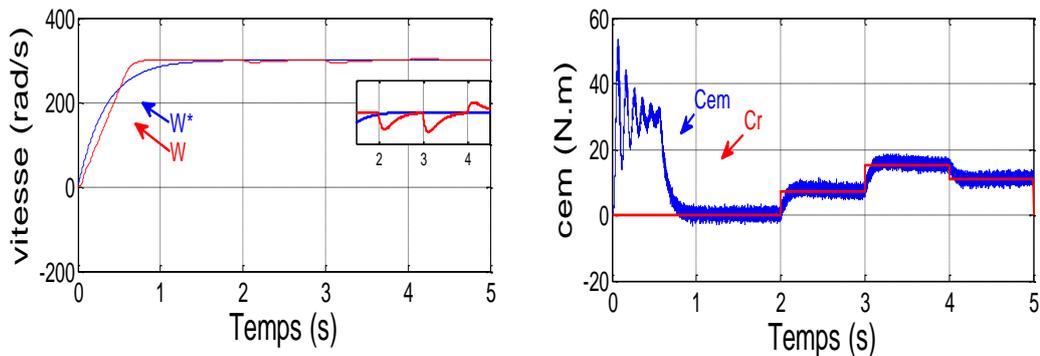
$$\Sigma [k] = \Sigma [k-1] + e_{\omega}^L [k] T_{e\omega}. \quad (III.31)$$

III.6.3. Les résultats de simulation :

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants :

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

Tableau (III.2) : paramètres des régulateurs utilise



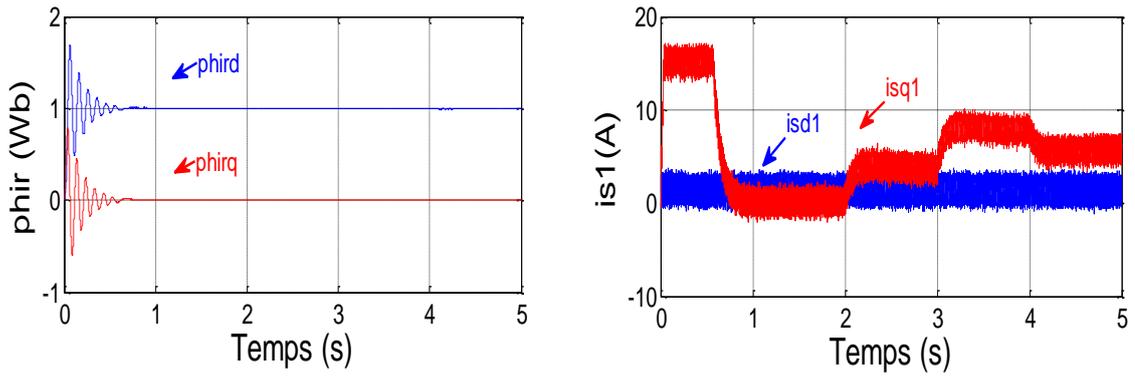


Figure (III.10) : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une Charge C_r sous forme de créneaux [+0, +7, +15, +11] N.m dans les intervalles De temps respectifs [0 2] [2 3] [3 4] [4 5] secondes

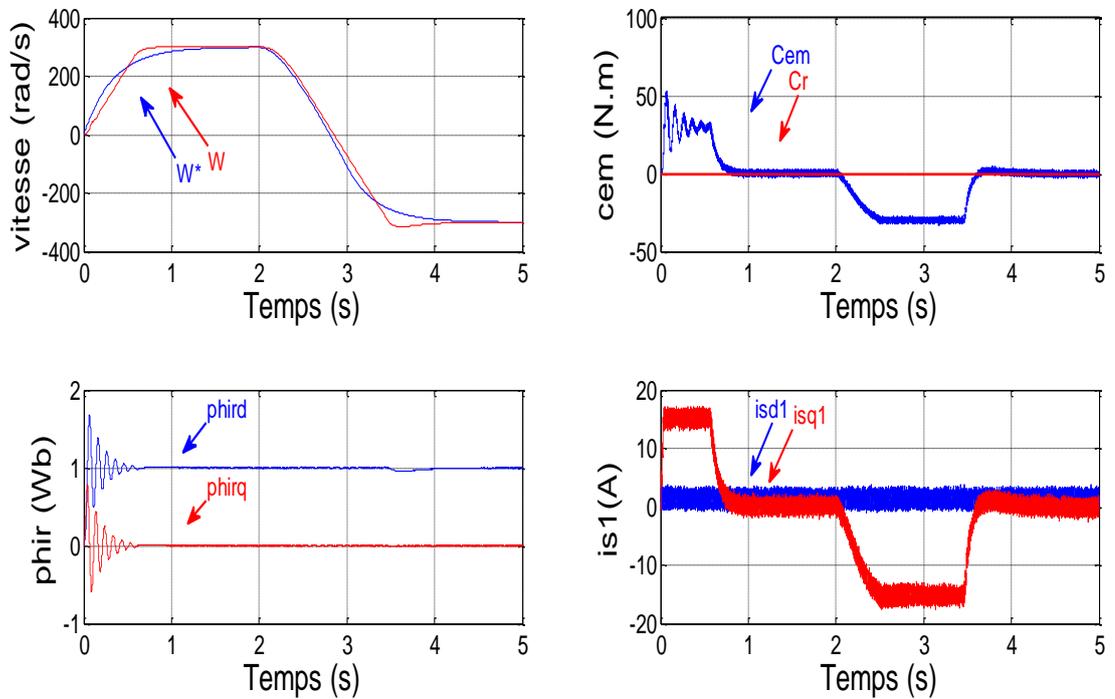
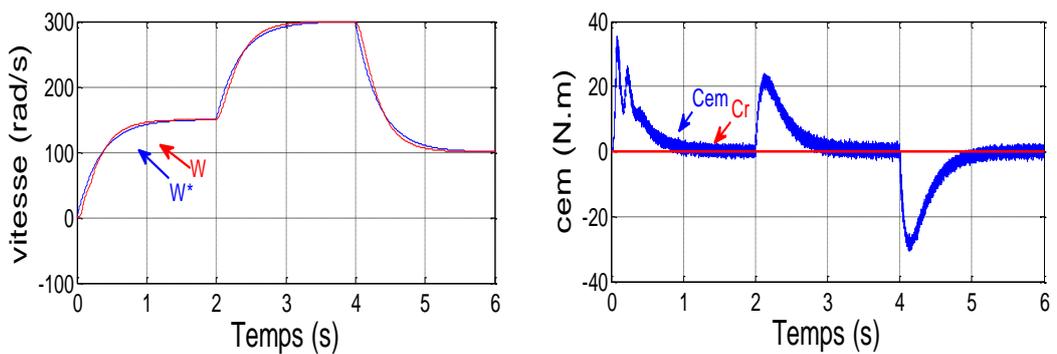


Figure (III.11) : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec inversion Du sens de rotation à l'instant $t=2$ secondes



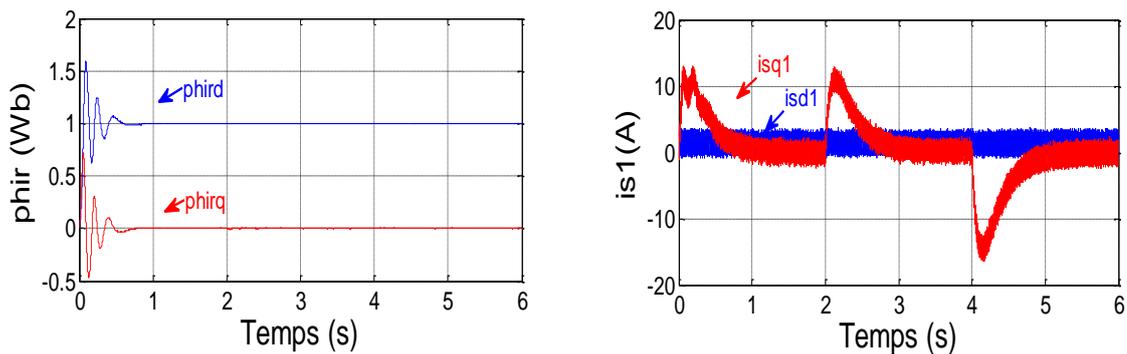


Figure (III.12) : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une Variation de vitesse sous forme de créneaux [+150, +300 , +100] rad/s dans les intervalles De temps respectifs [0 2] [2 4] [4 6] secondes

III.6.3.1 Interprétations des résultats :

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

1. réponse à un échelon de vitesse de $N=300$ rad/s avec l'application d'un couple de variable de charge $Cr = [+0, +7, +15, +11]$ N.m dans les intervalles de temps respectifs [0 2] [2 3] [3 4] [4 5] secondes.
2. réponse à une inversion de vitesse (300 à -300) rad/s à l'instant $t=2$ s.
- 3-reponse à une Variation de variable de vitesse sous forme de créneaux [+150, +300 , +100] rad/s dans les intervalles de temps respectifs [0 2] [2 4] [4 6] secondes.

Pour le premier cas on constate que :

- La vitesse atteint sa valeur de consigne au bout de (0,59s) avec un dépassement (1.20%de vitesse de référence). Le rejet de perturbation est effectué pendant (0,16s).
- Le couple électromagnétique compense le couple de charge et atteint au démarrage une valeur (50N.m).
- la Variation de vitesse suivent leurs consignes avec une légère perturbation, et le courant statorique isa1 a une forme sinusoïdale.

III.7 Régulation de la vitesse par la méthode directe :

Pour la commande vectorielle directe, le module du flux rotorique sera contrôlé par contre-réaction.

A cet effet, un estimateur du flux rotorique Φ_r est implanté à partir des mesures de i_{ds} et i_{qs} et de la pulsation des courants rotoriques ω_r imposé à la machine [14]. Pour cette méthode on

doit être modifié le schéma figure (III.13) et nous le désignons par MFOC (modified, field, oriented control). Il est représenté comme suit :

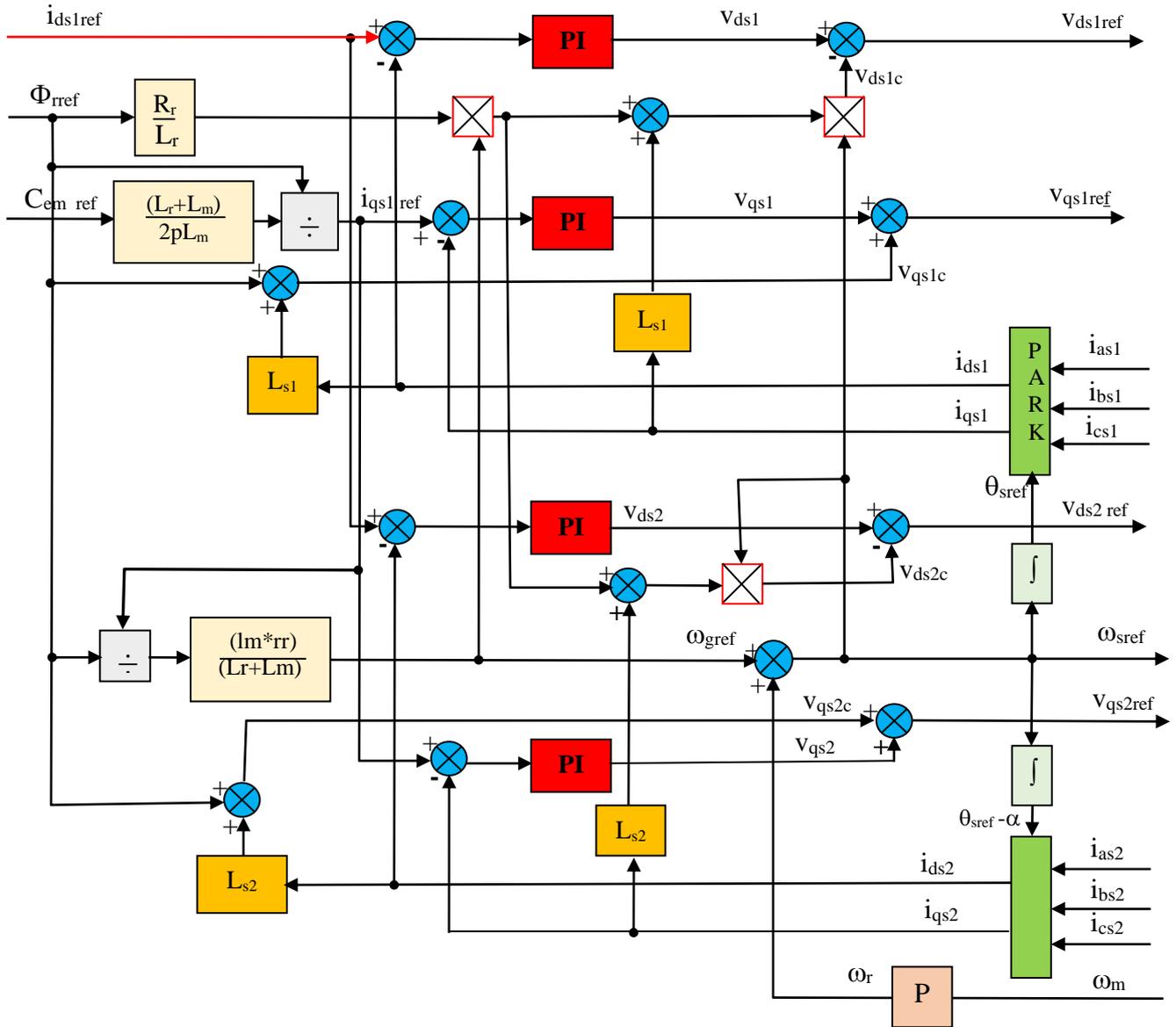


Figure (III.13) : Bloc de découplage en tension modifié (MFOC) [14]

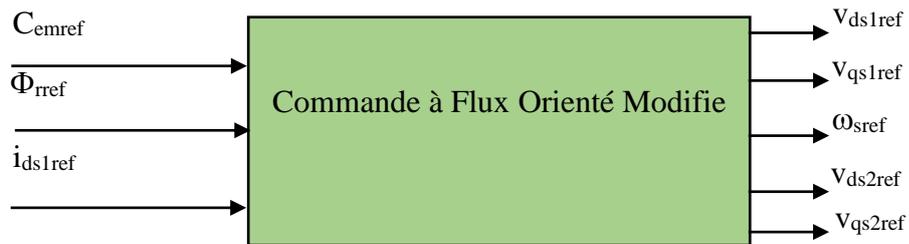


Figure (III.14) : Bloc de commande à flux Orienté modifi[14].

