



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



UNIVERSITÉ HADJ LAHKDAR BATNA

Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electronique

THESE

En vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Filière : Electronique

Option : Contrôle

Présentée par :

AISSI SALIM

Ingénieur d'état en Electronique, Magister en Electronique

THEME

CONTRIBUTION AU CONTROLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTEE

Thèse Soutenue le : 12/07/2010

Devant le jury composé de :

Jury	Grade	Affiliation	QUALITE
M. BOULEMDEN	Professeur	U. Batna	Président
R. ABDESSEMED	Professeur	U. Batna	Rapporteur
L. SAIDI	Maître de Conférences	U. Batna	Co-Rapporteur
K. SRAIRI	Professeur	U. BISKRA	Examineur
A. MESSAI	Maître de Conférences	U. Constantine	Examineur
M. HARKAT	Maître de Conférences	U. Annaba	Examineur

ANNEE UNIVERSITAIRE 2009/2010

REMERCIEMENTS

Ce document présente l'ensemble des travaux effectués durant ma thèse de doctorat au sein du laboratoire de recherche LEB Batna. Cette thèse est une contribution au control de la Machine Asynchrone Double Alimentée MADA.

A ce titre, je tiens à remercier mes Encadreurs, MONSIEUR RACHID ABDESSAMED, Professeur à l'Université de Batna et directeur du laboratoire LEB, pour avoir accepté la tâche de rapporteur de cette thèse et pour le jugement scientifique qu'il a bien voulu y porter pour terminer ce travail. MONSIEUR LAMIR SAIDI, Maître de Conférences à l'Université de BATNA pour ses qualités humaines. Qu'ils trouvent ici l'expression de toute ma gratitude et reconnaissance pour les conseils et jugements scientifique avisés et l'encouragement constant qu'ils n'ont cessé de me prodiguer tout au long de ce travail.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à MONSIEUR MOHAMMED BOULEMDEN, Professeur à l'université de Batna, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant la présidence du jury de cette thèse.

Mes vifs remerciements vont aussi à MONSIEUR KAMEL SRAÏRI, Professeur à l'université de Biskra. Je suis très honoré de sa présence dans le jury de cette thèse.

J'exprime ma grande gratitude à MONSIEUR HARKAT MOHAMED FOUZI, Maître de Conférences à l'Université de ANNABA, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail en acceptant de participer à ce jury.

J'adresse, également, mes remerciements à tous mes professeurs qui ont contribué à notre instruction ainsi que le staff de l'institut d'électronique à l'université de Batna, spécialement le chef de département MONSIEUR DIBI, Maître de Conférences à l'Université de BATNA

Je ne saurais terminer sans remercier chaleureusement tous mes amis et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce Modest travail :

A la mémoire de mon Cher Père.

A ma Chère Mère.

A ma Chère Femme.

A mes Chers Enfants : Youcef, Taha, Yacine.

A Mon Cher Frère Nabil et mes Sœurs.

A mes neveux et mes nièces.

LA TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE 1 : MODELISATION DE LA MADA

I.1 INTRODUCTION	5
I.2 TOPOLOGIE DE LA MADA	5
I.2.1 Fonctionnement en alternateur	6
I.2.2 Fonctionnement en moteur avec un convertisseur.....	6
I.2.3 Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs	7
I.3 MODELISATION DE LA MADA.....	7
I.3.1 Modèle triphasé de la MADA.....	8
I.3.2 Transformation de Park	10
I.3.3 Choix du référentiel	11
I.4 Modèle de la MADA à deux axes.....	13
I.4.1 MISE EN EQUATION D'ETAT DU MODELE DE LA MADA	15
I.4.2 Equation de mouvement de la MADA	18
I.4.3 Expressions de la puissance et du couple électromagnétiques.....	19
I.5 SIMULATION NUMERIQUE DE LA STRUCTURE ETUDIEE	19
I.6 CONCLUSION.....	23

CHAPITRE 2 : COMMANDE PASSIVE DE LA MADA

II.1 INTRODUCTION	25
II.2 PRINCIPE DE LA PASSIVITE	26
II.3 EQUATIONS D'EULER-LAGRANGE D'UN SYSTEME	26
II.4 REPRESENTATION LAGRANGIENNE DE LA MADA	28
II.4.1 Passivité de la MADA	31
II.4 .2 Décomposition du système.....	32
II.4.3 Factorisation des forces	33
II.5 ETAPES GENERALES D'ELABORATION D'UN CONTROLEUR PBC.....	35
II.6 APPLICATION DE LA COMMANDE PBC A LA MADA.....	36
II.6.1 STRATEGIES PBC PROPOSEE A LA COMMANDE DE LA MADA	46
K3 est choisi tel que $(K3 \ll R_r) > 0$	46
K2 est choisi tel que $(K2 \ll R_s) > 0$	46
II.6 .2 Asservissement de vitesse	47
Utilisation de la PBC.....	47
Commande par régulateur PID	48
II.7 RESULTATS DE SIMULATION	48
II.8 CONCLUSION	52

CHAPITRE 3 : CONCEPTION D'UN REGULATEUR FLOU POUR LA COMMANDE PASSIVE

III.1 INTRODUCTION.....	53
III.2 PRINCIPES DE BASE DE LA LOGIQUE FLOUE.....	53
III.2.1 Explications des Ensembles flous	54
III.2.2 Variable linguistique	55
III.2.3 Fonctions d'appartenance	55
III.2.4. Correspondance Ensembles Classiques-Ensembles Floues	56
III.3 Propositions floues.....	57
III.3.1 Propositions floues élémentaires.....	57
III.3.2. Propositions floues générales.....	57
III.3.3. RAISONNEMENT EN LOGIQUE FLOUE	57
III.4 Implication floue.....	57
III.4.1 Inférence floue	58
III.4.2 Matrice d'inférence.....	58
III.4.2. Agrégation des règles.....	59
III.5. Concept d'un contrôleur flou.....	60
III.6 Conception d'un Régulateur flou de Vitesse pour la MADA.....	63
III.6.1 Choix des entrées et sorties	63
III.6.2 Régulateur de vitesse	64
III.6.3 fonctions d'appartenance du contrôleur (CFV)	65
III.6.4 analyse temporelle du contrôleur flou pour vitesse(CFV).....	67
III.7. ASSOCIATION DE LA COMMANDE FLOUE ET DE LA PBC POUR LA MADA.....	71
III.7.1 Elaboration d'un couple électromagnétique flou.....	71
III.7.1.1 RESULTATS DE SIMULATION.....	72
III.7.2 Régulateur flou du retour de sortie dynamique K_2	75
III.7.2.1 RESULTATS DE SIMULATION.....	76
III.8 CONCLUSION.....	85

CHAPITRE 4 : COMPARAISON DE LA COMMANDE PASSIVE AVEC D'AUTRES COMMANDES

IV.1 Introduction.....	87
IV.2 COMPARAISON AVEC LA COMMANDE ADAPTATIVE UTILISANT UN REGULATEUR FLOUE	87
IV.3 COMPARAISON DE LA COMMANDE PASSIVE AVEC LA COMMANDE RST.....	88
IV.4 CONCLUSION	91
V. CONCLUSION GENERALE	96
BIBLIOGRAPHIE	98

Annexe A

A.1 TRANSFORMATION DE PARK D'UN SYSTEME TRIPHASE EN UN SYSTEME BIPHASE EQUIVALENT...	108
A.2 TRANSFORMATION INITIALE DE PARK	110
A.3 TRANSFORMATION DE PARK MODIFIEE	111

Annexe B

INTRODUCTION GENERALE

La littérature spécialisée propose une multitude de structures de commandes. Chacune d'elles est dépendante des propriétés du système à commander (cas linéaire, cas non linéaire, procédé stable, consigne d'un type donnée, ...etc.) et possède ses inconvénients et ses avantages concernant les performances, coûts de réalisation, ...etc.

Le cahier de charge pour l'élaboration d'une loi de commande d'un procédé physique nécessite la prise en compte de certains paramètres tels que le suivi de la consigne, le rejet de la perturbation, une marge de robustesse vis-à-vis certains paramètres du procédé à piloter.

Le procédé utilisé étudié dans cette thèse est la machine asynchrone double alimentée MADA, ce type de machine occupe un large domaine d'application soit dans les entraînements à vitesse variable, soit dans le domaine des énergies renouvelables (énergie éolienne), elle représente une nouvelle solution dans le domaine des entraînements de forte puissance notamment ceux exigeants un large domaine de fonctionnement étendue à puissance constante.

Par ailleurs la MADA, grâce à sa double alimentation offre plusieurs possibilités de reconfiguration du mode de fonctionnement, elle présente de bonnes performances soit en fonctionnement survitesse (jusqu'à deux fois la vitesse nominale), soit en fonctionnement à basse vitesse sans capteur de vitesse. Les convertisseurs utilisés pour alimenter la MADA sont des cyclo-convertisseurs ou des onduleurs.

Plusieurs travaux et recherches ont été présentés pour la commande de la machine MADA présentés sous forme d'étude d'état de l'art (comme [SKK-06] et autres) soit en mode moteur ou en mode génératrice nous citons quelques-unes.

[Bro-89] [Bro-92], étudie à son tour une MADA alimentée par deux cyclo convertisseurs, avec un fonctionnement en mode hyper et hypo synchrone couvrant les quatre quadrants. Les objectifs de sa commande vectorielle consistent à minimiser les harmoniques indésirables du couple électromagnétique en agissant sur la fréquence du stator. Il assure un champ tournant vers la vitesse du synchronisme tout en contrôlant les phases des tensions statorique et rotorique.

[Lec-91], les travaux de D. Lecoq. Parmi les célèbres travaux de recherches sur la MADA, il commande une machine alimentée par deux cyclo-convertisseurs en orientant le flux statorique vers un seul axe. Il donne des résultats expérimentaux sur une application de métallurgie, en commandant le facteur de puissance du stator, le flux statorique. Les principaux résultats affirment et concluent à la faisabilité de telle configuration où les performances dynamiques de la MADA, sont semblables à celles de la machine à cage. Pour lui indique que la MADA représente une nouvelle

solution dans le domaine des entraînements a grande puissance spécialement ceux exigeants une large plage ou domaine de fonctionnement à puissance constante.

[Tou-92] Cette étude traite la stabilité d'une machine MADA pour les installations éoliennes, et comme le modèle mathématique de la MADA est non linéaire, l'auteur applique la méthode des petites variations pour sa linéarisation. L'influence du rapport tensions statoriques / rotoriques et de l'inertie mécanique du rotor sont étudiés en employant le critère de Routh et ses variations.

[PER-99] présente une MADA en mode génératrice dont les enroulements statoriques sont alimentées par le réseau, les enroulements rotorique sont connectées à un convertisseur de type continu alternatif "onduleur" de tension. Dans ce travail les puissances active et réactive statoriques sont régulées asymptotiquement à travers des courants statoriques magnétisant et actif. Sous conditions que la vitesse soit très proche de la vitesse de synchronisme et les termes résistives non négligeable, il démontre a travers des tests de simulations et expérimentaux que : le système est robuste ainsi que, il est recommandé à la génération d'énergie mieux que pour la traction.

[POD-00] il propose un système d'alimentation par des onduleurs indépendants connectés au stator et au rotor. Pour un fonctionnement moteur cette étude propose de contrôler deux courants statoriques avec la méthode du champ orienté, en contre partie une loi statique V/f est implantée au rotor permettant ainsi de contrôler le flux et la pulsation rotorique. L'auteur propose une nouvelle loi de fréquence permettant une indépendance de la réponse du système vis à vis les changements paramétriques.

[GHO-01] [GHO-02], L'auteur refait la même disposition de la MADA déjà évoquée par D. Lecoq, via une proposition d'un algorithme considéré optimisé. Il offre une commande basée sur un seul régulateur analogue pour les quatre courants de la machine. Durant son travail, il s'est basé sur une répartition adéquate de la puissance active entre le stator et le rotor afin d'avoir un bon dimensionnement des convertisseurs du stator et du rotor.

[POI-03], fait l'étude d'une MADA en vue de l'appliquer à des systèmes générateurs de type éolien. Le stator est connecté directement sur le réseau triphasé cependant que le rotor est associé a un convertisseur de type onduleur. L'auteur propose d'utiliser un référentiel tournant lié au repère fixe statorique pour l'élaboration de la commande vectorielle. Une comparaison est faite entre un correcteur de type PI classique et un correcteur de type RST dans cette commande. Les variables essentielles du système a contrôlé flux statorique et couple électromagnétique, sont l'objet de l'élaboration et la mise en œuvre de ces correcteurs. Les tests de simulations effectuées sont basés sur des critères recherchant la puissance active optimale et assurant l'adaptation face à une variation

de vitesse brutale, la robustesse face aux variations des paramètres électriques. Les comparaisons et l'analyse des réponses temporelles des deux régulateurs sont conduisent à des résultats équivalents, sauf que le régulateur RST apporte des meilleurs résultats en terme de robustesse vis à vis des variations paramétriques physiques de la MADA.

[CHI-04] : utilise une MADA fonctionne en génératrice non autonome, alimentée par un convertisseur statique au rotor qui permet de maintenir la fréquence du stator constante, au moment de la variation de la vitesse mécanique. Utilisant la commande vectorielle de la MADA avec des régulateurs type PID et des régulateurs de type floue. Les simulations effectuées donnent des résultats avec des régulateurs flous plus satisfaisants.

[GHO-04], étudie l'évaluation de la résistance de l'enroulement statorique d'une MADA pilotée par deux onduleurs. Son but est d'améliorer les résultats du fonctionnement (sans l'utilisation d'un capteur de vitesse mécanique et de position du rotor) de la MADA vis-à-vis des changements paramétriques et physiques de la machine. L'algorithme de l'estimation de la résistance rotorique est effectué à partir d'un modèle de référence et d'un modèle adaptatif (MRAC) utilisant les composantes du flux statoriques. Les résultats de simulation présentés montrent les performances de la méthode choisie face à une résistance statorique variable.

Il conclut par des résultats expérimentaux, que pour des vitesses de rotation de la machine valant le double de la vitesse nominale nous pouvons atteindre un double de la puissance nominale du moteur.

[VID-04], reprend dans ses travaux la loi de répartition de puissance ainsi que la structure du contrôle vectoriel présenté par [Lec-91]. Il présente une commande de la MADA en mode glissant qui est de type non linéaire. Vue les paramètres non linéaires présent en considération dans cette technique des bons résultats sont obtenus par rapport à ceux de la commande linéaire.