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

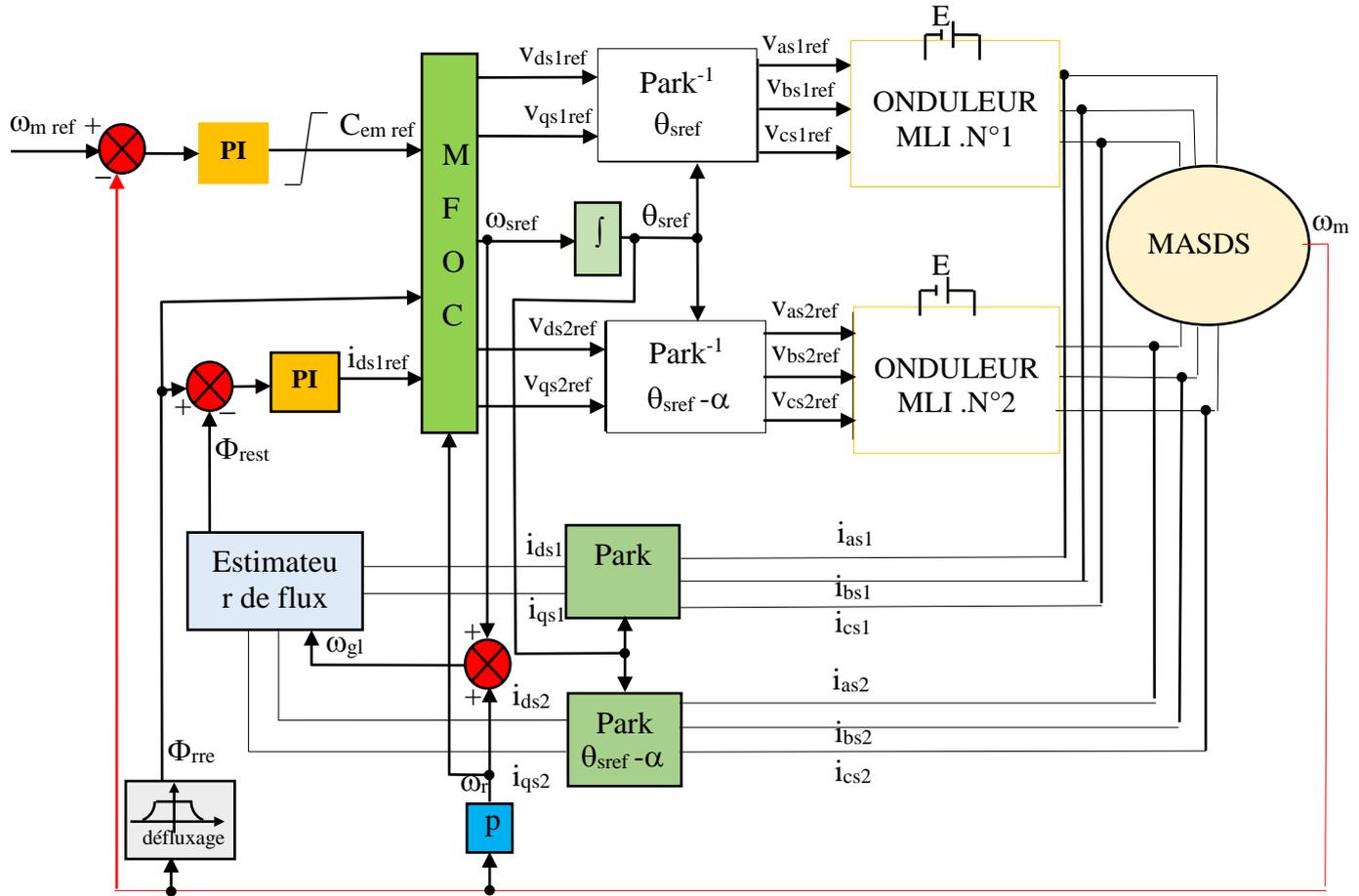


Figure (III.15) : Régulation de la vitesse par la méthode directe[15].

III.7.1 Estimateur du flux :

Le flux rotorique est estimé par les deux équations suivantes :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\Phi_{drest}}{dt} &= \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) + \omega_{gref} \Phi_{qrest} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_{drest} \\ \frac{d\Phi_{qrest}}{dt} &= \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \omega_{gref} \Phi_{drest} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_{qrest} \end{aligned} \right. \quad (III.32)$$

Le module du flux rotorique est calculé par :

$$\Phi_{rest} = \sqrt{\Phi_{drest}^2 + \Phi_{qrest}^2} \quad (III.33)$$

III.7.2 Régulateur du flux :

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

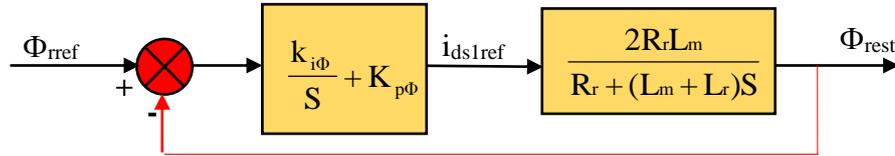


Figure (III.16) : Schéma réduit de régulation de flux.

III.7.2.1 Calcul des paramètres du régulateur PI :

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Phi_{rest}}{\Phi_{ref}} = \frac{(k_{i\Phi} + k_{p\Phi}S)2R_rL_m}{(L_m + L_r)S^2 + (R_r + 2k_{p\Phi}R_rL_m)S + 2k_{i\Phi}R_rL_m} \quad (III.34)$$

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

$$\begin{cases} k_{p\Phi} = (2\rho\Phi(L_m + L_r) - R_r) / (L_m + L_r) \\ k_{i\Phi} = \rho\Phi^2(L_m + L_r) / R_rL_m \end{cases} \quad (III.35)$$

III.7.2.3 Résultats des simulations :

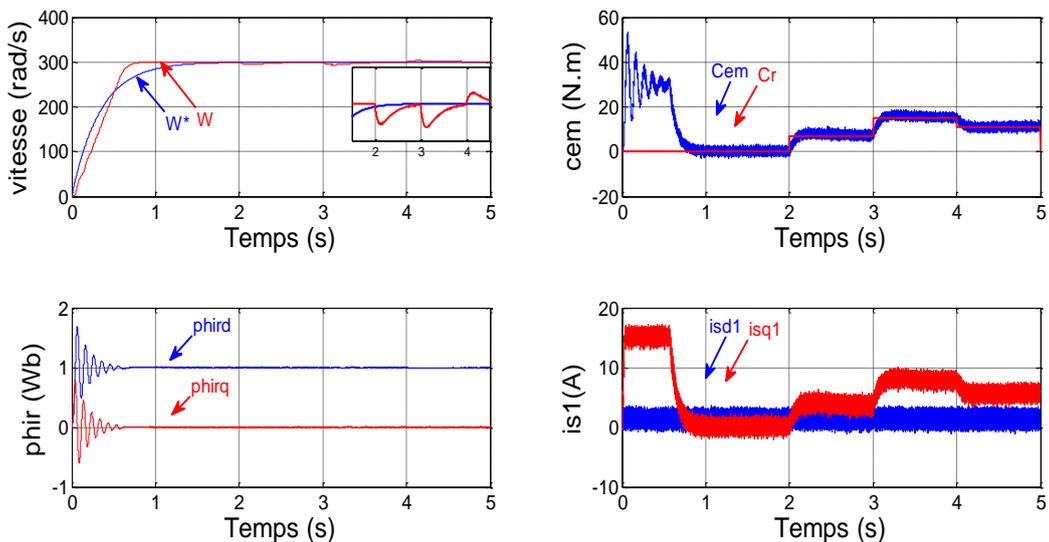


Figure (III.17) : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec application d'une Charge C_r sous forme de créneaux [+0, +7, +15, +11] N.m dans les intervalles de temps respectifs [0 2] [2 3] [3 4] [4 5] secondes

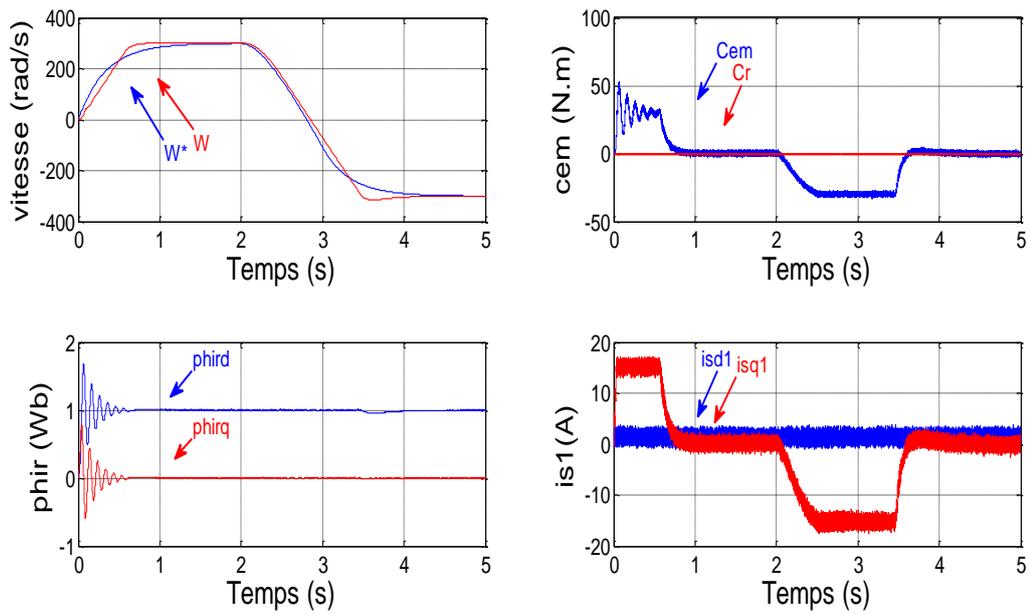


Figure (III.18) : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec inversion du sens de rotation à l'instant $t=2$ secondes

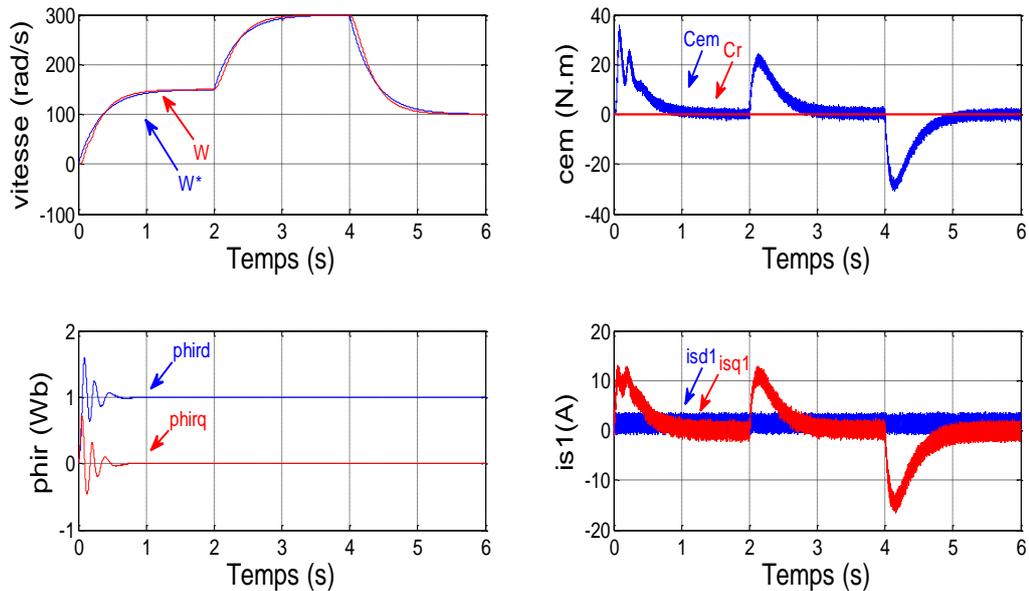


Figure (III.19) : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec application d'une Variation de vitesse sous forme de créneaux $[+150, +300, +100]$ rad/s. dans les intervalles de temps respectifs $[0 \ 2]$ $[2 \ 4]$ $[4 \ 6]$ secondes

III.7.3 Interprétations des résultats :

Les performances de la commande directe avec régulation de vitesse de la MASDS ont été visualisées pour les trois tests suivants :

1. réponse à un échelon de vitesse de $N=300$ rad/s avec l'application d'un couple de variable de charge $Cr = [+0, +7, +15, +11]$ N.m dans les intervalles de temps respectifs [0 2] [2 3] [3 4] [4 5] secondes.

2. réponse à une inversion de vitesse (300 à -300) rad/s à l'instant $t=2$ s.

3-reponse à une Variation de variable de vitesse sous forme de créneaux [+150, +300, +100] rad/s dans les intervalles De temps respectifs [0 2] [2 4] [4 6] secondes.

Pour le premier cas on constate que :

–La vitesse atteint sa valeur de consigne au bout de (0,59s) avec un dépassement (1.20%de vitesse de référence). Le rejet de perturbation est effectué pendant (0,16s).

–Le couple électromagnétique compense le couple de charge et atteint au démarrage une valeur (50N.m).

–le Variation de vitesse suivent leurs consignes avec une légère perturbation, et le courant statorique $isa1$ a une forme sinusoïdale.

III.8. Tests de robustesse :

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler, on testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la MASDS, en faisant varier la résistance rotorique R_r ainsi que le moment d'inertie J par rapport à leurs valeurs nominales.

Les résultats de simulation obtenus sont donnés par les figures ci-dessous :

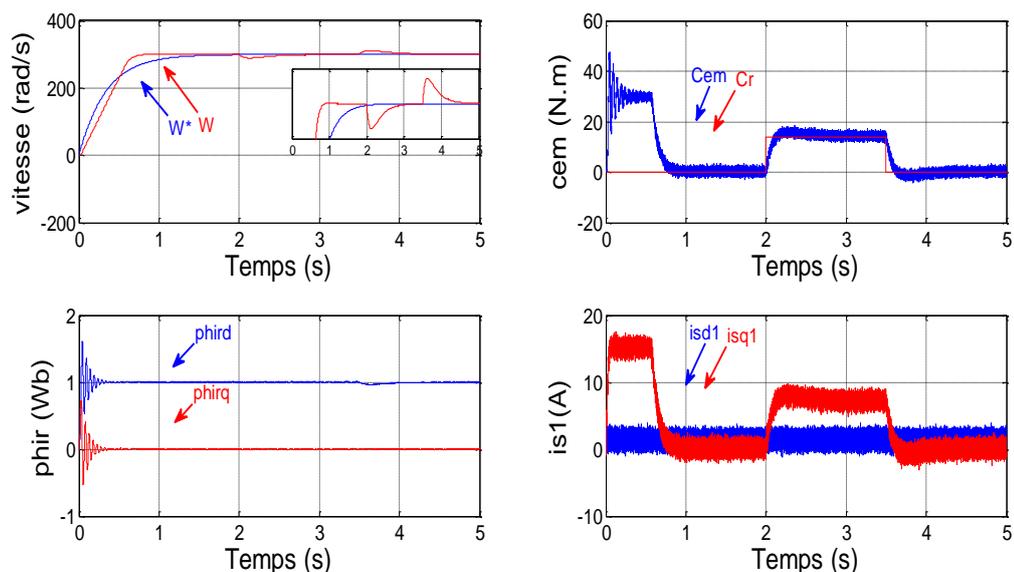


Figure (III.20) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique ($R=2R_n$ à partir de $t=1$ s).

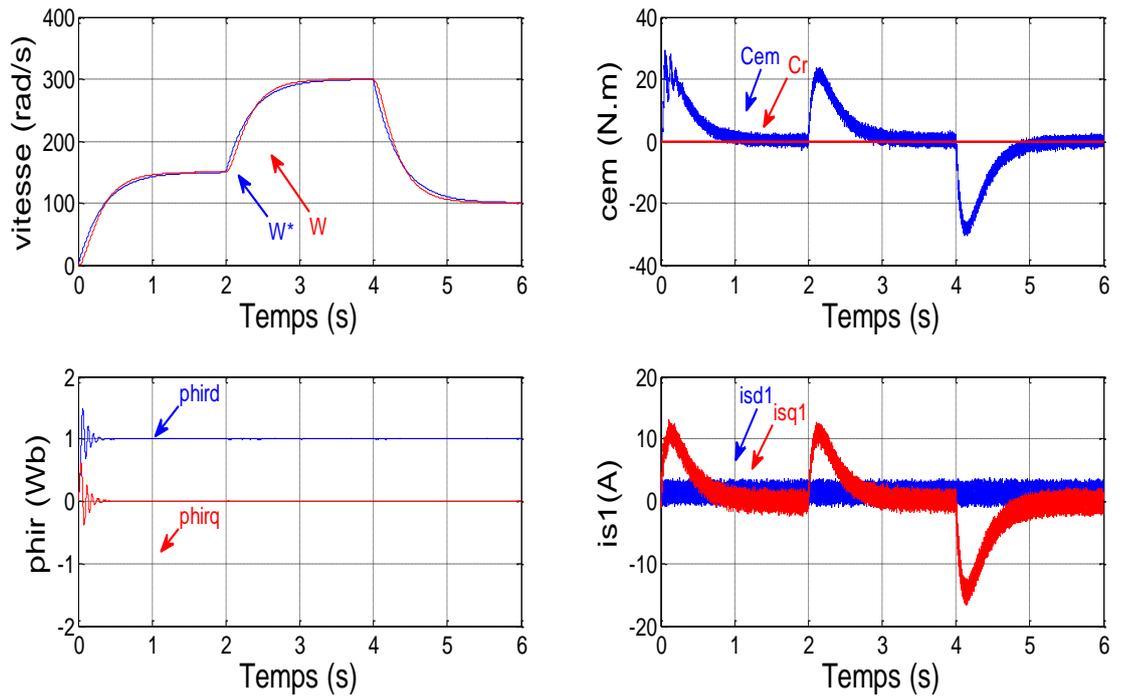


Figure (III.21) : Comportement de la MASDE vis-à-vis de variation de vitesse sous Forme de créneaux [+150, +300, +100] rad/s. dans les intervalles de temps Respectifs [0 2] [2 4] [4 6] secondes.

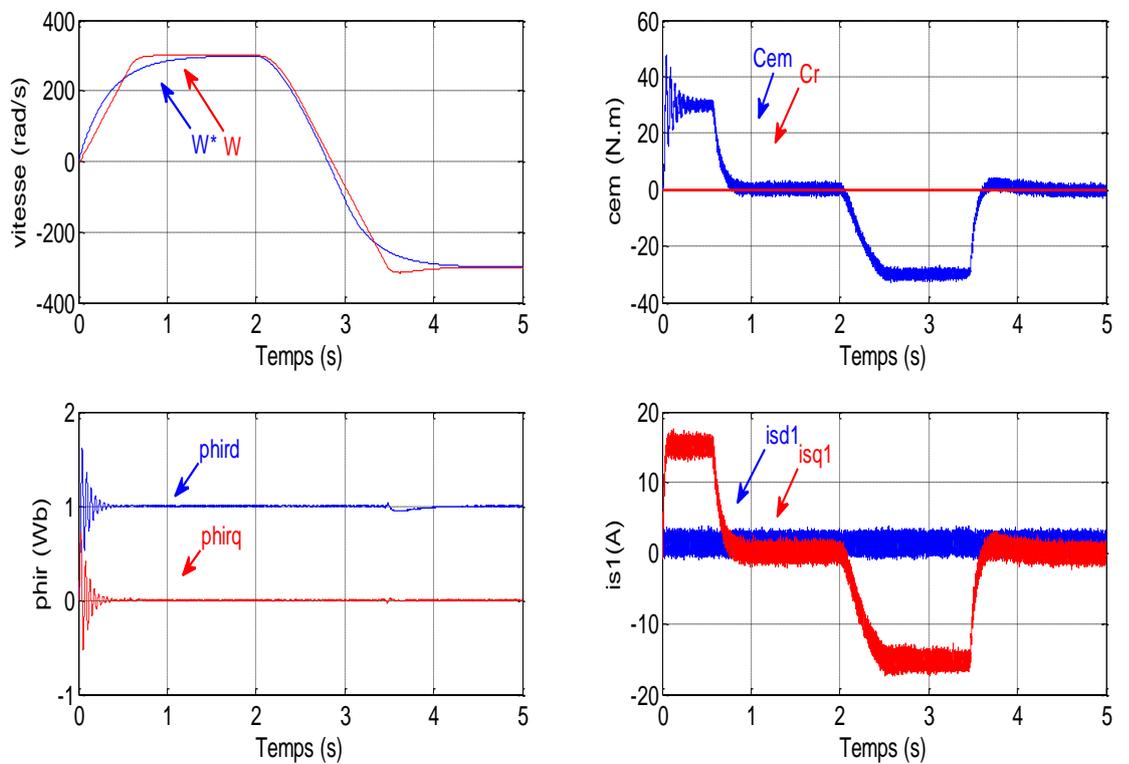


Figure (III.22) : Comportement de la MASDS vis-à-vis d'inversion du sens de rotation à l'instant $t=2$ s

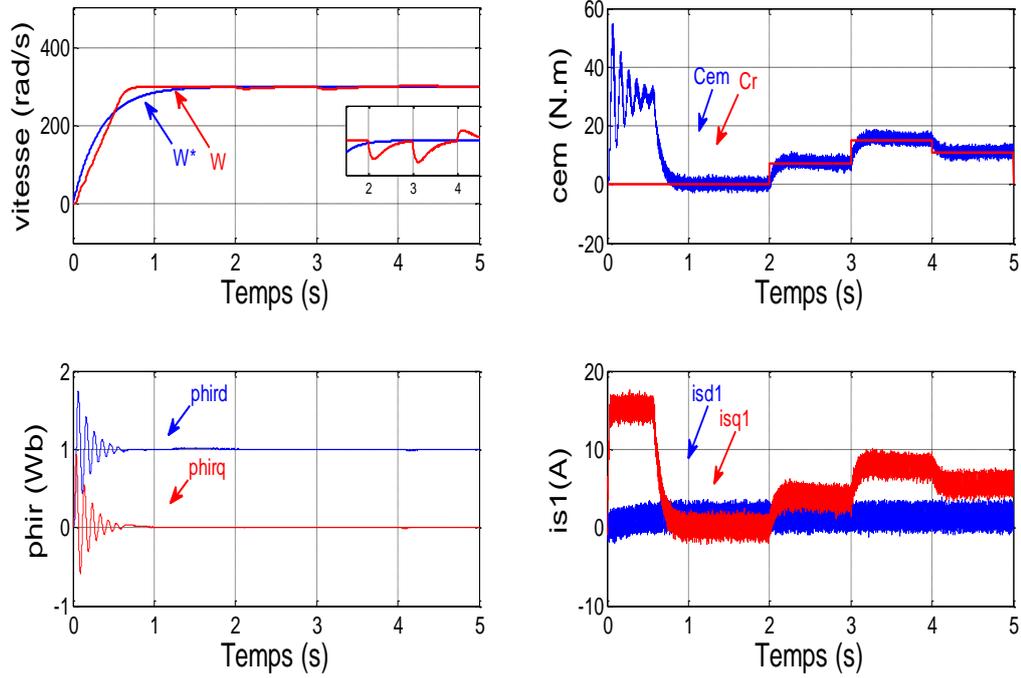


Figure (III.23) : Comportement de la MASDS vis-à-vis la variation d'une Charge C_r sous forme de Créneaux [+0, +7, +15, +11] N.m dans les intervalles de temps respectifs [0 2] [2 3] [3 4] [4 5] s