[NEM-04], a proposé une commande vectorielle de la MADA par orientation du flux statorique associée avec une régulation floue adaptative de type Takagi-Sugeno . Cette technique offre un temps de réponse rapide mais moins efficace en termes de dynamique de rejet des perturbations.

[DIT-05] Dans son travail, il propose d'améliorer la qualité des signaux courants délivrés par la MADA, dédiée à une application du type éolien (génératrice GADA) en compensant leurs harmoniques dérivées. Cela conduit également à l'amélioration de la qualité de la puissance totale.

Les essais des travaux présentés ici et de types expérimentaux, ils sont menées sur une machine de 4 kW avec et sans compensation des harmoniques. Les formes d'ondes et l'analyses spectrales des courants délivrés montrent l'amélioration et l'efficacité de la méthode proposée dans cette contribution.

[AKK-08], a étudié la commande de la MADA en utilisant la structure généralisée RST. Les résultats présentés en simulation semblent satisfaisantes en assurant les contrôles de la vitesse et du couple électromagnétique.

Notre travail s'inscrit dans le cadre de la commande de la machine MADA sans observateur. La démarche adoptée repose sur la technique de passivité. Cette dernière est établie initialement par [ORT-91], [ORT-93], [ORT-96], présentée par plusieurs travaux de R. Ortega, la passivité repose sur la reconduction de l'énergie totale du système vers une énergie désirée en injectant une énergie additive via un retour non linéaire et variable dans le temps. Cette technique permet l'amélioration des régimes transitoires de démarrage et la robustesse de la structure vis-à-vis les changements des paramètres physiques de la MADA.

L'objectif assigné à cette thèse est de reprendre la technique de la passivité et de l'adapter à la MADA en améliorant ses performances par l'incorporation des contrôleurs auxiliaires (régulateur flou, retour de sortie floue), et enfin les comparés à d'autres techniques comme la : commande vectorielle ordinaire, commande RST, réglage flou, Régulateurs PID à structure variable.

Outre l'introduction et la conclusion générale cette thèse est organisée en quatre chapitres :

Le premier chapitre concerne la modélisation de MADA. Les différentes équations régissant son fonctionnement sont explicitées.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation du principe de la passivité, toutes les étapes du formalisme Lagrange Euler sont détaillées. Le contrôleur passif est alors synthétisé et simulé.

En vue d'améliorer les performances de la structure établie précédemment, le chapitre suivant est dédié à l'introduction des deux parties floues pour assister le contrôleur passif. La première concerne le retour de sortie dynamique et la seconde est liée au contrôle de la vitesse rotorique

Le dernier chapitre traite de la comparaison de la structure ainsi réalisée avec d'autres structures de commandes notamment celle basée sur un régulateur RST et celle utilisant une régulation floue adaptative.

CHAPITRE 1 : MODELISATION DE LA MADA

I.1 Introduction

Un intérêt de plus en plus croissant est accordé à la machine asynchrone à double alimentation. Cet intérêt est dû aux degrés de liberté qu'elle offre du fait de l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté du stator que du côté du rotor. On peut dire que c'est une sérieuse concurrente à plusieurs machines électriques, particulièrement la machine asynchrone à cage classique. Cette dernière possède des qualités de robustesse, de coût et de simplicité ; cependant, l'insertion d'un convertisseur entre le réseau et son stator pour contrôler et transiter la totalité de la puissance générée par la machine à cage introduit un encombrement non négligeable et peut être générateur de perturbations harmoniques importantes.

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) est utilisée, soit dans les entraînements à vitesse variable (fonctionnement moteur), soit dans les applications à fréquence constante (fonctionnement générateur).

Afin de comprendre les méthodologies de commandes développées pour la MADA, ce chapitre est dédié à la présentation de la MADA ainsi que ses différentes méthodes de configurations en passant par sa modélisation.

I.2 Topologie de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation possède un stator analogue à celui des machines triphasées à induction (asynchrone à cage ou synchrone) contenant le plus souvent des tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage court-circuitée et coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais constitué de trois bobinages placés en étoile de 120° dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne [POD-00], [POI-03], [CHI-04], [SKK-06] (figure 1-1).

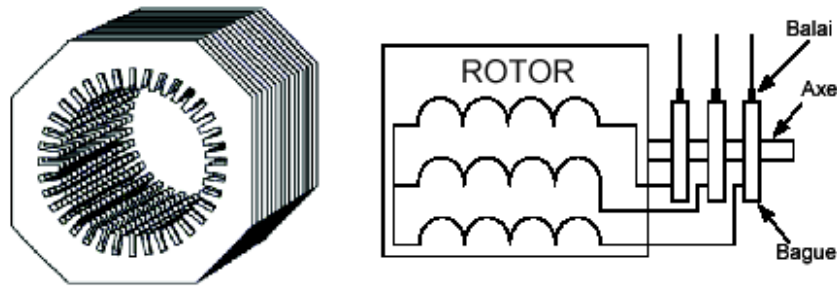


Figure 1.1 : Structure du stator et rotor dans une MADA [CHI-04].

On peut avoir trois types de branchement de la MADA sur le réseau :

1. branchement alternatif,
2. branchement en moteur alimenté par un seul convertisseur,
3. branchement en moteur alimenté par deux convertisseurs.

I.2.1 Fonctionnement en alternateur

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau et le rotor est alors alimenté par un convertisseur comme le montre la figure (1.2). Cette solution permet de fournir une tension et une fréquence fixes même lors d'une fluctuation de la vitesse .

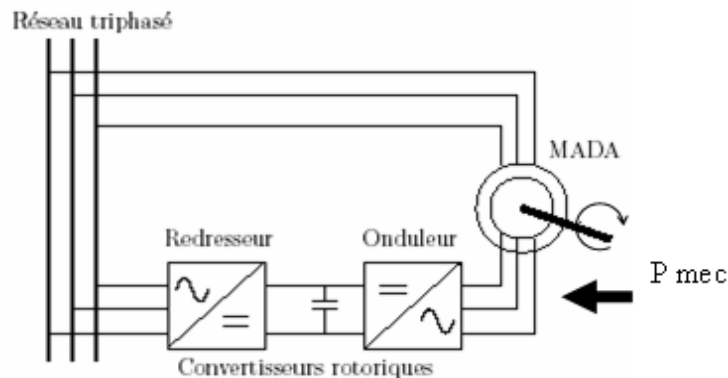


Figure 1.2 : Fonctionnement MADA en alternateur [Vid-04].

I.2.2 Fonctionnement en moteur avec un convertisseur

Dans ce type de fonctionnement (Figure 1.3), le stator est relié au réseau à fréquence et à tension constantes et le rotor est alimenté par un convertisseur qui peut être un onduleur. Cela permet de changer la vitesse en variant la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques, ce qui conduit à un fonctionnement moteur sur une grande plage de variation de la vitesse.

L'utilisation de la MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs, et la consommation de puissance réactive est par conséquent réduite.

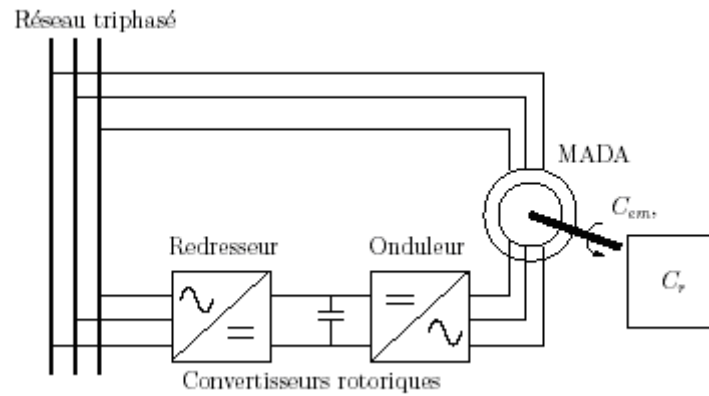


Figure 1.3 : Fonctionnement MADA en moteur avec un seul convertisseur [Vid-04].

I.2.3 Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs

L'introduction de deux convertisseurs, un au rotor et un au stator (Figure 1.4), permet de fonctionner la MADA en mode moteur à vitesse variable avec hautes performances [CHI-04], [Vid04]. Ces deux convertisseurs seront toutefois identiques mais peuvent être de puissances différentes. L'originalité de ce principe est d'optimiser aussi la charge conférée aux deux convertisseurs ; dans ce cas le rapport de transformation de la machine sera de 1 et la machine sera alimentée de façon symétrique permettant ainsi un fonctionnement à couple constant et à puissance constante.

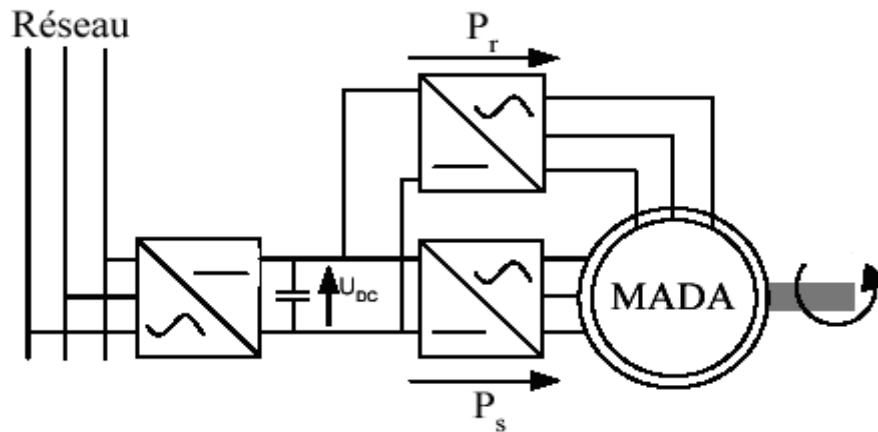


Figure 1.4 : Fonctionnement MADA en moteur avec deux convertisseurs

I.3 Modélisation de la MADA

La machine que nous allons étudier a une mise en équations correspondant à la structure de principe représentée par la figure 1.5 [AIS-02]. Les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé. Les trois enroulements du stator a_s , b_s , et c_s sont représentés schématiquement à côté de leurs axes magnétiques respectifs ; il en est de même pour les

enroulements rotoriques a_r , b_r et c_r . Le symbole θ représente l'angle entre les phases statoriques et rotoriques.

Pour l'étude de la MADA idéalisée, on émet les hypothèses simplificatrices suivantes :

1. Les forces magnétomotrices créées par chaque phase du stator ou du rotor ont une forme sinusoïdale.
2. L'effet de la variation de température sur les résistances statoriques et rotoriques est négligeable.
3. Le circuit magnétique est non saturé. L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
4. On néglige l'effet de peau.

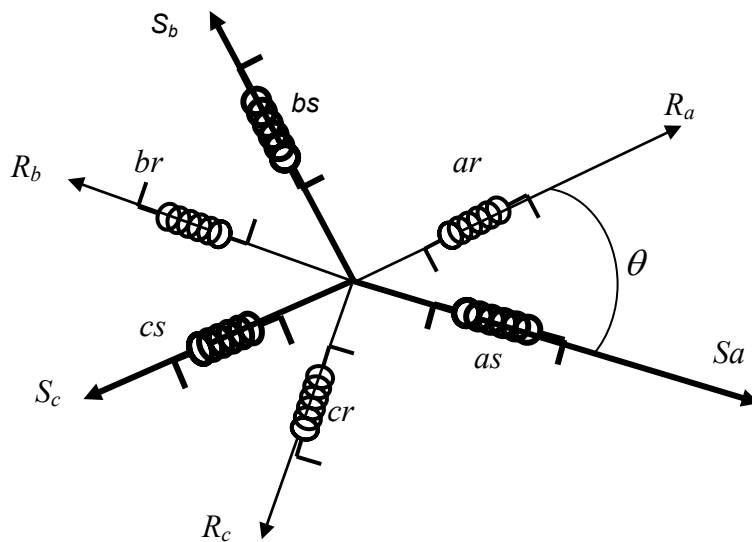


Figure 1.5 : Représentation de la MADA dans le système triphasé.

I.3.1 Modèle triphasé de la MADA

D'après la figure 1.5, on peut écrire les équations suivantes pour le stator [AIS-02] :

$$\begin{aligned}
 V_{as} &= R_s I_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\
 V_{bs} &= R_s I_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\
 V_{cs} &= R_s I_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

Les indices as , bs et cs représentent les phases statoriques.

ϕ_{as} , ϕ_{bs} et ϕ_{cs} : flux traversant les phases statoriques.

R_s désigne la résistance de chaque phase du stator.

$[I_{abc}] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T$: Vecteur des courants statoriques.

$V_S = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$: Vecteur des tensions aux bornes des phases statoriques.

De même pour le rotor, on peut écrire les équations suivantes :

$$\begin{aligned} V_{ar} &= R_r I_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ V_{br} &= R_r I_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ V_{cr} &= R_r I_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{aligned} \quad (1.2)$$

Les indices ar , br , cr représentent les phases rotoriques.

ϕ_{ar} , ϕ_{br} et ϕ_{cr} : flux traversant les phases rotoriques.

R_r désigne la résistance de chaque phase du rotor.

$[I_{ABC}] = [I_{ar} \ I_{br} \ I_{cr}]^T$: vecteur courants rotoriques.

$V_r = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$: vecteur des tensions aux bornes des phases rotoriques.

Par ailleurs, les vecteurs flux peuvent être écrits sous la forme :

$$[\phi_{abc}] = [L_s] [I_{abc}] + [L_{sr}] [I_{ABC}] \quad (1.3)$$

$$[\phi_{ABC}] = [L_r] [I_{ABC}] + [L_{sr}] [I_{abc}] \quad (1.4)$$

où :

$[L_s]$: Matrice des inductances propres des phases du stator.

$[L_r]$: Matrice des inductances propres des phases du rotor.

$[L_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre phases du stator et celles du rotor.

Les vecteurs $[L_s]$, $[L_r]$ et $[L_{sr}]$ s'expriment sous la forme :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$[L_{sr}] = L_{aA} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} = L_{aA} [C] \quad (1.6)$$

avec :

L_{aa} : inductance propre d'une phase du stator.

L_{ab} : inductance mutuelle entre deux phases du stator.

L_{AA} : inductance propre d'une phase du rotor.

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

L_{aA} : le maximum d'inductance mutuelle entre deux phases du stator et du rotor (maximum atteint quand leurs axes coïncident).