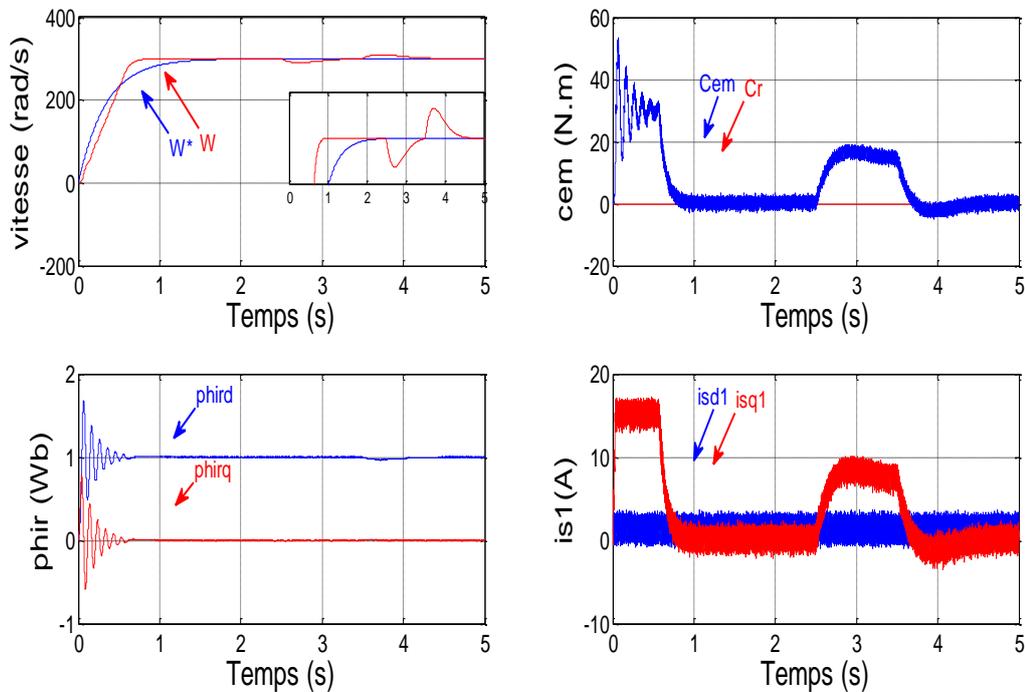


Figure (III.24) : Comportement de la MASDS vis-à-vis la variation du moment ($J=2J_n$ à partir $t=1.5s.$)

III.8.1. Interprétations des résultats :

Les résultats de simulation montrent la sensibilité de la régulation par PI à la variation de la résistance rotorique, on constate que le découplage est affecté. La variation du moment d'inertie donne une augmentation du temps d'inversion du sens de rotation.

III.9 Conclusion :

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

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

La régulation par la méthode directe présente des performances meilleures que celle présentés par la méthode indirecte en terme du temps de réponse et du rejet de perturbation. L'inconvénient de régulation par ces dernières méthodes c'est la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Face à cet inconvénient on propose une technique de commande basée sur la logique floue et qui sera l'objet de chapitre suivant.

Chapitre IV

**Commande par
logique floue de la
machine asynchrone à
double étoile**

IV.1 Introduction :

L'incertitude, l'imprécision, sont inhérents à certains types d'informations traitées ou échangées par l'homme avec son environnement. Comme le précisait Zadeh, le raisonnement humain utilise couramment des étiquettes floues, " la température est élevée", " le ciel est gris ", Ce trait de caractéristique différencie l'intelligence humaine de l'intelligence artificielle.

D'une manière plus précise, la théorie des ensembles flous est l'outil indispensable de formalisation mathématique de l'analyse humaine face à un système complexe, et des résultats de cette analyse. Elle intéresse des domaines très variés tant scientifiques que techniques en facilitant souvent l'intégration de l'interprétation humaine d'un problème [27].

Le jugement humain intervient lorsqu'il n'est pas possible ou plus significatif de quantifier numériquement un phénomène ou un état sans dénaturer sa signification par rapport à son contexte. La beauté d'une image et le confort d'une automobile ne sont pas mesurables par des moyens classiques. De même, la distance à un obstacle sur une chaussée peut être mesurée avec précision, mais la signification de cette mesure n'est pas la même pour un piéton que pour un automobiliste [27].

Ces phénomènes sont encore accentués, lorsqu'à l'issue d'une analyse ou d'une résolution de problème, il faut transmettre l'information à un homme ou à une machine pour une décision finale.

L'homme apprécie, sous forme de qualificatifs nuancés, un état par rapport à son environnement et un phénomène dynamique par des tendances.

IV.1.1 Principe de la logique floue :

La logique floue traduit le raisonnement humain basé sur des données imprécises ou incomplètes ; c'est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeurs intermédiaires « vrai » ou « faux » avec certains degrés. La formulation mathématique de la logique floue donne naissance à une théorie dite théorie des ensembles flous. Cette théorie n'est qu'une extension de la théorie classique des ensembles, sauf que la logique floue est caractérisée par la notion des valeurs intermédiaires, d'où la nécessité de mettre en évidence certaines notions de cette théorie. La logique floue permet de traiter des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel [28].

IV.1.2 Notions de base de la logique floue :

IV.1.2.1 Ensemble ordinaire et ensemble flou :

Soit un ensemble X continu ou non, fini ou infini, tel que « $x \in X$ » désigne un ensemble de X .

A est un sous ensemble binaire ou ordinaire de X lorsque $A \subset X$. L'ensemble ordinaire A est défini par sa fonction caractéristique (ou fonction d'appartenance) telle que :

$$\mu_a(x) : X \longrightarrow [0,1]$$

$$\mu_a(x) : \begin{cases} 1 ; & \text{si } x \in A \\ 0 ; & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

La notion d'ensemble flou permet des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire autorise un élément à appartenir plus au moins fortement à cette classe. Soit un référentiel X dénombrable ou non et x un élément de X , alors un ensemble flou A de X est un ensemble de couples tel que :

$$A = \{(x ; \mu_a(x)) / x \in X\} \quad (\text{IV.2})$$

$\mu_a(x)$ est le degré d'appartenance de x à A . $\mu_a(x)$ est attribué à X par la fonction d'appartenance de A qui prend ses valeurs dans un ensemble totalement ordonné A . L'ensemble d'appartenance est pris généralement égal à l'intervalle $[0,1]$. La fonction d'appartenance d'un ensemble flou A est définie par :

$$\mu_A : X \longrightarrow [0,1] \quad (\text{IV.3})$$

$$x \longrightarrow \mu_A(x)$$

IV.2 FONCTION D'APPARTENANCE :

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles. Les représentations graphiques des fonctions d'appartenances les plus utilisées sont illustrées dans la figure (IV.1). Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaires et trapézoïdales, donc par des segments de droite, et sont alors dites linéaires par morceaux, aussi elles sont très employées car elles sont simples et comportent des points permettant de définir les zones où la notion est vraie ou fausse, ce qui simplifie le recueil de l'expertise [29]. De façon générale, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous.

Cependant, les formes cloches et gaussienne peuvent être utilisées car elles donnent dans certains cas une meilleure représentation des ensembles flous [29].

Les valeurs affectées aux variables linguistiques ne sont pas des entiers ou des réels ou autre mais des « ensembles flous ».

Supposons que la figure (IV.1) représente un ensemble classique des personnes dans

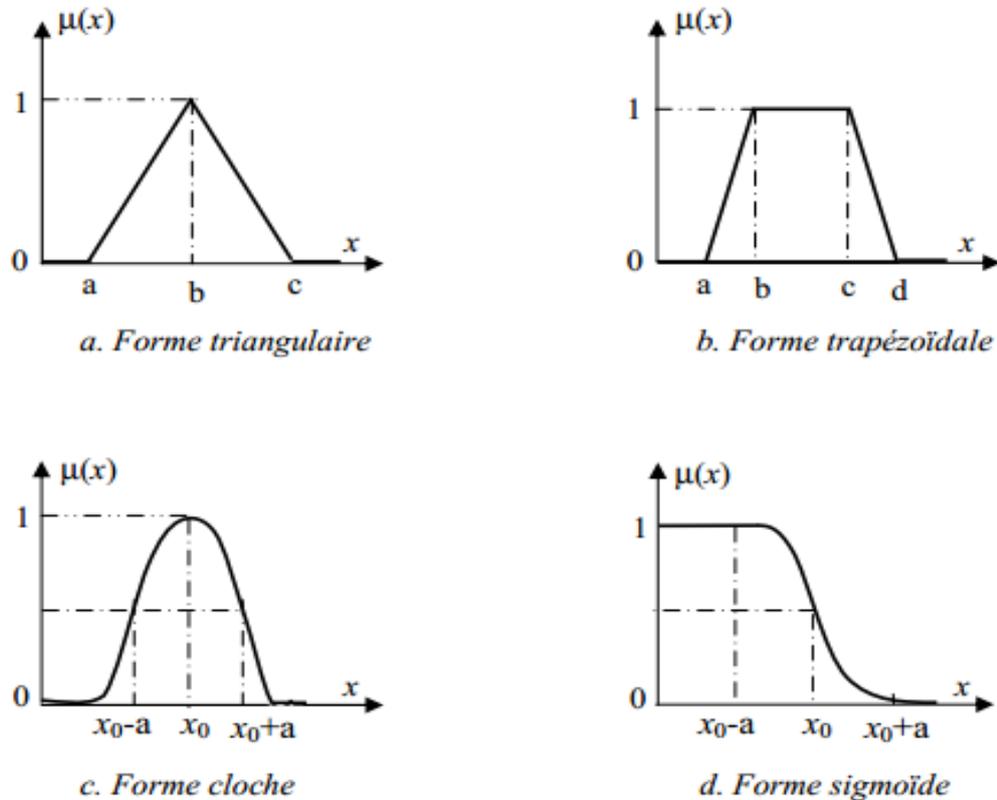


Figure IV.1 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance[29].

la force de l'âge. La lettre μ désigne l'appartenance à cet ensemble et x désigne l'âge

IV.2.1 Univers de discours :

Soit une variable floue x , on définit un ensemble flou A sur un univers de discours X par une fonction degré d'appartenance :

$$\mu_A : X \rightarrow [0,1] \quad (IV.4)$$

$$x \rightarrow \mu_A(x)$$

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A .

IV.2.2 Caractéristiques d'un ensemble flou :

Soit A un sous ensemble flou de X . On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou (figure IV.2).

Support :

Le support de A est la partie de X sur laquelle la fonction d'appartenance de « A » n'est pas nulle.

$$\text{Supp}(A) = \{x \in X / \mu_a(x) \neq 0\} \quad (\text{IV.5})$$

Noyau :

Le noyau de A est l'ensemble des éléments de X pour lesquelles la fonction d'appartenance de A vaut 1.

$$\text{Noy}(A) = \{x \in X / \mu_a(x) = 1\} \quad (\text{IV-6})$$

Autrement dit, le noyau est constitué des éléments qui satisfont pleinement la caractéristique vague définie par A . Lorsque le noyau n'est pas vide, on dit que l'ensemble flou A est normal ou normalisé, sinon on dit qu'il est sous-normal. Si A est classique alors : $\text{Noy}(A) = A$.

Hauteur :

La hauteur d'un ensemble flou A dans X est la valeur maximale de la fonction d'appartenance; c'est le plus grand degré d'appartenance de A .

$$H(A) = \max(\mu_a(x); x \in X) \quad (\text{IV.7})$$

Si : $\text{Noy}(A) \neq \emptyset$, alors la hauteur $H(A) = 1$

Couple de niveau α :

On appelle couple de niveau α ou α -coupe de l'ensemble flou A pour une valeur donnée de $\alpha \in [0,1]$, le sous ensemble A_α de X défini par :

$$A_\alpha = \{x ; \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad (\text{IV.8})$$

Une α -coupe telle que : $\mu_A(x) \geq \alpha, \forall x \in A$ est dite stricte.

On appelle α -niveau ou α -coupe telle que : $\mu_A(x) = \alpha, \forall x \in A$ et on note par :

$$A^\alpha = \{x \mu_A(x) = \alpha\} \quad (\text{IV.9})$$

On remarque qu'une α -coupe définit un seuil de satisfaction du caractère flou énoncé par A .

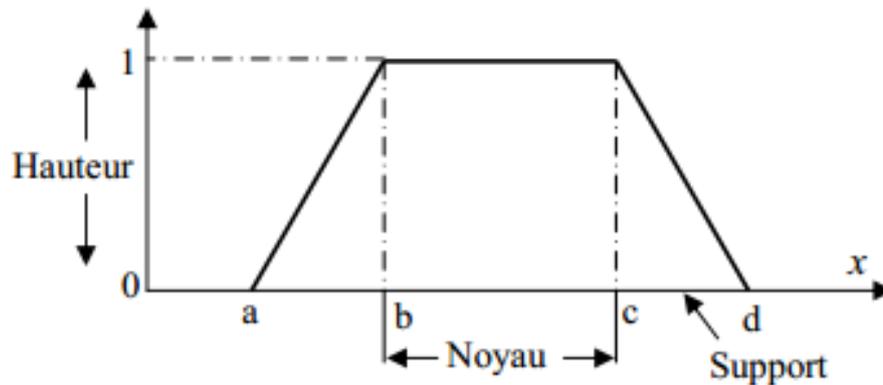


Figure IV.2 : Caractéristiques d'un ensemble flou[29].

IV.2.3 Raisonnement en logique floue :

La logique floue permet le traitement souple de connaissances imprécises ou incertaines, ce qui serait impossible avec la logique classique.

Les systèmes basés sur la logique floue utilisent pour prendre des décisions la connaissance humaine présentée sous forme de règles floues, encore appelées règles d'inférence. Elles sont exprimées sous la forme :

SI (prémisse) **ALORS** (conclusion)

Nous aurons par exemple :

SI (température élevée ET humidité importante) **ALORS** (ventilation forte).

On considère que la logique floue est une extension de la logique classique, les propositions sont des propositions floues définies à partir d'un ensemble L de variables linguistiques (x , $T(x)$, X).

Leurs valeurs de vérité appartiennent à tout l'intervalle $[0, 1]$ et elle est fournie par la fonction d'appartenance de la caractérisation floue utilisée dans la proposition floue[29].

Soit x une valeur linguistique et A une caractéristique.

Proposition :

Une proposition floue est définie à partir d'une variable linguistique (x , $T(x)$, X) par la qualification :

« x est A ».

(IV.10)

Conjonction :

La conjonction de deux propositions floues est réalisée par l'opérateur ET par exemple :

(IV.11)

« x_1 est A_1 ET x_2 est A_2 »

Disjonction :

La disjonction de deux propositions floue est réalisée par l'opérateur OU par exemple :

« x_1 est A_1 OU x_2 est A_2 » (IV.12)

Implication :

Une implication entre deux propositions floues aussi une proposition floue que l'on peut exprimer par :

SI x_1 est A_1 **ALORS** x_2 est A_2 » (IV.13)

Le raisonnement flou, fondé sur les règles d'inférence est une généralisation du modus ponens (du latin raisonnement par l'affirmation) qui prend en considération l'aspect graduel

Inhérent aux sous-ensembles flous, et que l'on exprime par.

- Fait observé : x est A'
- Règle floue : **SI** x est A **ALORS** y est B
- Conclusion : y est B

A, B, A', B' étant labels linguistiques relatifs aux sous-ensembles flous leur correspondant.

L'opérateur OU n'est pas utilisé dans les conclusions car il introduirait une incertitude dans la connaissance, l'expertise ne permettrait pas de déterminer quelle décision prendre.

De même, l'opérateur NON n'est pas employé, en effet si une règle avait par exemple la conclusion : « ALORS ventilation NON moyenne », il serait impossible de dire si cela signifie « ventilation faible » ou « ventilation forte », cela serait encore un cas d'incertitude [29].

- Le calcul des propositions ;
- Le calcul des relations ;
- Les compositions des règles les faits observés ;
- Agrégations des conclusions des règles.

IV.3 STRUCTURE GENERALE D'UN SYSTEME FLOU :

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux (Figure IV.3))

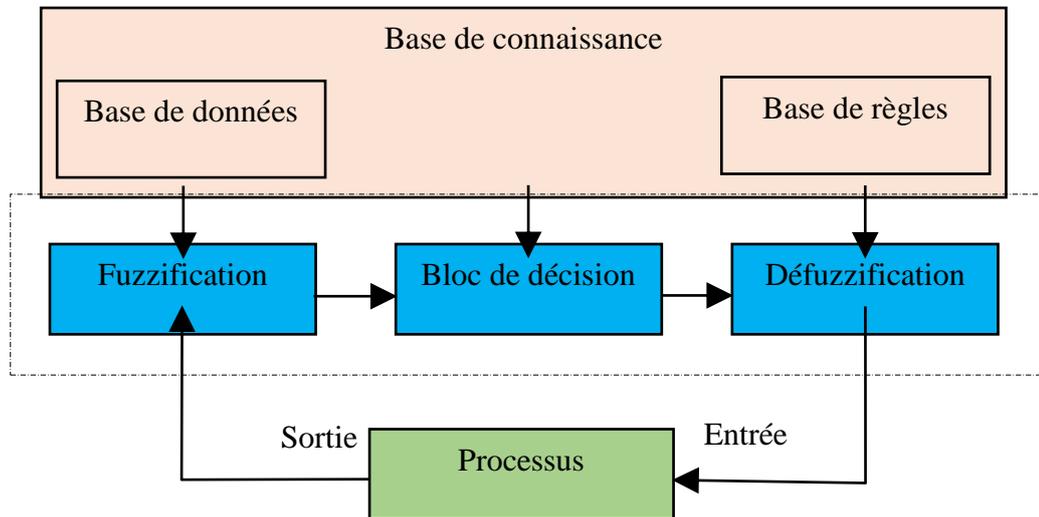


Figure (IV.3) : Structure générale d'un système basé sur la logique floue [17].

- Base de connaissance : règles et paramètres des fonctions d'appartenance.
- Bloc de décision ou le moteur d'inférence : inférence des opérations sur les règles.
- Fuzzification : transformation des entrées précises en degrés d'appartenance.
- Défuzzification : transformation des résultats flous en sorties précises.

IV.4 Régulateur flou :

La commande floue aux mêmes objectifs de régulation et de poursuite qu'une commande réalisée en automatique classique. Cependant, il est possible de se passer d'un modèle explicite du procédé à commander.

C'est le plus souvent, le savoir-faire d'un expert ou d'opérateurs qualifiés manipulant le procédé qui est pris en compte pour l'élaboration de la loi de commande [30] .

Cette approche est basée sur deux concepts essentiels : celui de la décomposition d'une plage de variation d'une variable sous forme de nuances linguistique : « faible, moyen, élevé», et sur règles provenant de l'expertise de l'opérateur humain, qui expriment, sous forme linguistique, comment doivent évoluer les commandes du système en fonction des variables observées [30].

«Si l'erreur est positivement grande

Et la variation de l'erreur est positivement grande

Alors la variation de la sortie est négative »

Ces concepts sont basés sur une partie de la théorie des sous-ensembles flous introduite par Zadeh.

Un régulateur flou peut être présenté de différentes façons, mais en générale la présentation adoptée se scinde en trois parties : la fuzzification qui permet de passer de variables réelles à des variables floues, le cœur du régulateur représenté par les règles reliant les entrées et sorties, et enfin l'inférence et la défuzzification qui permettent à partir des ensembles flous d'entrée de déterminer la valeur réelle de sortie, (Figure (IV.4)). L'ensemble des entrées du procédé et noté U (ensembles des actions calculées par le régulateur flou appliqué au procédé commandé). L'ensemble des sorties observées S , l'ensembles des consignes C et l'ensemble des entrées du régulateur flou X (par exemple : taille, température, vitesse...). L'ensemble des gains de normalisation des entrées GE et les gains de sorties GS du régulateur permettent d'adapter le domaine normalisé de définition des différentes variables.

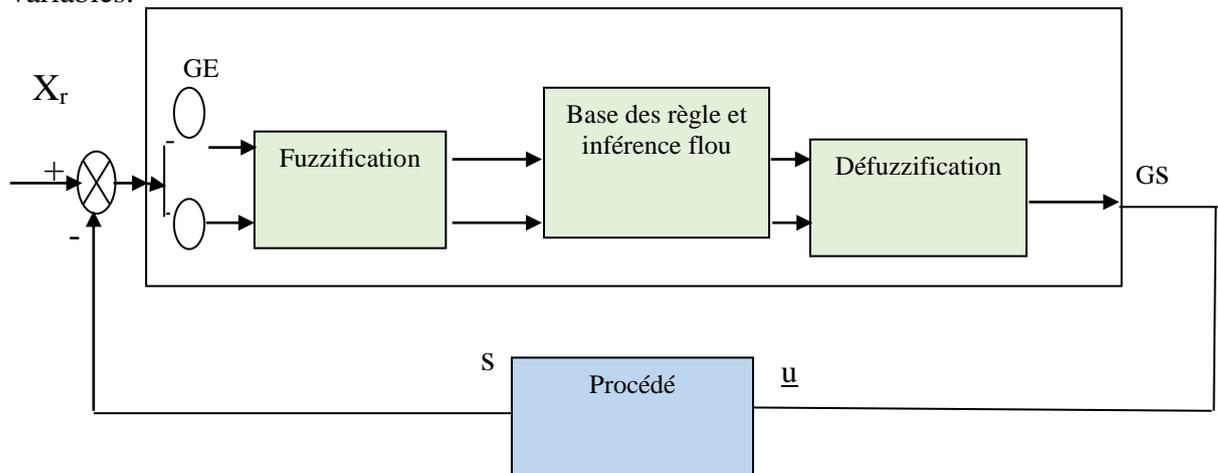


Figure (IV.4) : Schéma de principe de la régulation floue (FLC) [15].

IV.4.1 Fuzzification des entrées :

L'objectif de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables floues, c'est-à-dire en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour ces différentes variables d'entrée.

Les grandeurs physiques d'entrée X sont réduites à des grandeurs normalisées x dans une plage de variation, souvent $[-1 \ 1]$, appelée univers de discours, qui peut être soit discret,

soit continu. Bien souvent, cet univers de discours est borné, en appliquant une limitation sur la valeur numérique de $|x| \leq 1$, pour pallier le problème des grandes variations de X . Les gains de normalisation caractérisent des facteurs d'échelles d'entrée x et X .

Dans le cas d'un univers de discours continu, le nombre de valeur linguistique (négative petite, négative moyenne, positive grande,) représenté par des fonctions d'appartenance, pour une variable x_1 peut varier (par exemple trois, cinq ou sept). Un exemple de fuzzification continue est illustré (figure (IV.5)) pour une seule variable de x , avec les fonctions d'appartenance triangulaire ; les valeurs linguistiques correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que :

NG: négative grande.

NM: négative moyenne.

NP: négative petite.

ZE: zéro environ.

PP: positive petite.

PM: positive moyenne.

PG: positive grande.

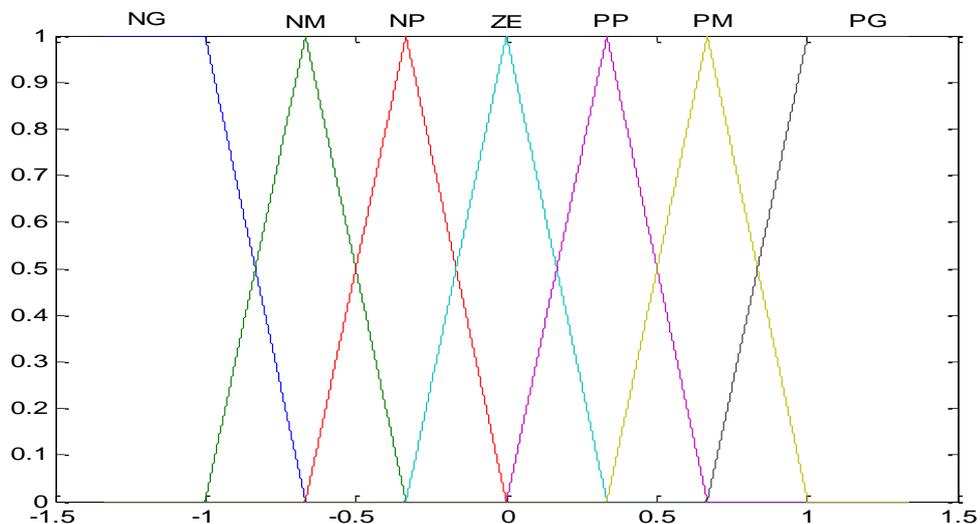


Figure (IV.5) : Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartenance [17].

IV.4.2 Base des règles et inférence floue :

Les règles floues représentent le cœur du régulateur, elles permettent d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux variables de commande du système.

Un type de règle peut-être par exemple :

Si x_1 est ‘positif grand’ et x_2 est ‘zéro environ’ alors u est ‘négatif grand’. Où x_1 et x_2 représentent deux variables d'entrée du régulateur telles que : l'écart de réglage, sa variation et u la commande. L'expérience dans l'élaboration de ces règles joue un rôle important.

Une représentation graphique de l'ensemble des règles, appelée matrice d'inférence ou table des règles, permet de synthétiser le cœur de régulateur flou.

La table (IV.1) représente une table d'inférence pour les deux variables linguistiques d'entrée l'erreur de vitesse « e_w » et la variation de cette dernière « Δe_w » et la variable de sortie « u »

$e_w \backslash \Delta e_w$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau (IV.1) : Tableau de calcul de la variation de la commande Δu [17].