En introduisant les équations 1.5 et 1.6 dans 1.3 et 1.4 on obtient :

$$[V_s] = R_s [I_{abc}] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_{abc}] + \frac{d}{dt} ([L_{sr}] [I_{ABC}]) \quad (1.7)$$

$$[V_r] = R_r [I_{ABC}] + [L_r] \frac{d}{dt} [I_{ABC}] + \frac{d}{dt} ([L_{sr}] [I_{abc}]) \quad (1.8)$$

L'angle θ est une donnée géométrique variable puisqu'elle est liée à la rotation du rotor de la machine. Les coefficients des inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques sont donc toujours variables en fonction du temps. Pour obtenir les expressions de la machine en fonction des grandeurs électriques continues et des paramètres physiques, il faut considérer les équations de la machine dans un repère où le rotor devient fixe par rapport au stator ; c'est ce qui est réalisé par la transformation de Park (voir annexe A pour plus de détails).

1.3.2 Transformation de Park

La transformation de Park permet de transformer le modèle triphasé (S, R) de la MADA en un modèle biphasé (μ, ν). Le repère (μ, ν) sera considéré comme nouveau repère.

La transformation de Park explicitée dans l'annexe A permet d'introduire la matrice P_r et son inverse de la manière suivante :

$$P_r^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_a & -\sin \theta_a & 1 \\ \cos(\theta_a - 2\pi/3) & -\sin(\theta_a - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta_a + 2\pi/3) & -\sin(\theta_a + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Le symbole θ_a représente l'angle entre les repères biphasé et triphasé.

$$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = P_r^{-1} \begin{bmatrix} X_\mu \\ X_\nu \\ X_o \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

La grandeur X peut être soit le courant I , soit la tension V ou le flux Φ .

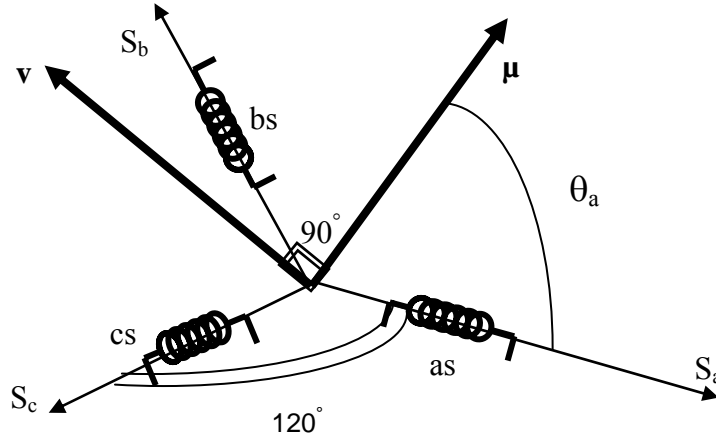


Figure 1.6 : Passage du système triphasé au système biphasé.

L'application de la transformation de Park aux courants permet d'écrire les relations suivantes

:

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = P_r^{-1} \begin{bmatrix} I_\mu \\ I_\nu \\ I_o \end{bmatrix} \quad ; \quad \begin{bmatrix} I_\mu \\ I_\nu \\ I_o \end{bmatrix} = P_r \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

1.3.3 Choix du référentiel

Il existe plusieurs possibilités dans le choix d'un repère (μ, ν) par la transformation de Park. Ce choix dépend des objectifs de l'application.

Soient θ_s et θ_r les angles électriques respectifs entre (S_a, μ) et (R_a, O_μ) avec S_a, R_a représentent les axes statorique et rotoriques de la phase "a" respectivement. Le choix d'un repère est lié aux grandeurs à considérer :

1. axes tournants à la vitesse du rotor ($\theta_r = \theta$) : étude des grandeurs statoriques.
2. axes liés au stator ($\theta_s = 0$) : étude des grandeurs rotoriques, repère α, β
3. axes solidaires du champ tournant : étude de la commande, repère d, q

C'est cette dernière solution qui fait correspondre les grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales du régime permanent. Les conceptions du contrôle vectoriel par orientation du flux sont basées sur ce choix.

On désigne par :

$\omega_s = d\theta_s / dt$ la vitesse angulaire des axes (μ, ν) dans le repère statorique S_{abc} .

$\omega_r = d\theta_r / dt$ la vitesse angulaire des axes (μ, ν) dans le repère rotorique R_{ABC} .

$\omega_s - \omega_r = \omega_m = P\Omega$ la vitesse de rotation.

ω_m est la vitesse angulaire électrique du rotor.

où :

P est le nombre de paires de pôles dans la machine.

Ω est la vitesse de rotation mécanique.

En se servant du Toolbox Simulink de Matlab, on peut passer d'un repère (d, q) vers le repère α, β et vice versa [AIS-02].

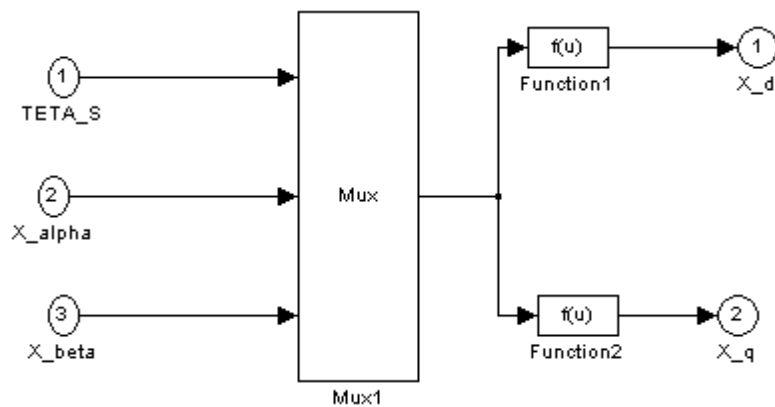


Figure 1.7 : Passage du système α, β au système d, q

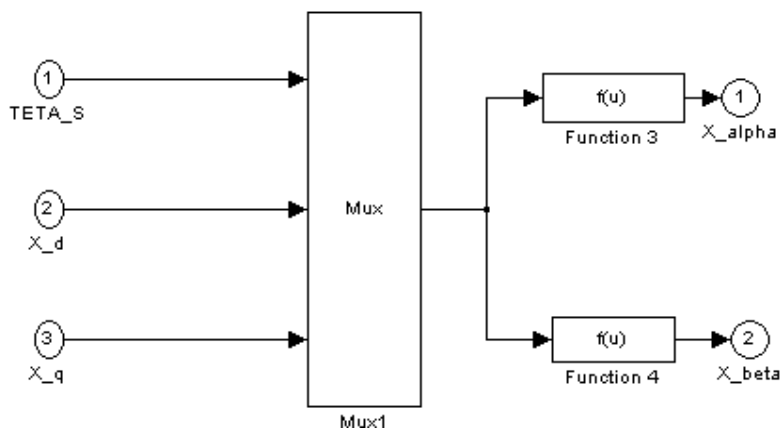


Figure 1.8 : Passage du système (d, q) au système (α, β)

avec:

$$\text{Function1} = \cos(\text{TETA_s}) * x_alpha + \sin(\text{TETA_s}) * x_beta$$

$$\text{Function2} = -\sin(\text{TETA_s}) * x_alpha + \cos(\text{TETA_s}) * x_beta$$

$$\text{Function3} = \cos(\text{TETA_s}) * x_d + \sin(\text{TETA_s}) * x_q$$

$$\text{Function4} = -\sin(\text{TETA_s}) * x_d + \cos(\text{TETA_s}) * x_q$$

TETA_s est la position du rotor mesurée en radian

Remarque :

- Le repère (μ, ν) tourne à vitesse $\omega_r - \omega_m$ par rapport au rotor.
- Cette transformation permet l'invariance des amplitudes.
- La transformation de Park modifiée permet l'invariance de la puissance instantanée P_e dans les deux systèmes triphasé et biphasé.

1.4 Modèle de la MADA à deux axes

Dans ce qui suit nous allons donner les équations de la MADA dans le système biphasé en utilisant la transformation de Park.

Les équations de notre modèle s'écrivent :

$$[V_s] = R_s [I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}] \tag{1.12}$$

$$[V_r] = R_r [I_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\phi_{ABC}] \tag{1.13}$$

En multipliant les deux équations par P_r des deux côtés il vient que :

$$P_r [V_s] = R_s P_r [I_{abc}] + P_r \frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \tag{1.14}$$

$$P_r [V_r] = R_r P_r [I_{ABC}] + P_r \frac{d[\phi_{ABC}]}{dt} \tag{1.15}$$

D'autre part on a :

$$P_r \frac{d}{dt} [\phi_{abc}] = \frac{d}{dt} ([P_r \phi_{abc}]) - \frac{d}{dt} P_r [\phi_{abc}] \tag{1.16}$$

$$P_r \frac{d}{dt} [\phi_{ABC}] = \frac{d}{dt} ([P_r \phi_{ABC}]) - \frac{d}{dt} P_r [\phi_{ABC}] \tag{1.17}$$

En remplaçant 1.16 et 1.17 dans 1.14 et 1.15 [AIS-02], on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{s\mu} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{s\mu} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\phi_{s\mu}}{dt} & -\omega_a \phi_{sv} \\ \frac{d\phi_{sv}}{dt} & +\omega_a \phi_{s\mu} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\mu} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_{r\mu} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\phi_{r\mu}}{dt} & -(\omega_a - \omega_m)\phi_{rv} \\ \frac{d\phi_{rv}}{dt} & +(\omega_a - \omega_m)\phi_{r\mu} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

En choisissant un repère fixe par rapport au champ tournant $(\mu, \nu) = (d, q)$, la vitesse de rotation

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$ devient ω_s , on obtient alors respectivement :

- Les composantes du flux statorique :

$$\begin{aligned} \phi_{sd} &= L_s I_{ds} + L_{sr} I_{dr} \\ \phi_{sq} &= L_s I_{qs} + L_{sr} I_{qr} \end{aligned}$$

- Les composantes du flux rotorique :

$$\begin{aligned} \phi_{rd} &= L_r I_{rd} + L_{sr} I_{sd} \\ \phi_{rq} &= L_s I_{sq} + L_{sr} I_{rq} \end{aligned}$$

- Les équations de fonctionnement du rotor :

$$V_{rd} = R_r I_{rd} + L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + L_{sr} \frac{dI_{sd}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) L_r I_{rq} - (\omega_s - \omega_m) L_{sr} I_{sq} \quad (1.20)$$

$$V_{rq} = R_r I_{rq} + L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + L_{sq} \frac{dI_{sq}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) L_r I_{rd} + (\omega_s - \omega_m) L_{sr} I_{sd} \quad (1.21)$$

- Les équations de fonctionnement du stator :

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + L_{sr} \frac{dI_{rd}}{dt} - \omega_s L_s I_{sq} - \omega_s L_{sr} I_{rq} \quad (1.22)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + L_{sr} \frac{dI_{rq}}{dt} + \omega_s L_s I_{sd} + \omega_s L_{sr} I_{rd} \quad (1.23)$$

1.4.1 Mise en équation d'état du modèle de la MADA

Il existe une multitude de façons de choisir les variables d'état dans un système donné. En général, le choix est fixé par l'utilisateur suivant ses besoins dans l'étude et la conception de sa commande.

Dans ce qui suit on peut choisir les courants statoriques, les courants rotoriques et la vitesse mécanique comme variables d'état : I_{ds} ; I_{qs} ; I_{dr} ; I_{qr} ; Ω

Les équations 1.20, 1.21, 1.22 et 1.23 permettent d'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = Z(\omega_m) \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + [L] \begin{bmatrix} \frac{dI_{sd}}{dt} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} \\ \frac{dI_{rd}}{dt} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

avec

$$Z(\omega_m) = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s L_{sr} \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s L_{sr} & 0 \\ 0 & -(\omega_s - \omega_m) L_{sr} & R_s & -(\omega_s - \omega_m) L_r \\ (\omega_s - \omega_m) L_{sr} & 0 & (\omega_s - \omega_m) L_{sr} & R_r \end{bmatrix}$$

$Z(\omega_m)$: Matrice impédance en fonction de ω_m (vitesse mécanique).

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_{sr} & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_{sr} \\ L_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_{sr} & 0 & L_r \end{bmatrix} : \text{matrice d'inertie électrique.}$$

Si on pose :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} & V_{sq} & V_{rd} & V_{rq} \end{bmatrix}^T = [V] : \text{vecteur de commande}$$

$$\begin{bmatrix} I_{sd} & I_{sq} & I_{rd} & I_{rq} \end{bmatrix}^T = [X] : \text{vecteur d'état}$$

L'équation 1.24 devient :

$$[V] = Z(\omega_m)[X] + [L][\dot{X}]$$

et il vient que :

$$[L][\dot{X}] = -Z(\omega_m)[X] + [V]$$

En multipliant les membre de l'égalité précédente par $[L]^{-1}$, on aura :

$$\dot{X} = -[L]^{-1}Z(\omega_m)[X] + [L]^{-1}[V] \quad (1.25)$$

On pose :

$$A = -[L]^{-1}[Z(\omega_m)]$$

$$B = [L]^{-1}$$

Pour la MADA, deux équations peuvent être prises en compte : l'équation électrique et l'équation mécanique (ou de mouvement).

En utilisant les équations 1.24 et 1.25 on aboutit finalement à la représentation d'état suivante

:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (1.26)$$

avec :

$$X = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma T_s} & \omega_r + \frac{\omega_m}{\sigma} & \frac{L_{sr}}{\sigma L_s T_r} & \frac{L_{sr} \omega_r}{\sigma L_s} \\ -(\omega_r + \frac{\omega_m}{\sigma}) & \frac{-1}{\sigma T_s} & \frac{-L_{sr} \omega_m}{\sigma L_s} & \frac{L_{sr}}{\sigma L_s T_r} \\ \frac{L_{sr}}{\sigma L_r T_r} & \frac{-L_{sr} \omega_m}{\sigma L_r} & \frac{-1}{\sigma T_r} & \omega_r - \frac{L^2_{sr} \omega_m}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{L_{sr} \omega_m}{\sigma L_r} & \frac{L_{sr}}{\sigma L_r T_r} & -\omega_r + \frac{L^2_{sr} \omega_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{-1}{\sigma T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-L_{sr}}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-L_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-L_{sr}}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{-L_{sr}}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}$$

σ représente le coefficient de dispersion tel que :

$$\sigma = L_r \left(1 - \frac{L_{sr}}{L_s L_r}\right)$$

En général, on peut passer d'une représentation d'état à une autre en utilisant le principe de similitude des modèles d'état en automatique [BOR-90]. On peut, par exemple, prendre un des vecteurs d'état suivants :

$$X = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix}, \quad X_1 = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix}, \quad X_2 = \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix}, \quad X_3 = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix}$$

Prenons l'exemple du système dont l'état est X_1 :

L'état X_1 peut être calculé selon la relation $X_1 = T X$ où T représente la matrice de transformation.

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ L_r I_{rd} + L_{sr} I_{sd} \\ L_r I_{rq} + L_{sr} I_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ L_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_{sr} & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

Le principe de similitude [BOR-90] exige que la matrice T soit inversible ; si cette condition est vérifiée, on peut alors passer d'un système à un autre comme le montre les équations suivantes :

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

comme :

$$X = T^{-1}X_1$$

on aura finalement :

$$T^{-1}\dot{X}_1 = AT^{-1}X_1 + BU$$

et en multipliant par T les deux membres de l'égalité on obtient :

$$\dot{X}_1 = TAT^{-1}X_1 + TBU$$

Le nouveau système d'équations d'état s'écrit alors :

$$\dot{X}_1 = A_1X_1 + B_1U \quad (1.28)$$

1.4.2 Equation de mouvement de la MADA

Pour étudier les caractéristiques dynamiques de la machine (couple, vitesse), la résolution de l'équation du mouvement est impérative.

L'équation du mouvement de la machine est donnée par [CHA-83]:

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega_m}{dt} \quad (1.29)$$

avec :

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple statique.

Ω_m : Vitesse angulaire.

J : Moment d'inertie.

Par ailleurs, la vitesse angulaire mécanique Ω_m est liée à la vitesse angulaire électrique ω_m par :

$$\Omega_m = \frac{\omega_m}{P} \quad (1.30)$$

On obtient finalement l'équation suivante :

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{P}{J} (C_{em} - C_r) \quad (1.31)$$

I.4.3 Expressions de la puissance et du couple électromagnétiques

Dans le système (d,q) , la puissance s'exprime sous la forme suivante :

$$P_e = \frac{3}{2} (V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq}) \quad (1.32)$$

Elle peut également s'exprimer sous la forme suivante :

$$P_e = \frac{3}{2} R_s (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + \frac{3}{2} \left(\frac{d\phi_{sd}}{dt} I_{sd} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} I_{sq} \right) + \frac{3}{2} \omega_s (\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}) \quad (1.33)$$

La puissance électromagnétique est :

$$P_{em} = \frac{3}{2} \omega_s (\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}) \quad (1.34)$$

En remplaçant ϕ_{sd} et ϕ_{sq} par leurs expressions nous obtenons [CHA-83]:

$$P_{em} = \frac{3}{2} \omega_s L_{sr} (I_{sq} I_{rd} - I_{sd} I_{rq}) \quad (1.35)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = \frac{P_{em} P}{\omega_s} \quad (1.36)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} PL_{sr} (I_{sq} I_{rd} - I_{sd} I_{rq}) = \left(\frac{3PL_m}{2L_r} \right) (\phi_{sd} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (1.37)$$

I.5 Simulation numérique de la structure étudiée

Afin d'étudier le fonctionnement de la MADA, nous introduisons le modèle représenté par les équations du système 1.26 et 1.37 sous forme de schéma bloc suivant :

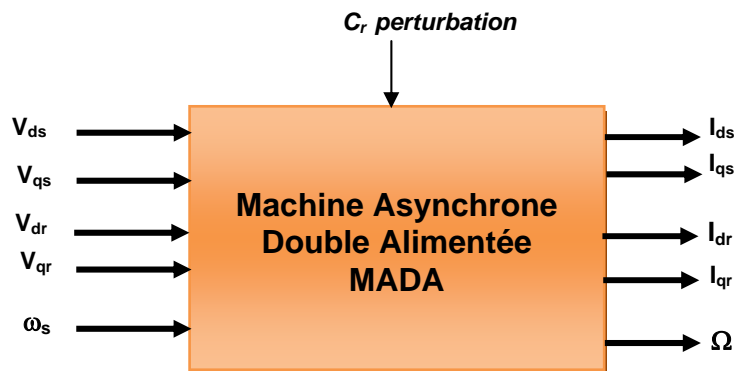


Figure 1.9 : Schéma bloc Entrée-Sortie de la MADA

La simulation a été menée sous les conditions suivantes :

- Le passage du repère ($d-q$) au référentiel ($\alpha-\beta$) est assuré par la transformation de la figure 1.8.
- La machine étant alimentée par une tension nominale $[V_s \ V_r]^T$ où $V_s=220\sqrt{2}$ en utilisant le référentiel (α, β) et la pulsation $\omega_s = 2.\pi.50 \text{ Hz} = 100\pi \text{ rd/s}$. La tension V_r est une faible tension avec différentes valeurs de fréquences.
- Démarrage à vide ($C_r=0 \text{ Nm}$), utilisation de charge nominale ($C_r=10 \text{ N.M.}$).
- Les paramètres de la machine utilisée sont cités dans l'annexe C.

Les figures (1.10, 1.11, 1.12) représentent les résultats de simulation de la machine double alimentée en boucle ouverte en appliquant des tensions statoriques nominales et rotoriques faibles amplitudes avec différentes valeurs de fréquences.

- ✓ Pour $V_r=5\text{v}$ et $f=5\text{hz}$, chargée avec un couple résistant $C_r=10\text{Nm}$ à $t=0.5\text{s}$ on obtient les résultats suivants :

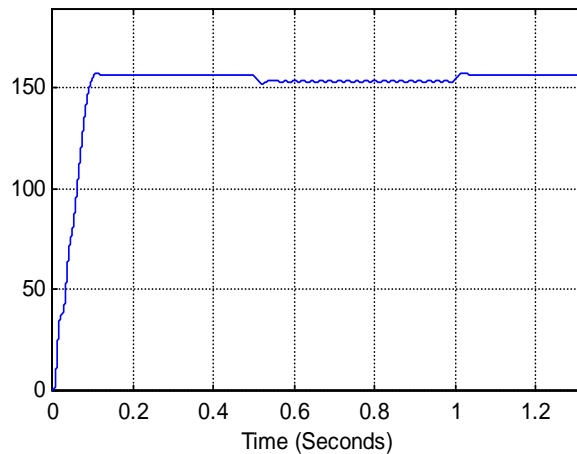


Figure 1.10a : vitesse de rotation

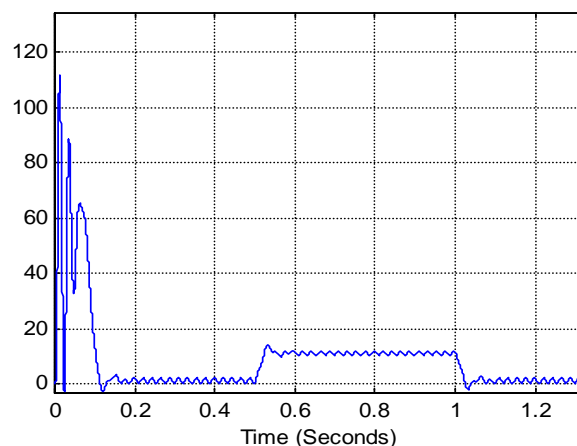


Figure 1.10b : Couple Electromagnétique

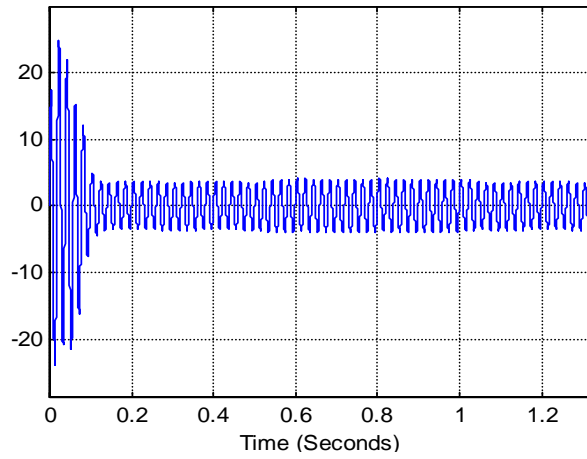


Figure 1.10c : Courant statorique phase A

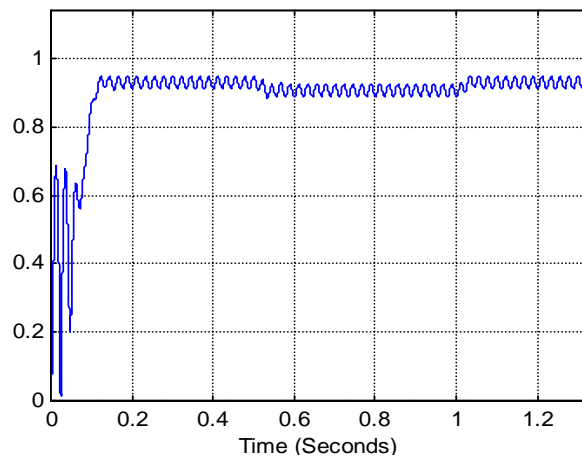


Figure 1.10d : Flux rotorique

- ✓ Pour un rotor d'une MADA court-circuité au démarrage, puis alimenté après un temps $t=0.5s$ de tension $V_r=10v$, $f=5$ Hz, chargé de $C_r=10Nm$ à $t=1s$ on obtient les résultats suivants :

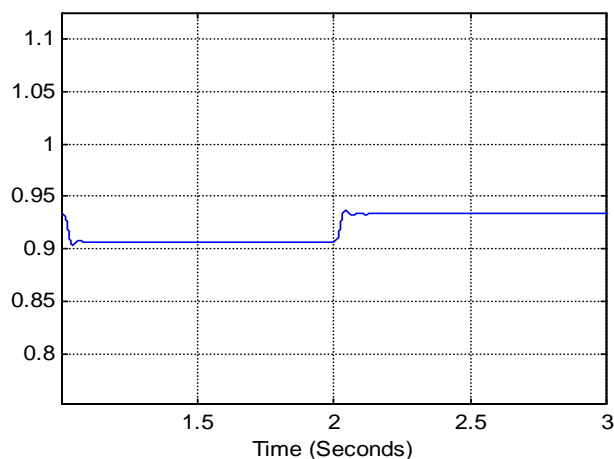


Figure 1.11a : Flux rotorique

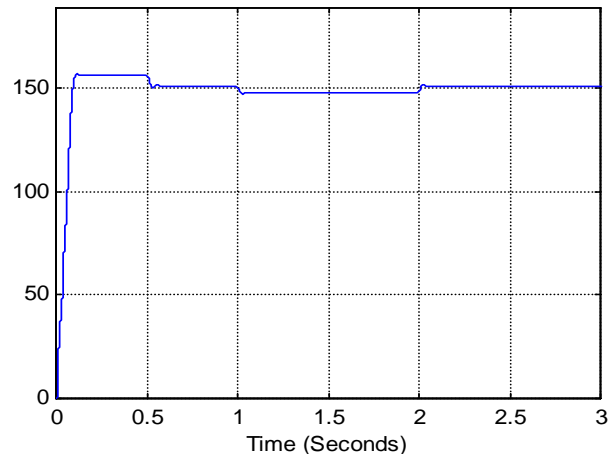


Figure 1.11b : vitesse de rotation

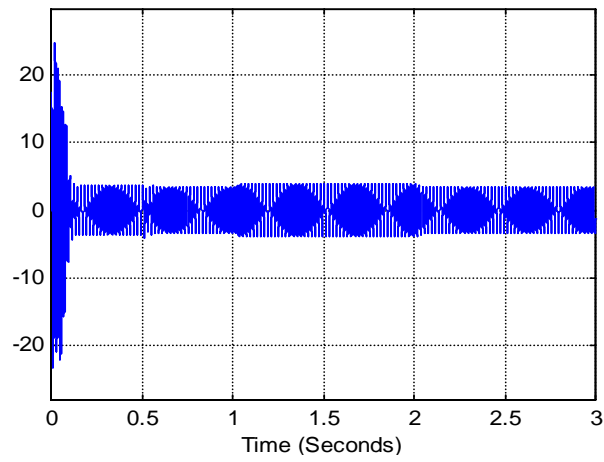


Figure 1.11c : Courant statorique phase A

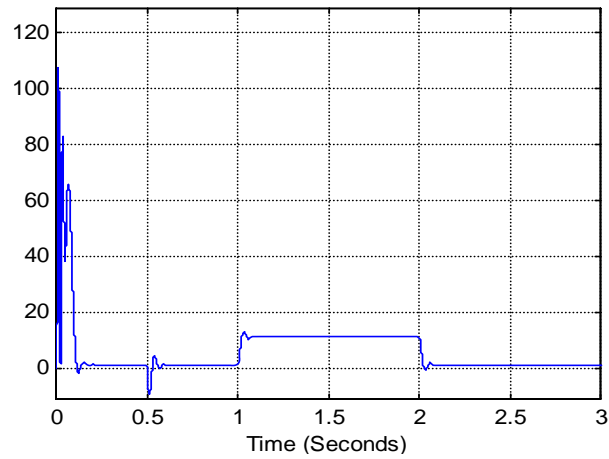


Figure 1.11 d : Couple électromagnétique

- ✓ Même test de court-circuit avec un rotor alimenté par une tension de $V_r=10\text{v}$ et la fréquence $f=10\text{ hz}$.

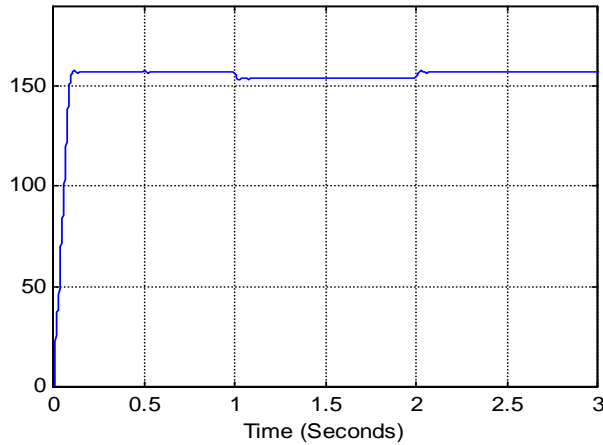


Figure 1.12a : Vitesse rotorique

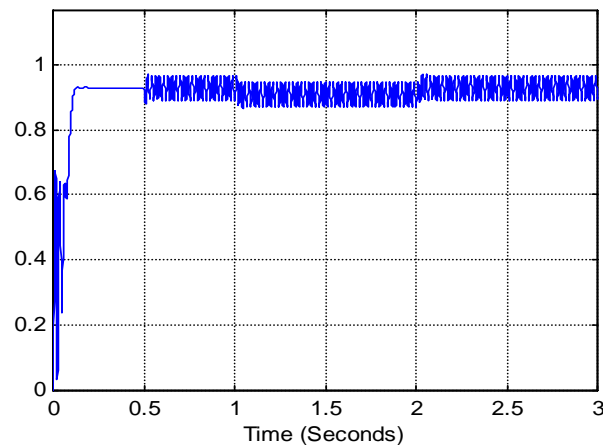


Figure 1.12b : Flux rotorique

Le modèle obtenu est validé en simulation par des considérations physiques telles que : la vitesse de rotation nominale, application d'un couple résistant, évolution du couple électromagnétique et du flux rotorique.