IV.4.3 Défuzzification :

La défuzzification consiste à prendre une décision, c'est-à-dire, obtenir une commande réelle à partir de la commande obtenue sous forme d'ensemble flou. Dans le cas d'un raisonnement basé sur l'inférence de règles floues, plusieurs méthodes existent, les plus couramment utilisées sont :

- Méthode du centre de gravité ;
- Méthode de moyenne de maximum ;
- Méthode de moyenne pondérée ;

IV.4.3.1 Méthode du centre de gravité :

La méthode du centre de gravité est la méthode la plus mentionnée dans la littérature. L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée en utilisant la formule générale :

$$u = \frac{\int_{x_0}^{x_1} \mu(x) dx}{\int_{x_0}^{x_1} \mu(x) dx} \quad (IV.14)$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

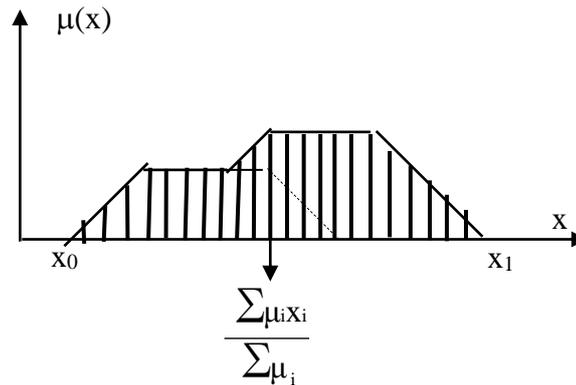


Figure (IV.6) : Défuzzification par le centre de gravité [26].

Lorsque la fonction $\mu(x)$ est discrétisée (figure IV.6), le centre de gravité est donné par :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i x_i}{\sum_{i=1}^n \mu_i} \quad (IV.15)$$

Où n est le nombre des niveaux de qu'animation, x_i la valeur de sortie pour le niveaux i et μ_i sa valeur d'appartenance [26].

IV.4.3.2 Méthode de moyenne de maximum :

Cette méthode génère une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale.

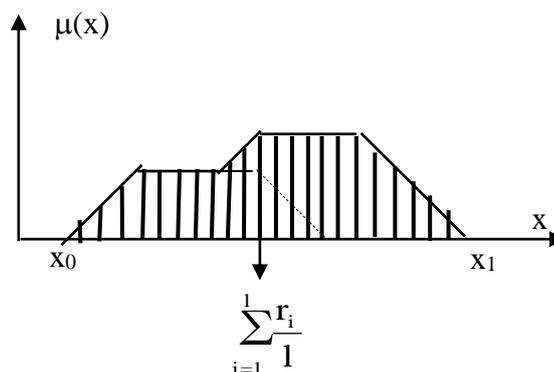


Figure (IV.7) : Défuzzification par la méthode moyenne de maximum[10].

Si la fonction est discrétisée, comme montré à la (figure (IV.7)), la valeur defuzzifiée est donnée par :

$$u = \sum_{i=1}^l \frac{r_i}{1} \quad (\text{IV. 16})$$

Où l est le nombre de valeurs quantifiées r pour lesquelles l'appartenance est maximale [10].

IV.4.3.3 Méthode de moyenne pondérée (sugeno) :

Cette méthode est utilisée lorsque les sorties sont définies comme fonctions linéairement dépendantes d'entrées. En générale, la partie conséquente de la règle es

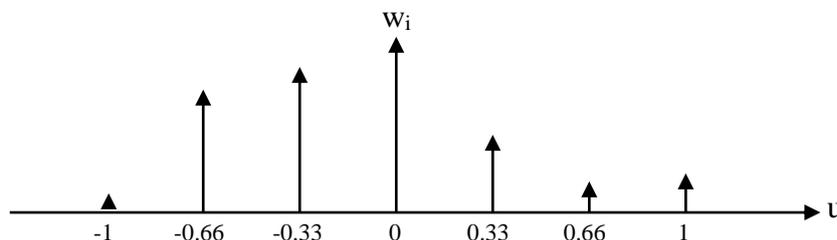


Figure (IV.8) : Interprétation géométrique de la méthode de Sugeno [26].

Si μ_i est le poids d'activation de la règle i , la valeur précise de la commande est :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \quad (\text{IV. 17})$$

Où n est le nombre de règles activées [26].

IV.4.4 avantages et inconvénients de la logique floue :

➤ Avantages :

- Le non nécessité d'une modélisation du système à régler.
- La simplicité de définition et de conception.
- La réduction du temps de développement et de maintenance.

➤ Inconvénients :

- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire.
- La précision de réglage souvent peu élevée (La difficulté d'obtenir un procédé précis)
- L'ignorance de la détermination la plus efficace du processus flou

IV.5 Application de la logique floue a la commande de la masde :

Dans cette section, nous nous intéressons à l'application de la logique floue pour le réglage de la vitesse de la MASDE. On distingue souvent deux types de résultats de

Défuzzification, le premier est de type MAMDANI et l'autre de type SUGENO. Dans notre étude, nous étudions celui de MAMDANI.

La figure (IV.9) présente le schéma de principe d'un régulateur flou (FLC, fuzzy logic controller) proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie.

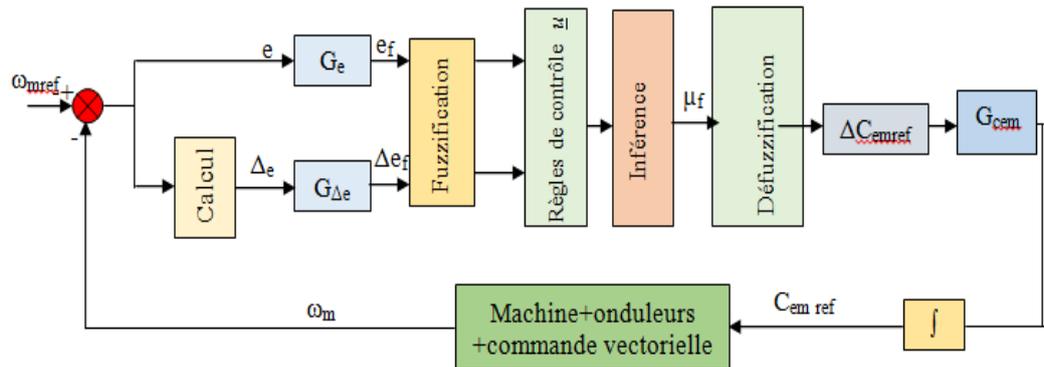


Figure (IV.9) : Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC)[17].

D'après ce schéma, le régulateur est composé :

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur.
- Des facteurs d'échelles (normalisation) associé à l'erreur (G_e), à sa variation ($G_{\Delta e}$) et à la variation de la commande (G_{cem}).
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- De la logique utilisée pour l'évaluation des règles du régulateur flou (inférence).
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en une valeur numérique.
- Un bloc intégrateur.

IV.5.1 La loi de commande :

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation $\mu=f(e, \Delta e)$ par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision donne la variation de la commande ($\Delta\mu$) nécessaire, permettant l'ajustement d'une telle commande μ .

La forme la plus générale de cette commande est :

$$C_{emref}(k+1) = C_{emref}(k) + G_{cem} \Delta C_{emref}$$

Où : G_{cem} gain associé à la commande $C_{emref}(k+1)$, en général choisi faible pour assurer la stabilité du système.

ΔC_{emref} : La variation de la commande.

IV.5. 2 Simulation numérique :

Le principe de la commande est le même que celui déjà présenté dans la figure (III.7) mais en remplaçant le régulateur classique de vitesse avec un régulateur flou type PI. Les autres régulateurs de courant restent de type classiques. Le schéma de principe de réglage de

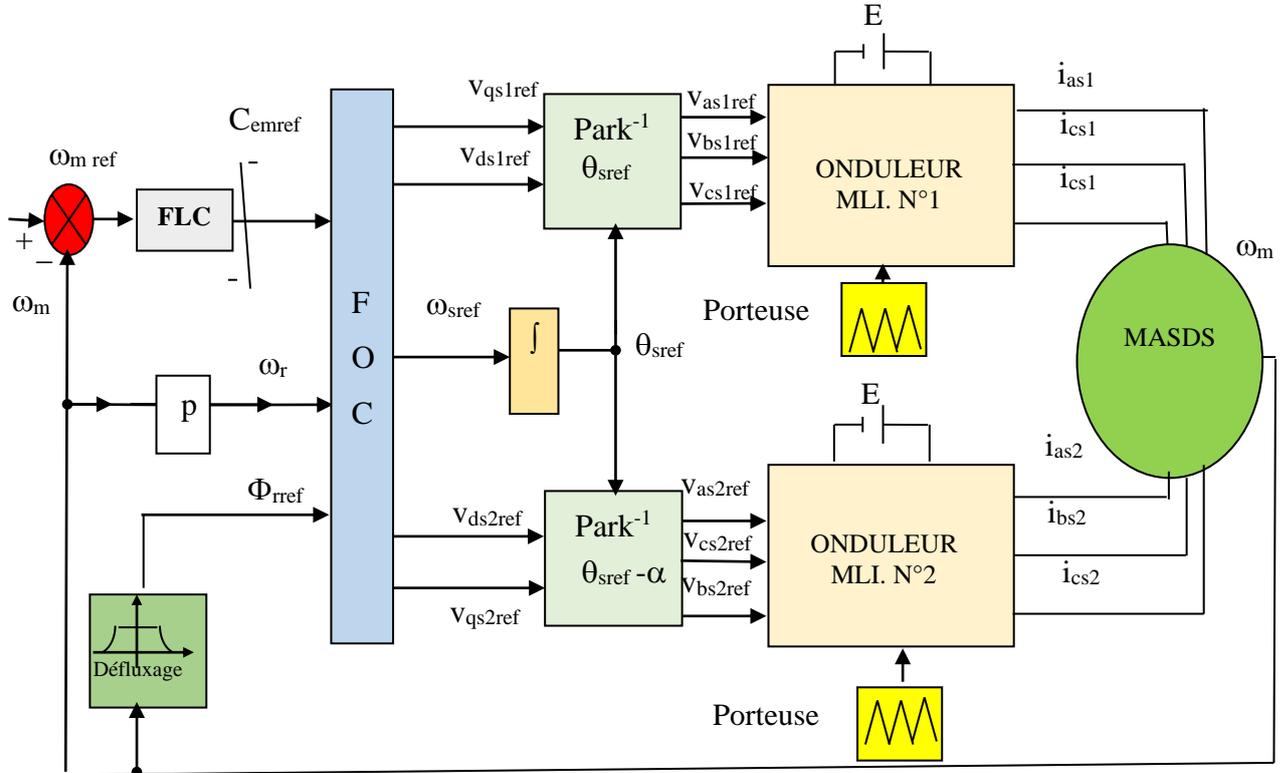


Figure (IV.10) : Schéma bloc de régulation floue à gain fixe de la vitesse par la méthode indirecte [15].

Les résultats de simulation obtenus sont présentés par les figures suivantes :

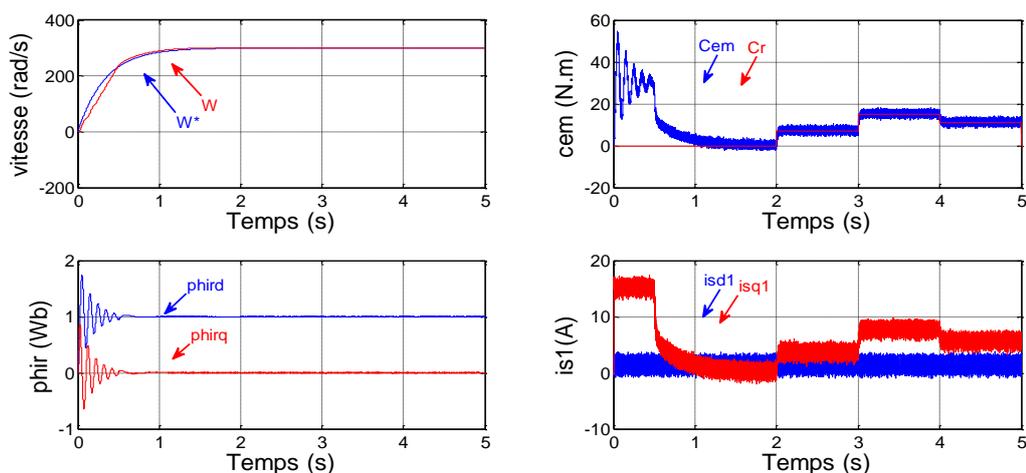


Figure (IV.11) : Réglage floue de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge Cr sous forme de créneaux [+0, +7, +15, +11] N.m dans les intervalles de temps respectifs [0, 2],[2, 3],[3, 4] , [4, 5] secondes