I.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation et à la modélisation de la machine asynchrone double alimentée. Le modèle obtenu est multi variable, couplé et non linéaire. La modélisation utilisée est basée sur la connaissance (modèle de connaissance) des lois physiques qui régissent le fonctionnement de ce type de machine.

En général, dans la commande, les référentiels α, β et d, q sont les plus utilisés car ils offrent une simplification du modèle triphasé en un modèle biphasé et la facilité d'utilisation de certaines variables telles que le couple et le flux.

CHAPITRE 2 : COMMANDE PASSIVE DE LA MADA

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons aborder la commande de la MADA en utilisant une technique non linéaire appelée la **passivité**. L'idée de cette dernière repose sur l'exploitation de l'énergie totale de la machine en utilisant le principe de Lagrange-Euler.

L'utilisation du principe de la passivité aux systèmes non linéaires permet d'apporter une contribution notable dans le sens où elle permet une étude systématique de la planification des trajectoires et de prendre en compte certaines propriétés physiques du système dans l'élaboration de la loi de commande.

La formulation Lagrangienne pour la machine asynchrone à induction (IM) a été proposée dans [ESP-92]. Parmi les propriétés essentielles de l'approche on peut citer la passivité et l'identification des forces qui ne "produisent" pas de travail. En s'inspirant de [ORT-91],[KIM-96] [AIS-02], on a ajusté la méthodologie (basée, respectivement, l'application au contrôle d'un robot et la machine asynchrone) à la machine MADA. L'idée clé de cette méthodologie consiste à éviter l'annulation exacte des non-linéarités du modèle par une factorisation des forces qui ne "travaillent" pas.

Une version améliorée [ORT-93a] montre la stabilité globale de régulation du couple électromagnétique, avec un retour de sortie (réponse du système) et un couple de charge inconnue pour une machine asynchrone. Le résultat a été établi pour un couple désiré constant, pour lequel il existe des bornes déterminées par l'amortissement mécanique du moteur.

Les modèles proposés dans les travaux [ORT-93a] et [ORT-93b] sont basés sur des schémas exprimés dans un système de référence tournant au synchronisme (modèle d, q) d'une machine à induction. Dans [ORT-93c], il est montré qu'on peut utiliser les coordonnées des signaux de contrôle du schéma de [ORT-93b] afin de résoudre le problème d'asservissement du couple, pour un modèle du moteur donné dans le référentiel fixe lié au stator (modèle α, β). Cette caractéristique de l'invariance des coordonnées du contrôleur de [ORT-93b] n'est pas surprenante parce que la procédure de conception de [ORT-91] est basée sur la propriété d'entrée-sortie (dissipation d'énergie) du moteur, laquelle est indépendante totalement de type des coordonnées choisies. Le contrôleur conçu avec le principe de la passivité peut être implanté directement sans aucune transformation additive et il est globalement stable par retour dynamique non linéaire de sortie.

Diverses références, notamment [ESP-94], [ESP-95], [MON-06], [VIO-07], font la synthèse du contrôleur sans observateur. Son principe repose sur le fait que la partie mécanique de la

dynamique du moteur définit un retour passif autour du sous-système électrique, lequel est aussi passif à son tour. Alors, on peut appliquer la procédure de la formulation d'énergie seulement à la partie électrique, et considérer les effets mécaniques comme une perturbation passive. En outre, les problèmes de l'asservissement du couple et celui de la vitesse sont résolus en utilisant seulement les variables mesurables. L'amélioration de ce contrôleur pour une machine à induction a été publiée dans [ORT-98], [CEC-99], où les auteurs montrent que la convergence de l'erreur de vitesse est indépendante de l'amortissement mécanique naturel du moteur via une inclusion d'un filtre linéaire.

Ce chapitre traite deux volets. Le premier est dédié aux principes de la commande passive. Le second traite l'application de la passivité au modèle de la MADA.

II.2 Principe de la passivité

La passivité est une approche basée sur le théorème de l'énergie totale du système. Vue leur intérêt, certains systèmes physiques, sont modélisés par l'approche de passivité notamment les circuits électriques, [ORT-91], [KIM-96]. Pour expliquer cette idée, considérons un réseau comme celui de la figure (2.1).

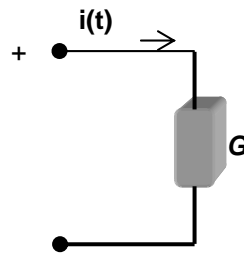


Figure 2.1 : Réseau électrique

La puissance délivrée à G (G est une charge électrique) à un instant t est $v(t)i(t)$ où $v(t)$ et $i(t)$ sont respectivement la tension et le courant. Soit $\varepsilon(t_0)$ l'énergie emmagasinée en G à l'instant t_0 , on dit alors que la charge G est passive si et seulement si :

$$\varepsilon(t_0) + \int_{t_0}^t v(\tau)i(\tau)d\tau \geq 0 ; \forall t \geq t_0$$

Il faut noter que l'application de la passivité à un système physique donné repose d'abord sur la formulation des propriétés physiques, notamment en termes d'énergie totale, en utilisant le formalisme d'Euler Lagrange. Ce point fera l'objet des développements qui suivent

II.3 Equations d'Euler-Lagrange d'un système

Afin d'appliquer le principe de la passivité à notre procédé MADA, nous allons expliciter le formalisme d'Euler-Lagrange.

On considère un système Δ composé de m éléments réunis.

- S'il n'existe pas de connections entre eux, le comportement dynamique de Δ peut être complètement spécifié par m coordonnées fondamentales x_i avec $i = 1 \dots m$, et on peut dire qu'on a m degrés de liberté.
- si Δ est soumis à r contraintes, le nombre de coordonnées indépendantes est $n = m - r$. Ces coordonnées indépendantes $q_i, (i = 1, \dots, n,)$ sont appelées les coordonnées généralisées, et le comportement dynamique de Δ peut être représenté en termes de q, \dot{q} . En particulier, l'énergie cinétique du système peut être dénotée comme $T(q, \dot{q})$ et son énergie potentielle comme $V(q)$.

Si nous considérons que le système Δ est en équilibre et que son comportement est exprimé en terme de q , et \dot{q} nous obtenons, en appliquant le principe de d'Alembert pour les forces qui sont apparues dans le système, l'égalité suivante [MEI-69]:

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial T(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}_i} \right] - \frac{\partial T(q, \dot{q})}{\partial q_i} + \frac{\partial V(q)}{\partial q_i} = Q_i^e \quad (i = 1, \dots, n) \quad (2.1)$$

où les deux premiers termes représentent de l'énergie cinétique ; le troisième terme convient aux forces conservatives, c'est-à-dire les forces qui sont dérivables de l'énergie potentielle, et le terme de droite représente les forces externes généralisées.

On peut définir une nouvelle fonction comme la différence entre l'énergie cinétique et l'énergie potentielle :

$$L(q, \dot{q}) = T(q, \dot{q}) - V(q) \quad (2.2)$$

Cette nouvelle fonction L est appelée fonction lagrangienne et son utilisation dans (2.1) mène aux équations d'Euler Lagrange pour un système conservatif [SPO-89], [GOL-80] :

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}_i} \right] - \frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial q_i} = Q_i^e, \quad (i = 1, \dots, n) \quad (2.3)$$

L'équation (2.3) peut être en forme générale en prenant en compte l'énergie non conservative. Pour cela, introduisons la fonction $F(\dot{q})$ de dissipation de Rayleigh.

En écrivant que les forces externes Q_i^e peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$Q_i^e = Q_i - \frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}_i}$$

où Q_i^e et $F(\dot{q})$ représente respectivement les forces externes générales appliquées à chaque coordonnée généralisée et les forces dissipatives. Sous cette condition nous obtenons la forme complète des équations d'Euler Lagrange comme suit :

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}_i} \right] - \frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial q_i} + \frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}_i} = Q_i, \quad (i = 1, \dots, n) \quad (2.4)$$

alors, nous pouvons considérer le comportement dynamique décrit par (2.4) comme un système de contrôle dont l'entrée est Q_i . Cela conduit a une représentation plus générale, en ne considérant que seulement quelques degrés de libertés pouvant être contrôlés directement : [KIM-96]

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}_i} \right] - \frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial q_i} + \frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}_i} = \begin{cases} Q_i & i = 1, \dots, l \\ 0 & i = l+1, \dots, n \end{cases} \quad (2.5)$$

Le choix entre l'utilisation de (2.4) et (2.5) est justifié par le fait qu'un système composé de plusieurs sous-systèmes de natures différentes (exemple : électromécanique) peut être traité comme un système homogène. Cette propriété est une conséquence directe de l'approche basée sur l'énergie de l'équation d'Euler Lagrange [MEI-69].

IL faut noter que, l'énergie cinétique de la plupart des systèmes physiques peut être définie par une fonction quadratique [ORT-98] :

$$T(q, \dot{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}^T D(q) \dot{q} = \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^n d_{ij}(q) \dot{q}_i \dot{q}_j \quad (2.6)$$

où $D(q)$ est une matrice définie positive symétrique ($D(q)=[d_{ij}]$)

On peut ainsi écrire (2.1) comme :

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q}) + v(q) + f(\dot{q}) = Mu \quad (2.7)$$

où

$$C(q, \dot{q}) = \sum_{i,j=1}^n \left[\frac{\partial d_{kj}}{\partial q_i} - \frac{1}{2} \frac{\partial d_{ij}}{\partial q_k} \right] \dot{q}_i \dot{q}_j \quad ; \quad (k = 1, \dots, n),$$

$$v(q) = \left[\frac{\partial V(q)}{\partial q_1}, \dots, \frac{\partial V(q)}{\partial q_n} \right]^T \quad ; \quad f(\dot{q}) = \left[\frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}_1}, \dots, \frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}_n} \right]^T$$

et $M = [I_n]^T$ avec I_n la matrice identité $n \times n$, et $u = [u_1, \dots, u_n]^T$.

II.4 Représentation lagrangienne de la MADA

Nous considérons le système d'axes α, β du moteur asynchrone double alimenté avec les hypothèses suivantes :

- tous les états sont mesurables et accessibles, tous les paramètres sont connus.

- le couple souhaité est une fonction dérivable, lisse et bornée, avec une dérivée première connue bornée,
- la norme du flux rotorique souhaitée est égale à une constante $\beta > 0$.

Sous ces hypothèses et conditions, nous pouvons obtenir la relation entre le vecteur $\phi^{\alpha\beta} = [\phi_s^{\alpha\beta}, \phi_r^{\alpha\beta}]^T = [\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}]^T$ et le vecteur $\dot{q}_e = [\dot{q}_s^T, \dot{q}_r^T]^T = [I_{s\alpha}, I_{s\beta}, I_{r\alpha}, I_{r\beta}]^T$, en appliquant la loi de Gauss et la loi d'Ampère :

$$\phi^{ab} = D_e(Pq_m)\dot{q}_e \quad (2.8)$$

où q_m est la position mécanique du rotor (angle du rotor), et $D(Pq_m) = D_e^T(Pq_m) > 0$ est la matrice d'inductance définie comme suit :

$$D_e(Pq_m) = \begin{bmatrix} L_s I_2 & L_{sr} e^{jPq_m} \\ L_{sr} e^{-jPq_m} & L_r I_2 \end{bmatrix}$$

où I_n est la matrice identité ($n \times n$), et :

$$e^{jn_p q_m} = \begin{bmatrix} \cos(Pq_m) & -\sin(Pq_m) \\ \sin(Pq_m) & \cos(Pq_m) \end{bmatrix}$$

est la matrice de rotation avec $j = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ une matrice antisymétrique.

Si on considère les charges électriques de chaque enroulement $q_e \in \mathfrak{R}^4$ et la position angulaire du rotor $q_e \in \mathfrak{R}^1$ comme les coordonnées généralisées du système, nous pouvons calculer l'énergie cinétique électrique comme suit :

$$T_e = \sum_{k=1}^4 \int_0^{x_k} \phi_k^{\alpha\beta} dx_k = \frac{1}{2} \dot{q}_e^t D_e(Pq_m) \dot{q}_e \quad (2.9)$$

où

$$\sum_{k=1}^4 \phi_k^{\alpha\beta} = [\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}]^T \quad \text{et} \quad \sum_{k=1}^4 x_k = [I_{s\alpha}, I_{s\beta}, I_{r\alpha}, I_{r\beta}]^T,$$

et l'énergie cinétique mécanique comme :

$$T_m = \frac{1}{2} J \dot{q}_m^2$$

où J est le moment d'inertie.

Si l'on suppose qu'il n'existe pas d'effet de torsion et que l'arbre du moteur est rigide, alors l'énergie potentielle du système peut être considérée nulle, et la fonction Lagrangienne sera donnée par :

$$L(\dot{q}_e, \dot{q}_m, q_m) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T D_e(Pq_m) \dot{q}_e + \frac{1}{2} J \dot{q}_m^2 \quad (2.10)$$

En supposant ensuite, que les effets de dissipation électrique et mécanique sont dus, simultanément aux résistances des enroulements (considérées constants) et aux frottements, la fonction totale de Rayleigh peut alors s'écrire :

$$F(\dot{q}_e, \dot{q}_m) = F_e(\dot{q}_e) + F_m(\dot{q}_m) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T R_e \dot{q}_e + \frac{1}{2} f \dot{q}_m^2$$

où $R_e = \text{diag}\{R_s I_2, R_r I_2\}$

f est le coefficient de frottement,

Dans notre cas d'étude c'est une Machine MADA où les enroulements du rotor sont alimentés, (les travaux antérieurs [KIM-96], [AIS-02] considèrent les enroulements rotorique en court-circuit) les tensions appliquées aux enroulements sont considérées comme les forces électriques externes au système ; elles sont données par :

$$Q_e = [u_s^{\alpha\beta}, u_r^{\alpha\beta}]^T = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}, u_{r\alpha}, u_{r\beta}]^T \quad (2.11)$$

D'autre part, le couple de charge est la seule force généralisée mécanique externe du système, elle est, en général, une fonction non linéaire de la position et de la vitesse :

$$Q_m = -C_r \quad (2.12)$$

Afin d'obtenir le modèle lagrangien du moteur, nous utiliserons les équations de (2.4) à (2.6) ; tout calcul fait, on trouve le système d'équations (2.13) et (2.14) suivant :

$$D_e(Pq_m) \ddot{q}_e + W_1(Pq_m) \dot{q}_m \dot{q}_e + R_e q_e = M u^{\alpha\beta} \quad (2.13)$$

$$J \ddot{q}_m - C_{em}(\dot{q}_e, Pq_m) + f \dot{q}_m = -C_r \quad (2.14)$$

avec :

$$W_1(Pq_m) = \frac{\partial D_e(Pq_m)}{\partial q_m} = \begin{bmatrix} 0 & L_{sr} j P e^{jPq_m} \\ -L_{sr} j P e^{-jPq_m} & 0 \end{bmatrix}$$

$$C_{em}(\dot{q}_e, Pq_m) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T W_1(Pq_m) q_e, M = [I_4]^T$$

$M = [I_4]^T$ (on suppose que tous les enroulements sont affectés directement par les tensions externes).