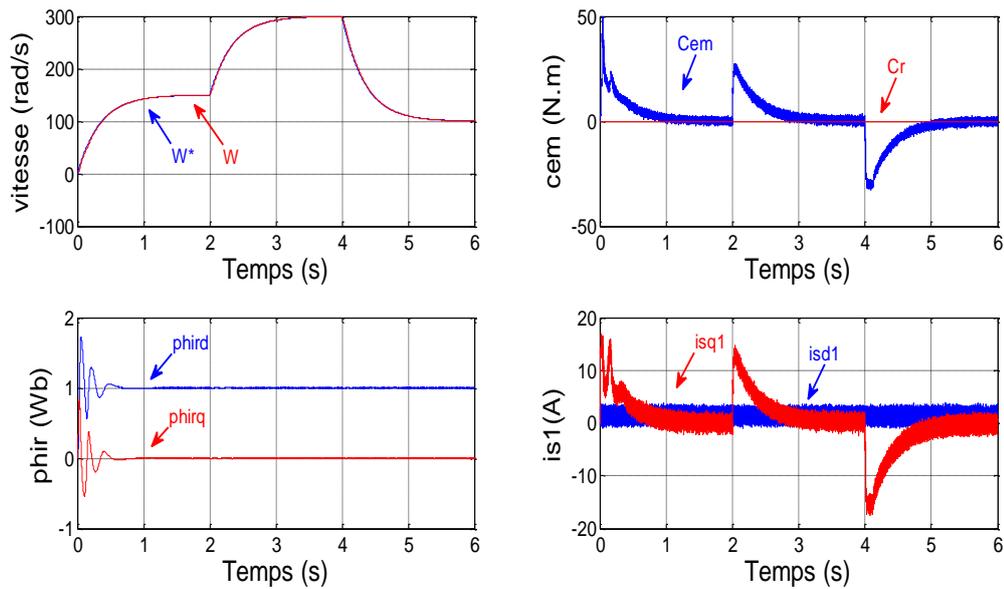


Figure (IV.12) : Réglage flou de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une vitesse de variable sous forme de créneaux [+150, +300, +100] rad/s .m dans les intervalles de temps respectifs [0, 2],[2, 4],[4, 6] , secondes

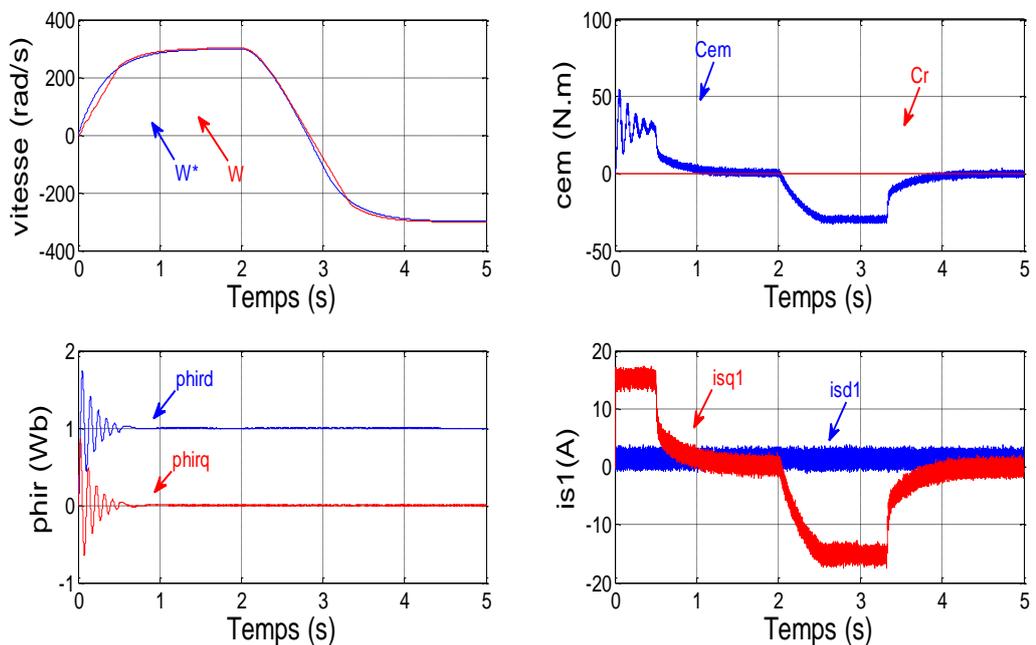


Figure (IV.13) : Réglage flou de la vitesse par la méthode indirecte avec inversion du sens de rotation à l'instant $t=2s$.

IV.5.3 Interprétations des résultats :

Les résultats de simulation ont été effectués pour trois tests,

1- l'application d'un couple de variable de charge $[+0, +7, +15, +11]$ N.m dans les intervalles de temps respectifs $[0, 2], [2, 3], [3, 4], [4, 5]$ secondes ,

2- l'inversion du sens de rotation de $(300 \text{ à } -300)$ tr/mn à l'instant $t=2\text{s}$, et l'application d'un variation de vitesse de variable sous forme de créneaux $[+150, +300, +100]$ rad/s .m dans les intervalles de temps respectifs $[0, 2], [2, 4], [4, 6]$, secondes

3- Le Variation de vitesse suivent leurs consignes avec une légère perturbation,

On constate que : la vitesse atteint sa valeur de référence au bout de (0.55s) sans dépassement, le couple électromécanique compense le couple de charge et présente au démarrage une valeur égale à (70N.m) .

L'inversion de vitesse est effectuée au bout de (0.96s) sans dépassement et conduite à un couple négatif (40N.m) .

Le flux rotorique direct suit la valeur imposée (1Wb) et la composante en quadrature est nulle.

Le courant statoriques i_{s1} a une allure sinusoïdale.

IV.6 Tests de robustesse :

Les résultats sont présentés sur la figure suivante :

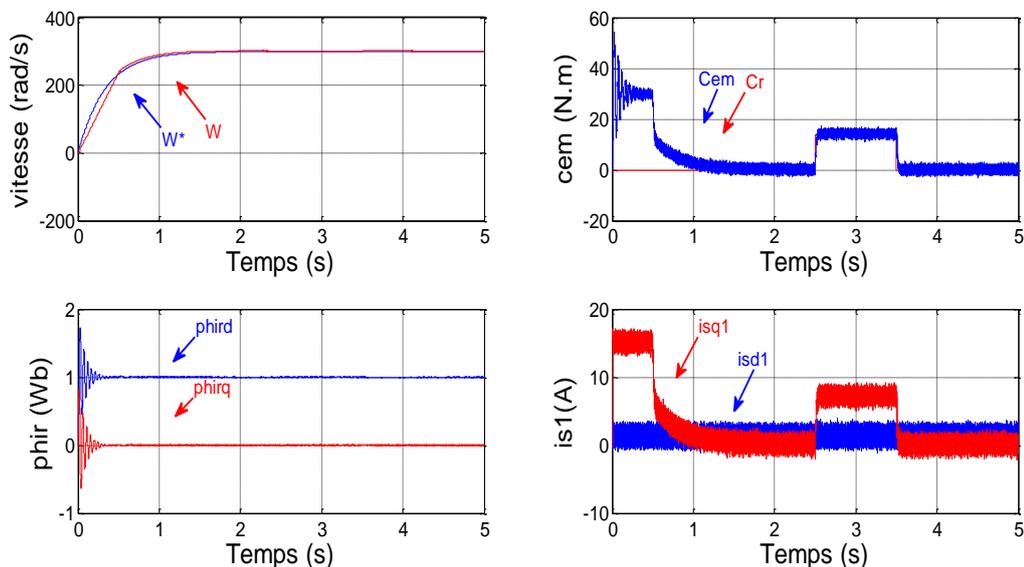


Figure (IV.14) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique ($R=2R_n$ à partir de $t=1\text{s}$).

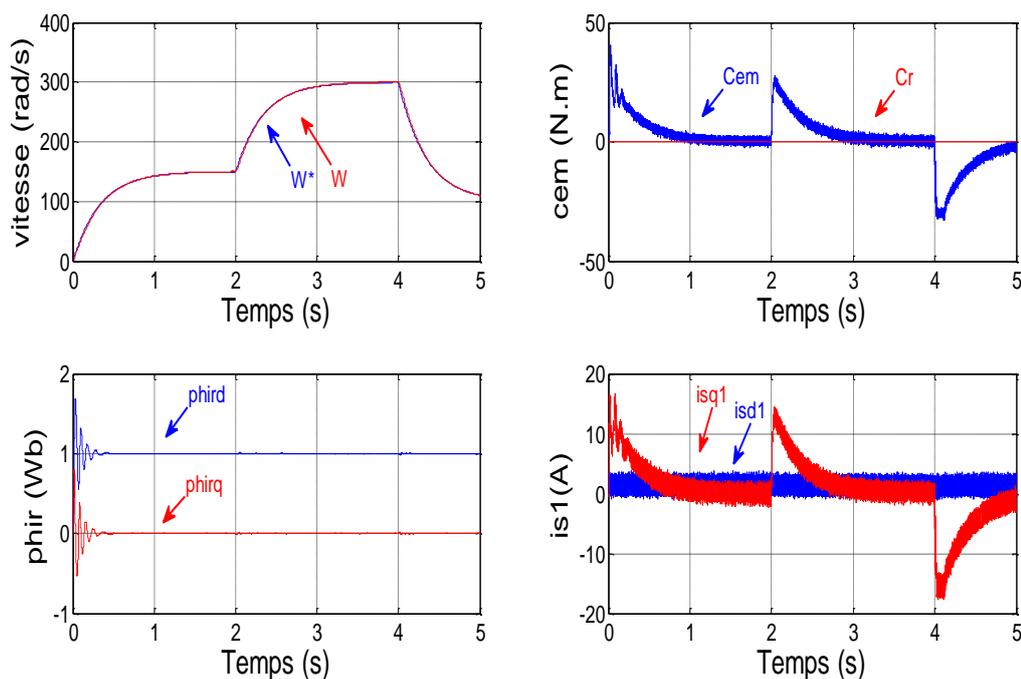


Figure (IV.15) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation d'une vitesse variable sous forme de créneaux [+150, +300, +100] rad/s dans les intervalles de temps respectifs [0, 2], [2, 4], [4, 6] secondes.

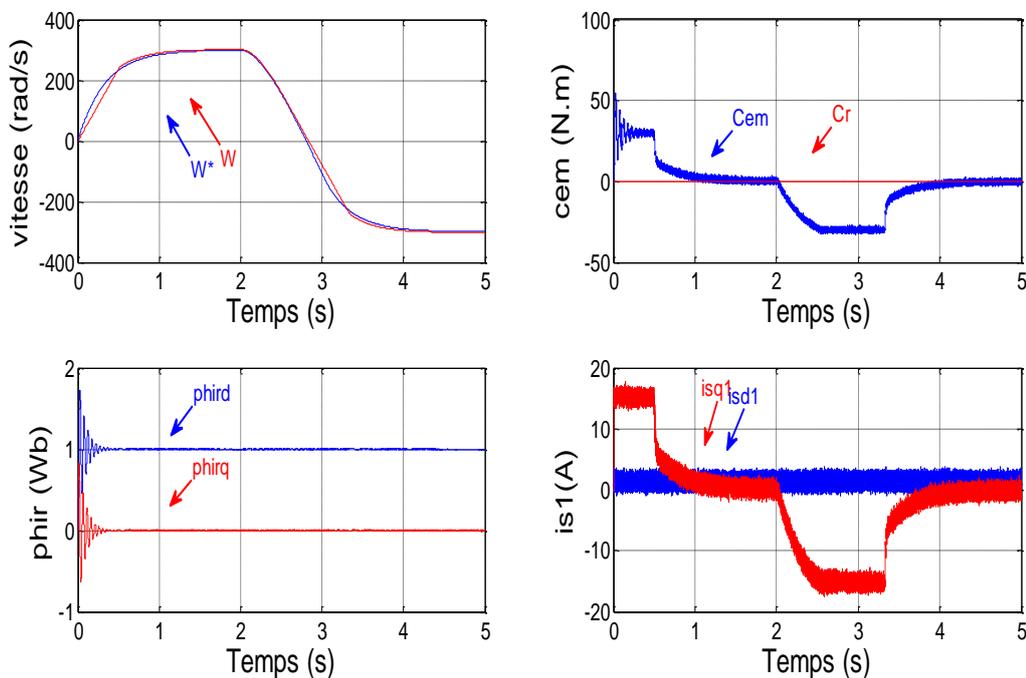


Figure (IV.16) : Comportement de la MASDE vis-à-vis d'inversion du sens de rotation à l'instant $t=2$ s.