Remarque 1 :

Dans un même repère (α, β) , les modèles obtenus par l'application de l'équation d'Euler Lagrange et celui obtenu (chapitre 1) par la transformation de Park sont identiques.

Dans ce qui suit, on présente quelques propriétés du modèle (2.13) et (2.14), qui sont très utiles pour la méthodologie de la conception de la commande passive.

II.4.1 PASSIVITE DE LA MADA

La première propriété se rapporte à la caractéristique de dissipation de la machine MADA. On montre que notre procédé est un système passif, si l'on considère les forces externes généralisées (tensions stators, couple de charge) comme entrées, et les dérivées par rapport au temps des coordonnées généralisées, affectées directement par ces entrées, comme sorties.

On considère le modèle de la MADA (2.13) et (2.14), et on définit v comme vecteur d'entrée :

$$v = [u_{\alpha, \beta} - C_r]^T$$

et le vecteur de sortie :

$$y = [\dot{q}_s^T, \dot{q}_m]^T$$

Sous cette condition, la relation entrée-sortie G donnée par $G : v \mapsto y$ est passive.

Analyse et Preuve :

Dans le cas où la nature du système ne représente aucun mouvement de coordonnée ou transformation de référentiel (système rigide), l'Hamiltonien H n'est autre que l'énergie totale \mathcal{E}_{totale} du système [WEL-67] :

$$H = T + V = \mathcal{E}_{totale}$$

Or l'énergie totale de la MADA peut être exprimée sous la forme d'une somme des énergies cinétiques (énergie potentielle négligeable) :

$$H(\dot{q}_e, \dot{q}_m, q_m) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T D_e(Pq_m) \dot{q}_e + \frac{1}{2} J \dot{q}_m^2$$

La dérivée par rapport au temps de cette fonction autour des trajectoires de (2.13) et (2.14) peut s'exprimer comme :

$$\begin{aligned} \dot{H}(\dot{q}_e, \dot{q}_m, q_m) &= -\dot{q}_e^T W_1(Pq_m) \dot{q}_m \dot{q}_e - \dot{q}_e^T R_e \dot{q}_e + \dot{q}_e M u^{\alpha\beta} + \frac{1}{2} \dot{q}_e^T W_1(Pq_m) \dot{q}_m \dot{q}_e \\ &\quad - f \dot{q}_m^2 + \dot{q}_m C_{em}(\dot{q}_e, Pq_m) - \dot{q}_m C_r \end{aligned}$$

en utilisant l'expression :

$$C_{em}(\dot{q}_e, Pq_m) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T W_1(Pq_m) \dot{q}_e,$$

On peut mettre la dérivée de l'Hamiltonien sous la forme suivante :

$$\dot{H}(\dot{q}_e, \dot{q}_m, q_m) = -\dot{q}^T R \dot{q} + y^T v$$

où $R = \text{diag}\{R_e, f\}$ est une matrice symétrique définie positive, et $\dot{q} = [\dot{q}_e^T, \dot{q}_m^T]^T$.

Par intégration, on obtient :

$$\underbrace{H(T) - H(0)}_{\text{énergie stockée}} = \underbrace{\int_0^T \dot{q}^T R \dot{q} ds}_{\text{énergie dissipée}} + \underbrace{\int_0^T y^T v ds}_{\text{énergie fournie}}$$

où s est la variable d'intégration, $H(t) \geq 0$, et $H(0)$ est l'énergie stockée initialement dans le moteur.

$$\int_0^T y^T v ds \geq \alpha_{\min}\{R\} \int_0^T \|\dot{q}\|^2 ds - H(0) > 0 ; \forall T > 0$$

Ce qui prouve la passivité du système d'entrée v et de sortie y .

Remarque 2 :

En se basant sur la preuve de la propriété de passivité et en considérant les équations (2.13), (2.14), il est clair que le vecteur donné par [AKO-05], [AIS-09] :

$$W(\dot{q}_e, \dot{q}_m, q_m) = \begin{bmatrix} W_1(Pq_m) \dot{q}_m \dot{q}_e \\ -\frac{1}{2} \dot{q}_e^T W_1(Pq_m) \dot{q}_e \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Contient les forces qui ne produisent pas de travail.

II.4 .2 DECOMPOSITION DU SYSTEME

La seconde caractéristique se rapporte à la propriété de dissipation du système dans le cas où le système est composé de deux sous-systèmes interconnectés (Figure 2.2). On montre que chacun des sous-systèmes, électrique et mécanique, est passif ; ensuite on arrive à une nouvelle approche de la structure de passivité en se basant sur le fait que *l'interconnexion des sous-systèmes passifs est aussi passive*.

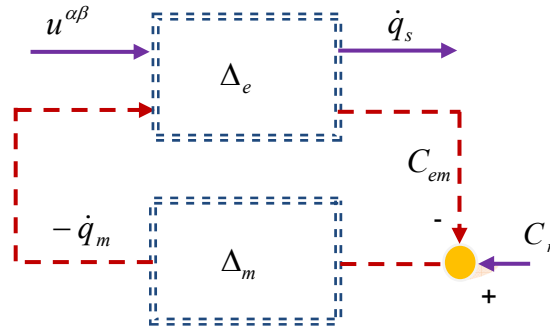


Figure 2.2 : Interconnexion de deux sous-systèmes

La relation entrée-sortie électrique, établie par (2.13), est donnée comme suit :

$$\Delta_e : v_1 \begin{bmatrix} u^{\alpha\beta} \\ -\dot{q}_m \end{bmatrix} \rightarrow y_1 = \begin{bmatrix} \dot{q}_s \\ C_{em} \end{bmatrix}$$

La relation entrée-sortie mécanique, obtenue par (2.14), est donnée par :

$$\Delta_m : v_2 = (-C_{em} + C_r) \mapsto y_2 = -\dot{q}_m = \frac{1}{Js + f} (-C_{em} + C_r) \quad ; \quad s = \frac{d}{dt}$$

Sous ces conditions, la MADA peut être considérée comme l'interconnexion de deux sous-systèmes passifs.

II.4.3 FACTORISATION DES FORCES

Pour obtenir la structure antisymétrique désirée du modèle de la MADA, introduisons une troisième propriété de factorisation des forces [ORT-93], [KIM-96]. On constate que le modèle donné par (2.13), (2.14) peut être écrit sous une forme compacte comme suit :

$$D(q)\ddot{q} + W(q, \dot{q}) + R\dot{q} = Mu^{\alpha\beta} + \zeta \quad (2.16)$$

où

$$D(q) = \text{diag}\{D_e(Pq_m), J\}, \quad R = \text{diag}\{R_e, f\}$$

$$\zeta = [0, 0, 0, 0, -\tau_L]^T,$$

$$\dot{q} = [\dot{q}_e, \dot{q}_m]^T$$

$$W(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} W_1(Pq_m)\dot{q}_m\dot{q}_e \\ -\frac{1}{2}\dot{q}_e^T W_1(Pq_m)\dot{q}_e \end{bmatrix}$$

Les forces qui ne produisent pas de travail (équation 2.15) peuvent être écrites comme suit :

$$C(q, \dot{q})\dot{q} = \begin{bmatrix} W_1(Pq_m)\dot{q}_m\dot{q}_e \\ -\frac{1}{2}\dot{q}_e^T W_1(Pq_m)\dot{q}_e \end{bmatrix}$$

tel que $C(q, \dot{q})$ respecte :

- $\dot{D}(q) = C(q, \dot{q}) + C(q, \dot{q})^T$
la matrice $\dot{D}(q) - 2C(q, \dot{q})$ est antisymétrique.
- Les troisième et quatrième lignes de $C(q, \dot{q})$ sont indépendantes de \dot{q}_e [KIM-96]

Remarque 3 :

La factorisation faite ci-dessus n'est pas la seule pour obtenir une combinaison antisymétrique désirée, mais les éléments nuls, $C(q, \dot{q})_{3 \times 2}$ et $C(q, \dot{q})_{2 \times 3}$ sont essentiels afin de résoudre le problème de suivie de trajectoire du couple souhaité.

On peut écrire le vecteur donné par l'équation (2.15) de la façon suivante :

$$C(q, \dot{q})\dot{q} = \begin{bmatrix} W_1(Pq_m)\dot{q}_m\dot{q}_e \\ -\frac{1}{2}\dot{q}_e^T W_1(Pq_m)\dot{q}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}W_1(Pq_m)\dot{q}_m & \frac{1}{2}W_1(Pq_m)\dot{q}_e \\ -\frac{1}{2}\dot{q}_e^T W_1(Pq_m) & 0 \end{bmatrix} \dot{q} \quad (2.17)$$

et en observant :

$$-\frac{1}{2}\dot{q}_e^T W_1(Pq_m)\dot{q}_e = -\frac{1}{2}\dot{q}_e^T \{W_1(Pq_m) + W_2(Pq_m)\} \dot{q}_e$$

où : $W_2(Pq_m) + W_2(Pq_m)^T = 0$, et tel que :

$$W_2(Pq_m) = \begin{bmatrix} 0 & -L_{sr} j P e^{jPq_m} \\ -L_{sr} j P e^{-jPq_m} & 0 \end{bmatrix}$$

En outre si l'on additionne et on soustrait le terme $W_2(Pq_m)\dot{q}_m\dot{q}_e$ dans la première ligne de la matrice (2.17), on obtient :

$$C(q, \dot{q})\dot{q} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}\{W_1(Pq_m) + W_2(Pq_m)\}\dot{q}_m & \frac{1}{2}\{W_1(Pq_m) - W_2(Pq_m)\}\dot{q}_e \\ -\frac{1}{2}\dot{q}_e^T \{W_1(Pq_m) + W_2(Pq_m)\} & 0 \end{bmatrix}$$

Si l'on remplace $W_1(Pq_m)$ et $W_2(Pq_m)$ par leurs termes dans la matrice ci-dessus on obtient :

$$C(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & L_{sr} j P e^{j P q_m} \dot{q}_r \\ -L_{sr} j P e^{-j P q_m} \dot{q}_m & 0 & 0 \\ \dot{q}_r^T L_{sr} j P e^{-j P q_m} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

où cette matrice satisfait notre objectif de factorisation [KIM-96].

Cette factorisation nous mène à la représentation compacte suivante du modèle du moteur :

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + R\dot{q} = Mu^{\alpha\beta} + \zeta \quad (2.18)$$

Avec la sortie :

$$C_{em}(q, \dot{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T W_1(Pq_m) \dot{q}_e \quad (2.19)$$

II.5 Etapes générales d'élaboration d'un contrôleur PBC

L'idée principale du contrôleur basé sur la passivité consiste à reformuler l'énergie totale des systèmes puis à insérer un terme d'amortissement au système. Cette technique, développée à l'origine pour le but de régulation des robots, a été élargie dans la suite à d'autres objectifs comme la commande des machines électriques et aux circuits électriques. [ORT-89] présente la source de la commande passive appliquée aux robots rigides. Cette technique a été améliorée dans [ORT-91] pour résoudre le problème de poursuite pour les systèmes d'Euler Lagrange.

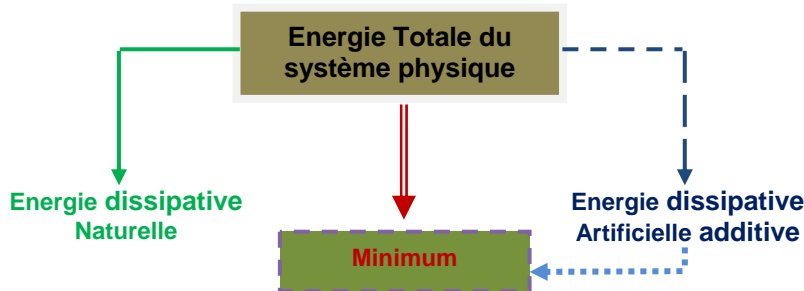


Figure 2.3 : Réformulation de l'énergie du système par l'injection d'un amortissement.

La commande passive (Passivity Based Control) consiste à modifier l'énergie vers une énergie souhaitée qui représente réellement un point d'équilibre minimum pour des coordonnées désirées $q_i^*, i = 1, \dots, n$; cela conduit alors le système à tourner autour d'un point minimum d'énergie. En plus, si ce contrôleur injecte un terme dissipatif additif adéquat au système, la vitesse de convergence à l'état voulu peut être améliorée par rapport à celle atteinte avec la dissipation naturelle fournie par le système (figure 2.3).

Pour réaliser cette structure, on peut considérer le schéma de contrôle de la figure 2.4. La dynamique désirée (les coordonnées désirées) peut être synthétisée par la modification du modèle du système qui possède un minimum de l'énergie totale du système. Par conséquent, on peut obtenir

le schéma de contrôle basé sur la définition de la dynamique désirée (Target Dynamics Matching) présenté à la figure 2.4. Pour définir la dynamique désirée, on utilise la propriété de la passivité en factorisant les forces qui ne produisent pas de travail afin d'accomplir l'objectif de contrôle. Ensuite on obtient les coordonnées désirées à partir de cette dynamique désirée. [KIM-96]

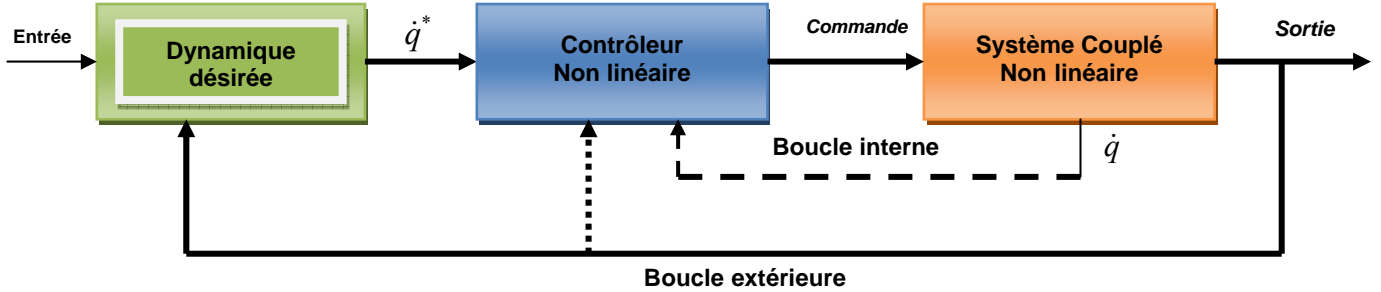


Figure 2.4 : Contrôle par la définition de la dynamique désirée

Donc, on peut résumer l'étape de la conception de la commande basée sur la passivité de la façon suivante :

- Donner le système à contrôler une forme de contrôle Lagrangien.
- Elaborer la structure de la dynamique désirée à suivre.
- Choix des coordonnées désirées.

II.6 Application de la commande PBC à la MADA

Dans cette section nous allons appliquer la démarche de la conception de la passivité à la MADA en mode moteur. Pour formuler le problème de contrôle, on suppose que les propriétés formulées au paragraphe 2.4 sont vérifiées. On considère par ailleurs, la forme compacte du modèle du moteur MADA (équations (2.18) et (2.19)). Sous ces conditions, on cherche une loi de commande qui assure : la stabilité interne, l'asservissement asymptotique du couple ainsi que la régulation de la norme du flux rotorique, c'est à dire, la boucle fermée doit satisfaire [KIM-96], [ORT-98], [AIS-02] :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (C_{em} - C_{em}^*) = 0 \quad , \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \|\phi_r^{\alpha\beta}\| = \beta \quad (2.20)$$

Afin de résoudre ces conditions, nous devons d'abord établir la structure de la dynamique désirée et ensuite résoudre le problème du choix des coordonnées désirées. Cependant, avant de passer à ces étapes, l'analyse suivante serait utile.

En utilisant la relation entre le couple et le flux rotorique explicitée au chapitre 1, équation 1.37, On peut écrire la relation suivante, dans le référentiel (α, β)

$$\phi_r^{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \|\phi_r^{\alpha\beta}\| \begin{bmatrix} \cos \rho \\ \sin \rho \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

où $\|\phi_r^{\alpha\beta}\|$ est l'amplitude du vecteur du flux rotorique.

La vitesse de rotation de ce vecteur est donnée par :

$$\dot{\rho} = \frac{R_r}{P \|\phi_r^{\alpha\beta}\|^2} C_{em}$$

où C_{em} est donné par (2.19).

D'autre part, comme nous voulons accomplir la régulation de la norme du flux rotorique ; il est raisonnable de définir la structure suivante pour le vecteur du flux rotorique désiré :

$$\phi_r^{\alpha\beta*} = \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha}^* \\ \phi_{r\beta}^* \end{bmatrix} = \beta \begin{bmatrix} \cos \rho^* \\ \sin \rho^* \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

avec $\rho^* = \arctan\left(\frac{\phi_{r\alpha}^*}{\phi_{r\beta}^*}\right)$

alors :

$$\dot{\rho}^* = \frac{R_r}{P\beta^2} C_{em}^*$$

où C_{em}^* est le couple désiré.

Nous pouvons remarquer que :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \phi_r^{\alpha\beta} = \phi_r^{\alpha\beta*} \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \|\phi_r^{\alpha\beta}\| = \beta \text{ et } \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{R_r}{P \|\phi_r^{\alpha\beta}\|^2} C_{em} = \frac{R_r}{P\beta^2} C_{em}^*$$

alors :

$$\lim_{t \rightarrow 0} C_{em} = C_{em}^*$$

Remarque 4 :

Cette étude permet de confirmer que le problème de l'asservissement du couple est résolu, si et seulement si la loi de commande assure la régulation du flux rotorique avec une stabilité interne.

L'étape prochaine après cette analyse est la définition de la dynamique désirée. Cette dynamique doit être compatible avec les contraintes physiques du moteur MADA, on peut ainsi proposer la dynamique désirée suivante (de même type que la dynamique réelle) :

$$D(q)\ddot{q}^* + C(q, \dot{q})\dot{q}^* + R\dot{q}^* = Mu^{\alpha\beta*} + \xi \quad (2.23)$$

avec la contrainte imposée par (2.8) :

$$\phi^{\alpha\beta*} = D_e(Pq_m)\dot{q}_e^* \quad (2.24)$$

où :

$$\dot{q}^* = [\dot{q}_e^{*T}, \dot{q}_m^*]^T = [\dot{q}_s^{*T}, \dot{q}_r^{*T}, \dot{q}_m^*]^T$$

$$\phi^{\alpha\beta*} = [\phi_s^{\alpha\beta*T}, \phi_r^{\alpha\beta*T}]^T$$

$\phi^{\alpha\beta*}$ est défini par (2.22).

On constate que si \dot{q}^* de (2.23) satisfait (2.24) alors la sortie de la dynamique désirée est :

$$C_{em}(q, \dot{q}^*) = \frac{1}{2} q_e^{*T} W_1(Pq_m)\dot{q}_e^* \quad (2.25)$$

Etant donné le couple désiré $C_{em}^*(q, \dot{q}^*)$ nous devons définir $u^{\alpha\beta*}$ et \dot{q}^* de façon à assurer que (2.23) et (2.24) soient toujours vérifiées $\forall t \geq 0$ et pour toutes les valeurs de q, \dot{q} et C_r ,

Afin de résoudre ce problème nous allons caractériser les solutions \dot{q}^* de (2.23) qui donnent le flux rotorique désiré $\phi_r^{\alpha\beta*}$. Nous constatons que, $\forall q, \dot{q}$ et \dot{q}^* les deux premières équations de (2.23) peuvent être satisfaites avec le choix :

$$u_s^{\alpha\beta*} = L_s \ddot{q}_s^* + L_{sr} e^{JPq_m} \ddot{q}_r^* + L_{sr} jPe^{JPq_m} \dot{q}_r \dot{q}_m^* + R_s \dot{q}_s^* \quad (2.26)$$

Ensuite, le problème de choix du \dot{q}^* doit être résolu en considérant que (2.24), (2.27) et (2.28) sont toujours vérifiées $\forall t \geq 0$ et $\forall q, \dot{q}$ et C_r .

$$u_r^{\alpha\beta*} = L_{sr} e^{-JPq_m} \ddot{q}_s^* + L_r \ddot{q}_r^* - L_{sr} jPe^{-jPq_m} \dot{q}_m \dot{q}_s^* + R_r \dot{q}_r^* \quad (2.27)$$

$$J\dot{q}_m^* + L_{sr} \dot{q}_r^T jPe^{-jPq_m} \dot{q}_s^* + f \dot{q}_m^* = -C_r \quad (2.28)$$

Les équations (2.26, 2.27, 2.28) représentent une forme détaillée de l'équation (2.23).

De même, on remarque que (2.24) et (2.27) ne dépendent pas de \dot{q}_m^* . Donc, la cinquième ligne de (2.23) permet de définir \dot{q}_m^* comme étant la solution de :

$$\ddot{q}_m^* = -\frac{1}{J} \left[L_{sr} \dot{q}_r^T j P e^{-jPq_m} \dot{q}_s^* + f \dot{q}_m^* + C_r \right]$$

Nous pouvons obtenir la structure du flux rotorique désiré à partir de (2.24) :

$$\phi_r^{\alpha\beta^*} = L_{sr} e^{-jPq_m} \dot{q}_s^* + L_r \dot{q}_r^* \quad (2.29)$$

et sa dérivée par :

$$\dot{\phi}_r^{\alpha\beta^*} = L_{sr} e^{-jPq_m} \ddot{q}_s^* + L_r \ddot{q}_r^* - L_{sr} j P e^{-jPq_m} \dot{q}_m \dot{q}_s^*$$

en comparant avec (2.27), on obtient :

$$\dot{\phi}_r^{\alpha\beta^*} + R_r \dot{q}_r^* = u_r^{\alpha\beta^*} \quad (2.30)$$

D'autre part, si l'on calcule la dérivée de (2.22), on obtient :

$$\dot{\phi}_r^{\alpha\beta^*} = \frac{R_r C_{em}^*}{P\beta^2} j \phi_r^{\alpha\beta^*} \quad ; \quad \phi_r^{\alpha\beta^*}(0) = \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Donc, en remplaçant (2.31) dans (2.30), on trouve :

$$\dot{q}_r^* = \frac{u_r^{\alpha\beta^*}}{R_r} - \frac{C_{em}^*}{PB^2} j \phi_r^{\alpha\beta^*} \quad (2.32)$$

et finalement, à l'aide de l'équation (2.29), on obtient :

$$\dot{q}_s^* = \left(\frac{L_r C_{em}^*}{L_{sr} P \beta^2} j + \frac{1}{L_{sr}} I_2 \right) e^{jPq_m} \phi_r^{\alpha\beta^*} \quad (2.33)$$

Remarque 5 :

Les coordonnées souhaitées \dot{q}^* de ci-dessus présente un choix unique assurant une sortie souhaitée C_{em}^* et une régulation asymptotique du flux vers une dynamique désirée. Ceci peut être vérifié en marquant que pour les valeurs désirées C_{em}^* et β , la solution de (2.31) est unique. Par conséquent, les valeurs de (2.32) et (2.33) sont à leurs tours uniques.

Remarque 6 :

Dans l'analyse précédente nous avons étudié le problème de contrôle du couple, dont sa valeur désirée détermine automatiquement la vitesse du rotor via la relation (2.14). En d'autres termes \dot{q}_m^* est considérée comme étant la vitesse rotorique qui correspond au couple désiré si la vitesse réelle \dot{q}_m converge à sa valeur souhaitée.

Après ces observations, nous pouvons résumer les développements précédents dans la proposition suivante.

Proposition de loi de commande :

La loi de commande proposée, est un retour d'état dynamique non linéaire avec les états du contrôleur sont sous la forme suivante :

- Les tensions d'alimentations désirées statoriques et rotoriques données par :

$$u_s^{\alpha\beta*} = L_s \ddot{q}_s^* + L_{sr} e^{jn_p q_m} \ddot{q}_r^* + L_{sr} j P e^{jn_p q_m} \dot{q}_r \dot{q}_m^* + R_s \dot{q}_s^*$$

$$u_r^{\alpha\beta*} = L_{sr} e^{-jPq_m} \ddot{q}_s^* + L_r \ddot{q}_r^* - L_{sr} j P e^{-jPq_m} \dot{q}_m \dot{q}_s^* + R_r \dot{q}_r^*$$

- Les courants des phases statoriques et rotoriques sont formulés avec le vecteur compact \dot{q}_e^*

$$\dot{q}_e^* = \begin{bmatrix} \dot{q}_s^* \\ \dot{q}_r^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{L_r C_{em}^*}{L_{sr} P \beta^2} j + \frac{1}{L_{sr}} I_2 \right) e^{jn_p q_m} \phi_r^{\alpha\beta*} \\ \frac{u_r^{\alpha\beta*}}{R_r} - \frac{C_{em}^*}{P \beta^2} j \phi_r^{\alpha\beta*} \end{bmatrix}$$

- L'accélération angulaire souhaitée est donnée par :

$$\ddot{q}_m^* = -\frac{1}{J} \left[L_{sr} \dot{q}_r^T j P e^{-jn_p q_m} \dot{q}_s^* + f \dot{q}_m^* + C_r \right] ; \quad \dot{q}_m^*(0) = \dot{q}_{m0}^*$$

- Enfin le flux totale rotorique à atteindre :

$$\dot{\phi}_r^{\alpha\beta*} = \frac{R_r C_{em}^*}{P \beta^2} j \phi_r^{\alpha\beta*} ; \quad \phi_r^{\alpha\beta*}(0) = \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \end{bmatrix}$$

- Pour tous ces états le couple électromagnétique tend à sa valeur référentielle suivante :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} C_{em} = C_{em}^*$$

Afin de compléter la conception du contrôleur, nous avons besoin de définir la loi de commande qui assure que la dynamique du moteur converge asymptotiquement vers la dynamique désirée. Pour accomplir cette étape, on invoque la stabilité au sens de Lyapunov.

On définit d'abord le signal d'erreur d'état $e = \dot{q}_e - \dot{q}_e^*$ qui satisfait l'équation (2.34) (différence entre les équations (2.23) et (2.18)) :

$$D(q)\dot{e} + C(q, \dot{q})e + Re = M(u^{\alpha\beta} - u^{\alpha\beta*}) \quad (2.34)$$

Les travaux antérieurs ([KIM-96] et autres) propose une fonction quadratique V qui sera notre candidate pour notre cas.

$$V = \frac{1}{2} e^T D(q) e \quad (2.35)$$

La positivité de $D(q)$ et le quotient de Rayleigh, la fonction V satisfait les bornes suivantes :

$$0 \leq \alpha_{\min} \{D\} \|e(t)\|^2 \leq V \leq \alpha_{\max} \{D\} \|e(t)\|^2 \quad (2.36)$$

où $\alpha_{\min} \{ \cdot \}, \alpha_{\max} \{ \cdot \}$ désignent les valeurs propres minimale et maximale de $\{ \cdot \}$. On peut obtenir la dérivée de (2.35) autour de la trajectoire de (2.34) en utilisant $\dot{D}(q) = C(q, \dot{q}) + C(q, \dot{q})^T$, d'où :

$$\dot{V} = -e^T R e + e^T M (u^{\alpha\beta} - u^{\alpha\beta*})$$

En considérant $u^{\alpha\beta} = u^{\alpha\beta*}$ et par la positivité de R et le quotient de Rayleigh, l'expression précédente devient :

$$\dot{V} \leq -\alpha_{\min} \{D\} \|e(t)\|^2$$

Ensuite, en utilisant (2.36) nous obtenons :

$$\dot{V} \leq -\alpha_r V, \quad \alpha_r = \frac{\alpha_{\max} \{R\}}{\alpha_{\min} \{D\}} > 0$$

L'intégration de cette expression $\int_0^t \frac{\dot{V}}{V} ds \leq \int_0^t (-\alpha_r) ds$ donne :

$$V(t) \leq V(0) e^{-\alpha_r t}$$

En appliquant encore (2.36), on obtient :

$$\|e(t)\|^2 \leq m e^{-\alpha_r t} \|e(0)\|^2, \quad m = \frac{\alpha_{\max} \{D\}}{\alpha_{\min} \{D\}} > 0 \quad (2.37)$$

Donc, l'erreur des courants converge exponentiellement vers zéro.