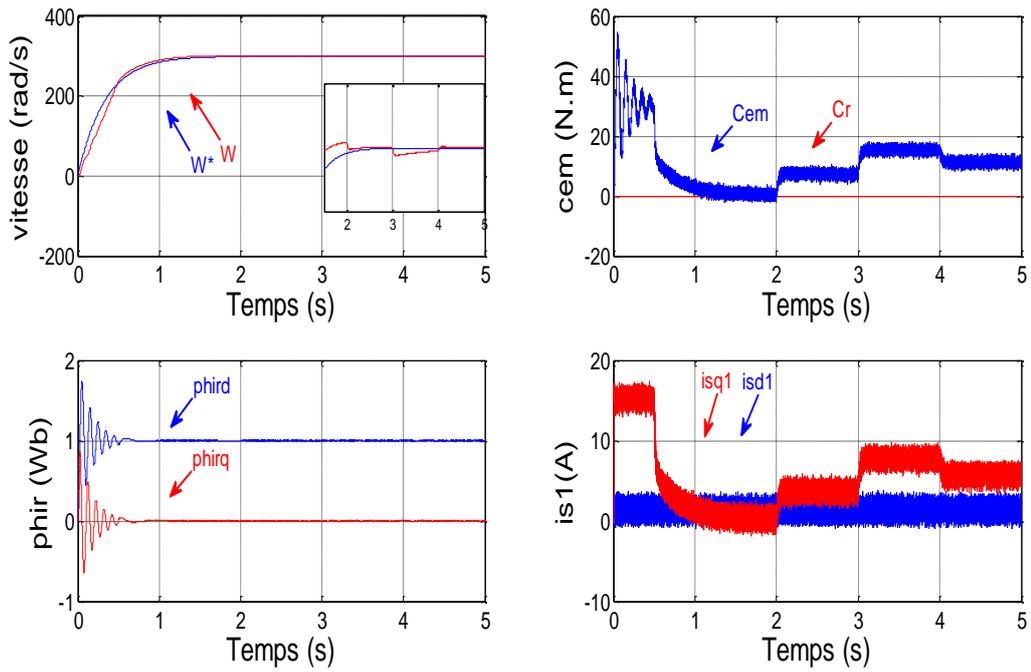


Figure (IV.17) : Comportement de la MASDE vis-à-vis de variation d'une charge C_r sous forme de créneaux [+0, +7, +15, +11] N.m dans les intervalles de temps respectifs [0, 2], [2, 3],[3, 4] , [4, 5] secondes.

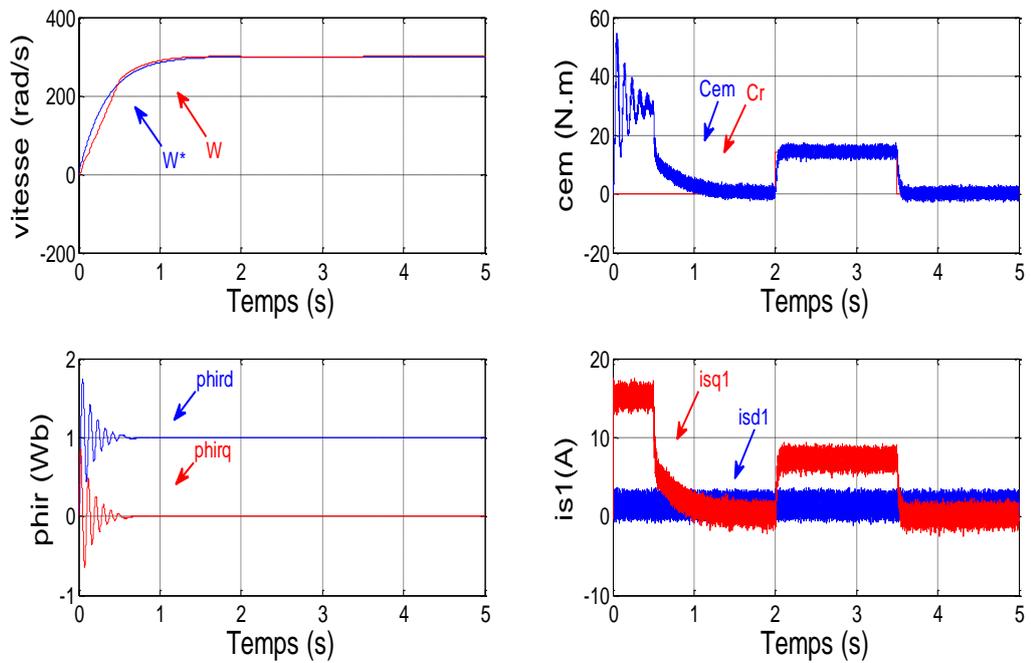


Figure (IV.18) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment ($J=2J_n$ à partir $t=1.5s$).

IV.6.1 Interprétations des résultats :

Les figures (IV.14 et IV.18) montrent respectivement le comportement de la MASDS lorsque R_r est augmenté 100% de sa valeur nominale et lorsque J est augmenté 100 % de sa valeur nominale. Les résultats de simulation montrent l'insensibilité de la commande par logique floue au variation de R_r , seule la variation du moment d'inertie donne une augmentation du temps d'inversion de la vitesse mais sans dépassement.

IV.7 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons effectué l'application du régulateur flou au réglage de vitesse de la MASDS. Nous avons présenté deux types de régulateurs flous l'un est à gain fixe et l'autre basé sur l'adaptation floue du gain de la commande.

On peut conclure que le régulateur flou possède de très bonnes performances dynamiques. Il permet d'avoir des réponses sans dépassement avec réduction du temps de montée ainsi que le temps d'inversion du sens de rotation. En outre, il est robuste vis-à-vis la variation de la résistance rotorique ceci revient au fait que la synthèse du régulateur flou ne se repose pas sur le modèle de la machine.

conclusion générale

The image features the text "conclusion générale" in a bold, italicized, sans-serif font. The letters are a vibrant yellow color. Below the main text, there is a shadow effect consisting of multiple, slightly offset and semi-transparent copies of the text, creating a sense of depth and movement. The shadow is cast downwards and slightly to the right, giving the impression that the text is floating or has just been dropped.

Conclusion generale :

Ce mémoire a été consacré à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone à double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension à MLI avec un réglage robuste de la vitesse.

Nous avons commencé tout d'abord par l'étude et la modélisation de la MASDE alimentée directement par le réseau électrique et associée par la suite à deux onduleurs triphasés à deux niveaux commandés par la technique de la Modulation de Largeur d'Impulsion MLI.

Les résultats obtenus montrent le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Ceci nous a conduit à introduire une commande découplante. Il s'agit de la commande par orientation du flux rotorique. Deux méthodes directe et indirecte sont appliquées pour la commande en vitesse à l'aide des régulateurs classiques de type PI.

Les résultats de simulation montrent les bonnes performances dynamiques des régulateurs classiques PI. Néanmoins, ils sont sensibles aux variations paramétriques.

Une autre technique de réglage basée sur la logique floue a été proposée, cette dernière possède de très bonnes performances dynamiques par rapport au régulateur PI classique, en outre, il est robuste vis-à-vis les variations paramétriques de la machine, ceci revient au fait que la synthèse d'un régulateur flou ne se repose pas sur du modèle du système à commander.

Pour prouver d'avantages les qualités de la régulation floue, nous avons procédé à des tests de robustesse vis-à-vis les variations du moment d'inertie et de la résistance rotorique, vis-à-vis la variation de la charge et de la vitesse. Ces tests montrent que les performances d'un régulateur flou dépassent largement celles d'un régulateur classique pris dans les mêmes conditions.

Le réglage par la logique floue fournit des performances élevées, mais il présente également des inconvénients.

L'inconvénient des systèmes flous réside dans l'absence des méthodes pour la transformation de la connaissance ou de l'expérience humaine vers la base des règles linguistiques d'un système flou. Il n'y a pas de procédure générale pour choisir un nombre

optimal de règles, de plus lorsqu'un expert humain est disponible sa connaissance est plutôt incomplète que systématique.

En perspective, ce mémoire ouvre des axes de travail pour améliorer la commande la machine asynchrone à double stator. En locurence, la réalisation pratique du travail que nous avons proposé et l'application des techniques de réglage de l'automatique moderne à savoir la commande non linéaire, la fusion des réseaux de neurones avec les techniques flous, la commande par mode glissant, la commande adaptative floue.

bibliographie

The word 'bibliographie' is written in a bold, italicized, sans-serif font. The letters are a vibrant yellow with a brown outline. The text is set against a white background and casts a soft, brown shadow directly beneath it, giving it a three-dimensional appearance.

Bibliographie

Bibliographie

- [1]. D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug, Study and simulation of space vector PWM control of Double-Star Induction Motors, IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, pp 42-47. 2000.
- [2]. B.hemici & M.O.Mahmoudi, Méthodologie de Commande de la Machine Asynchrone Incluant la Logique Floue , mémoire d'ingénieur, ENP, 1997.
- [3]. A. Kalantari, M. Mirsalim, H. Rastegar, Adjustable speed drive based on fuzzy logic for a dual three-phase induction machine, Electrimacs, 2002, pp 18-21.
- [4]. Beriber Dalila, Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC, Thèse de magistère, ENP, 2004.
- [5]. F. ZEBIRI OUAD; H. MEHAMELLE, Détection et localisation des défauts de la Machine Asynchrone à Double Stator, application de la technique d'intelligence artificielle, Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2006.
- [6]. H. HAMMACHE, Etude et réalisation d'une machine asynchrone double étoile: conception, alimentation et commande, Mémoire de Magister de l'Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Algérie, Janvier 2007.
- [7]. P. VIDAL, Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2004.
- [8]. R. ABDESSEMED, M. KADJOU DJ, Modélisation des machines électriques, Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [9]. E. MERABET, Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Juin 2008.
- [10]. S. BENRABIA, A. BENDIB, Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commande par onduleur multiniveaux, Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2005.
- [11]. E. MERABET, Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Juin 2008.
-
-

Bibliographie

- [12]. K. DAHMANE, Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Alimentée par Convertisseurs Matriciels, mémoire de magister de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, novembre 2000.
- [13]. D.ABDESSEMED, Etude Expérimentale de l'influence des Stratégies MLI sur la Commande de la Machine à Induction, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Juillet 2009.
- [14]. E.MERABET, A.BELAYALI, Commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator, Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2005.
- [15]. R. Sadouni, A. Meroufel, Indirect Rotor Field Oriented Control (IRFOC) of a Dual Star Induction Machine (DSIM) Using a Fuzzy controller, Acta Polytechnica Hungarica, 2012.
- [16]. R.BELHADEF, B.BOUTAYA, Commande Vectorielle et par logique Floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur, mémoire d'ingénieur de l'école militaire polytechnique d'Alger, Algérie, Juin 2008.
- [17]. A.GAID, N.HAOUARI, Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone, Mémoire d'ingénieur de l'Université Djilali Liabes de Sidi Bel Abbes, Algérie, Juin 2007.
- [18]. G.SEGUIER, Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V1: la Conversion Alternative-Continue. Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1984.
- [19]. M. GHEZAL, S. BRIHMAT, Modélisation et Commande d'un Onduleur Triphasé à Deux Niveaux, Mémoire de Licence de l'université de Ghardaia, 2015.
- [20]. M. YOUSFI, Z. BOUHENAF, Commande Directe du Couple de la machine synchrone double étoile alimentée par deux types d'onduleurs, Mémoire d'ingénieur de l'Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Algérie, Juin 2007.
- [21]. M. BENAYAD, M. ZEMMOURI, Commande d'un onduleur de tension hexaphasé par MLI vectorielle application à la MASDE, Mémoire d'ingénieur de l'Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Algérie, Juin 2008. Bibliographie
-
-

Bibliographie

- [22]. H. AMIMEUR, Contribution à la commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, mai 2008.
- [23]. A.IGOUDJIL, Y.BOUDJEMA, Etude du changeur de fréquence à cinq niveaux à cellules imbriquées. Application à la conduite de la machine asynchrone, Mémoire d'ingénieur de l'université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, Alger, Algérie, Juin 2006.
- [24]. Yayuan Fu, Commande découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées. Thèse de doctorat, Université montpellier II, 1991.
- [25]. L.HOCINE, N.GASMI, Etude et Commande de la Machine Asynchrone Monophasée en Régime Linéaire et Saturé, Mémoire d'ingénieur de l'université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, Alger, Algérie, Juin 2005.
- [26]. Jelena godejevac, Idées nettes sur la logique floue, Presses polytechniques et universitaires romandes.
- [27]. M. ENGEL, Introduction à la logique floue, cours DESS–AII.
- [28]. M.C.MADAOU, Commande floue et neuro-floue d'un convertisseur direct AC/AC monophasé à structure minimale. Application à l'alimentation d'une machine asynchrone monophasée, mémoire de magister de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, février 2007.
- [29]. Z.L.BOUDJEMAA, Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI-flou, mémoire de magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technologique (ENSET) d'Oran, Algérie, 2009.
- [30]. T.M. Guerra, L. Vermeiren, proposition de lois de commande pour la stabilisation des modèles flous, LFA, Lyon Cépaduès-Editions, 1997.
-
-

Annexes

Paramètres de la machine asynchrone à double stator

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