La stabilité interne est aussi établie en remarquant que $\phi_r^{\alpha\beta*}$ est borné par la définition (2.22) ; par conséquent \dot{q}_s^*, \dot{q}_r^* sont bornés par (2.33) et (2.33) respectivement. Alors \dot{q}_m^* est borné avec C_r d'après (2.28), qui est un filtre du premier ordre avec une entrée bornée.

Ce résultat peut être interprété sur le plan énergétique, si nous considérons la fonction quadratique (2.35) comme l'énergie désirée du système en boucle fermée. Ensuite, par la définition de $u^{\alpha\beta} = u^{\alpha\beta*}$, on cherche la loi de commande qui pilote l'énergie originale du système afin

d'atteindre le comportement désiré. De plus, il faut soulever que si l'on ajoute des termes d'amortissements à la loi de commande $u^{\alpha\beta}$ ainsi qu'à l'état du contrôleur \dot{q}_m^* c'est-à-dire :

$$u^{\alpha\beta} = u^{\alpha\beta*} - K_1 e_e \quad (2.38)$$

$$\ddot{q}_m^* = -\frac{1}{J} [L_{sr} \dot{q}_r^T j P e^{-jPq_m} \dot{q}_s^* + f \dot{q}_m^* + K_4 e_m + C_r] \quad ; K_4 > 0 \quad (2.39)$$

où : $e_e = \dot{q}_e - \dot{q}_e^* = [\dot{q}_s^T, \dot{q}_r^T]^T - [\dot{q}_r^{*T}, \dot{q}_s^{*T}]^T$ $e_m = \dot{q}_m - \dot{q}_m^*$,

alors la vitesse de convergence vers l'état désiré peut être améliorée.

Dans ce cas, l'équation d'erreur (2.34) devient :

$$D(q)\dot{e} + C(q, \dot{q})\dot{e} + (R + K)e = M(u^{\alpha\beta} - u^{\alpha\beta*})$$

où $K_1 = \text{diag}\{K_2, K_3\}$, et $K = \text{diag}\{K_2, K_3, K_4\}$

et la dérivée par rapport au temps de (2.35) de cette équation est donnée par :

$$\dot{V} = -e^T (R + K) e$$

Par la même procédure de (2.34) à (2.37), on obtient :

$$\alpha_1 = \frac{\alpha_{\min}\{R + K\}}{\alpha_{\max}\{D\}} > 0$$

Qui implique une amélioration de la vitesse de convergence.

Synthèse d'un théorème

On considère le modèle du moteur MADA (2.18) avec la sortie régulée et la norme du flux $\|\phi_r^{\alpha\beta}\|$ ainsi que les suppositions du paragraphe 4. Dans ce cas, la loi de commande est définie par :

$$u_s^{\alpha\beta*} = L_s \ddot{q}_s^* + L_{sr} e^{jPq_m} \ddot{q}_r^* + L_{sr} j P e^{jPq_m} \dot{q}_r \dot{q}_m^* + R_s \dot{q}_s^* - k_2 e_s$$

$$u_r^{\alpha\beta*} = L_{sr} e^{-jPq_m} \ddot{q}_s^* + L_r \ddot{q}_r^* - L_{sr} j P e^{-jPq_m} \dot{q}_m \dot{q}_s^* + R_r \dot{q}_r^* - k_3 e_r$$

Où les coefficients $k_2, k_3 > 0$

$$\dot{q}_e^* = \begin{bmatrix} \dot{q}_s^* \\ \dot{q}_r^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{L_r C_{em}^*}{L_{sr} P \beta^2} j + \frac{1}{L_{sr}} I_2 \right) e^{jPq_m} \phi_r^{\alpha\beta*} \\ \frac{u_r^{\alpha\beta*}}{R_r} - \frac{C_{em}^*}{P \beta^2} j \phi_r^{\alpha\beta*} \end{bmatrix}$$

Avec les états du contrôleur :

$$\ddot{q}_m^* = -\frac{1}{J} \left[L_{sr} \dot{q}_r^T J P e^{-jPq_m} \dot{q}_s^* + f \dot{q}_m^* + K_4 e_m + C_r \right]$$

$$K_4 > 0$$

$$\dot{q}_m^*(0) = \dot{q}_{m0}^*$$

et :

$$\phi_r^{\alpha\beta*} = \frac{R_r C_{em}^*}{P \beta^2} j \phi_r^{\alpha\beta*} \quad ; \quad \phi_r^{\alpha\beta*}(0) = \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \end{bmatrix}$$

Sous ces conditions, le système en boucle fermée est globalement asymptotiquement stable et il accomplit l'asservissement du couple et la régulation de la norme du flux rotorique.

Après les développements établis précédemment, nous allons présenter une commande en tension sans observateur pour notre procédé MADA dont le modèle (α, β) est défini par :

$$D_e(Pq_m) \ddot{q}_e + W_1(Pq_m) \dot{q}_m \dot{q}_e + R_e \dot{q}_e = M u^{\alpha\beta} \quad (2.40)$$

$$J \ddot{q}_m = C_{em}(\dot{q}_e, Pq_m) - C_r = \frac{1}{2} q_e^T W_1(Pq_m) \dot{q}_e - C_r \quad (2.41)$$

Les étapes utilisées dans [AIS-02] [KIM-96] pour l'élaboration de la commande passive pour une machine asynchrone sont reprises ici dans ce travail mais pour un rotor bobiné et alimenté.

- Décomposer le système dynamique comme une interconnection ; par une contre réaction ; de deux sous-systèmes (électrique et mécanique) passifs Σ_e et Σ_m :

$$\Delta_e : v_1 \begin{bmatrix} u^{\alpha\beta} \\ -\dot{q}_m \end{bmatrix} \rightarrow y_1 = \begin{bmatrix} \dot{q}_s \\ C_{em} \end{bmatrix} \quad ; \quad \Delta_m : (C_{em} - C_r) \mapsto \dot{q}_m$$

- Créer une boucle interne, qui assure au sous-système électrique la relation entrée-sortie strictement passive, via l'injection d'un terme non linéaire dans la matrice d'amortissement.
- Appliquer la méthodologie de la conception du contrôleur, basée sur l'idée de la dynamique désirée, pour le sous-système électrique seul, et traiter le sous-système mécanique comme une perturbation passive.

En concordance avec (2.41), [KIM-96], [AIS-02], [AIS-09] décrit la partie mécanique par :

$$J\ddot{q}_m + f \dot{q}_m = C_{em}(\dot{q}_e, Pq_m) - C_r = \frac{1}{2}\dot{q}_e^T - W_1(Pq_m)\dot{q}_e - C_r$$

la stabilité exige un amortissement mécanique strictement positif, $f > 0$.

D'autre part, afin d'obtenir la propriété antisymétrique désirée du modèle, qui est essentielle pour la conception du contrôleur, on peut modifier (2.40) de la façon suivante :

$$D_e(Pq_m)\ddot{q}_e + (W_1(Pq_m)\dot{q}_m + L(Pq_m))\dot{q}_e + (R_e - L(Pq_m, \dot{q}_m))\dot{q}_e = Mu^{\alpha\beta} \quad (2.42)$$

où :

$$\dot{D}_e(Pq_m) = (W_1(Pq_m)\dot{q}_m + L(Pq_m, \dot{q}_m)) + (W_1(Pq_m)\dot{q}_m + L(Pq_m, \dot{q}_m))^T \quad (2.43)$$

$$L(Pq_m, \dot{q}_m) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ L_{sr}jPe^{-jPq_m} & 0 \end{bmatrix} \dot{q}_m \quad (2.44)$$

$$R_e - L(Pq_m, \dot{q}_m) = \begin{bmatrix} R_s I_2 & 0 \\ -L_{sr}jPe^{-jPq_m} & R_r I_2 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Cependant la matrice correspondante aux termes dissipatifs $R_e - L(Pq_m, \dot{q}_m)$ n'est plus définie positive ; donc, on doit la compenser dans la conception du contrôleur. Avec cette modification du modèle, la dynamique électrique désirée du moteur est donnée par :

$$D_e(Pq_m)\ddot{q}_m + (W_1(Pq_m)\dot{q}_m + L(Pq_m, \dot{q}_m))\dot{q}_e^* + (R_e - L(Pq_m, \dot{q}_m))\dot{q}_e^* = Mu^{\alpha\beta^*} \quad (2.46)$$

et on peut décomposer (2.43) en deux parties (2.47) et (2.48) :

$$L_s \ddot{q}_s^* + L_{sr} e^{jPq_m} \ddot{q}_r^* + L_{sr} jP e^{jPq_m} \dot{q}_m \dot{q}_r^* + R_s \dot{q}_s^* = u_s^{\alpha\beta^*} \quad (2.47)$$

$$L_{sr} e^{-jPq_m} \ddot{q}_s^* - L_{sr} jP e^{-jPq_m} \dot{q}_m \dot{q}_s^* + R_r \dot{q}_r^* = u_r^{\alpha\beta^*} \quad (2.48)$$

Le flux rotorique de ce système est égal à celui du système complet, alors d'après la procédure de (2.29) à (2.33) on obtient toujours le même état du contrôleur, donné par :

$$\dot{\phi}_r^{\alpha\beta^*} = \frac{R_r C_{em}^*}{P\beta^2} j\phi_r^{\alpha\beta^*} \quad ; \quad \dot{\phi}_r^{\alpha\beta^*}(0) = \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

ainsi que les mêmes courants désirés q_r^* et \dot{q}_s^* :

$$\dot{q}_r^* = \frac{u_r^{\alpha\beta^*}}{R_r} - \frac{C_{em}^*}{P\beta^2} j\phi_r^{\alpha\beta^*} \quad (2.50)$$

$$\dot{q}_s^* = \left(\frac{L_r C_{em}^*}{L_{sr} P \beta^2} j + \frac{1}{L_{sr}} I_2 \right) e^{jPq_m} \phi_r^{\alpha\beta^*} \quad (2.51)$$

Donc, nous pouvons constater que le calcul du contrôleur ne dépend que des variables mesurables. D'autre part, en supposant $u^{\alpha\beta} = u^{\alpha\beta^*}$, l'équation d'erreur d'état (différence entre 2.46 et 2.42) est donnée par l'expression suivante :

$$D_e(Pq_m)\dot{e}_e + (W_1(Pq_m)\dot{q}_m + L(Pq_m, \dot{q}_m))e_e + (R_e - L(Pq_m, \dot{q}_m))e_e = 0 \quad (2.52)$$

$$\text{où : } e_e = \dot{q}_e - \dot{q}_e^* = [\dot{q}_s^T, \dot{q}_r^T]^T - [\dot{q}_r^{*T}, \dot{q}_s^{*T}]^T$$

Dans ce cas, la positivité de la matrice $R_e - L(Pq_m, \dot{q}_m)$ n'est pas assurée. Afin de surmonter ce problème, on définit l'entrée $u^{\alpha\beta}$ par :

$$u^{\alpha\beta} = u^{\alpha\beta^*} - K_1 e_e$$

alors, par cette loi de commande, l'équation d'erreur d'état (2.52) devient :

$$D_e(Pq_m)\dot{e}_e + (W_1(Pq_m)\dot{q}_m + L(Pq_m, \dot{q}_m))e_e + (R_e - L(Pq_m, \dot{q}_m) + K_1)e_e = 0 \quad (2.53)$$

où

$$K_1 = \text{diag}\{K_2, K_3\}$$

Pour prouver de convergence de l'erreur, considérons la fonction quadratique V_1 :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_e^T D_e(Pq_m) e_e$$

dont la dérivée par rapport au temps est donnée par :

$$\dot{V}_1 = -e_e^T (R_e - L(Pq_m, \dot{q}_m) + K_1)_{sym} e_e$$

L'utilisation de la propriété de "matrice antisymétrique" (2.53), a permis de modifier la matrice de dissipation en forme symétrique $()_{sym}$:

$$(R_e - L(Pq_m, \dot{q}_m) + K_1)_{sym} = \begin{bmatrix} (R_s + K_2)I_2 & \frac{1}{2} L_{sr} j P e^{jPq_m} \dot{q}_m \\ -\frac{1}{2} L_{sr} j P e^{-jPq_m} \dot{q}_m & (R_r + K_3)I_2 \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

La matrice (2.54) pour être définit positive, elle doit satisfaire la condition suivante :

$$(R_s + K_2)I_2 - \frac{1}{4(R_r + K_3)} (L_{sr} j P e^{jPq_m} \dot{q}_m) (-L_{sr} j P e^{-jPq_m} \dot{q}_m) > 0 \quad (2.55)$$

II.6.1 Stratégies PBC Proposée à la Commande de la MADA

Pour assurer l'asservissement asymptotique du système global on doit assurer que la matrice (2.54) soit définie positive ; alors on peut poser plusieurs conditions sur la relation (2.55) :

K3 EST CHOISI TEL QUE (K3<< Rr)>0

K_3 est négligé devant R_r , cela conduit, en utilisant la propriété $e^{jPq_m} e^{-jPq_m} = I_2$ et $j^2 = -I_2$, à une condition de positivité de la matrice (2.54), [AIS-02]. Le retour de sortie dynamique K_2 doit respecter :

$$K_2 > \frac{L_{sr}^2}{4R_r} (P\dot{q}_m)^2$$

Dans ce cas la machine MADA est gouvernée au niveau statorique et le signal de commande $u^{\alpha\beta}$ est donné par

$$u^{\alpha\beta} = u^{\alpha\beta*} - K_4 e_e \text{ avec } K_4 = \text{diag} \left\{ K_2, \frac{K_2}{C} \right\} \quad K_2/C \ll R_r \text{ et } C > 0.$$

Alors on peut définir K_2 comme un gain variant dans le temps tel que :

$$K_2 > \frac{L_{sr}^2}{4\varepsilon} (P\dot{q}_m)^2$$

où

$$0 < \varepsilon < R_r$$

ce qui assure la positivité de $R_e - L(Pq_m, \dot{q}_m) + K_1$

K2 EST CHOISI TEL QUE (K2<< Rs)>0

K_2 est négligé devant R_s , cela conduit, en utilisant la propriété $e^{jPq_m} e^{-jPq_m} = I_2$ et $j^2 = -I_2$ à une condition de positivité de la matrice (2.54) de la même façon précédente et le retour de sortie dynamique K_2 doit respecter :

$$K_3 > \frac{L_{sr}^2}{4R_s} (P\dot{q}_m)^2$$

Dans ce cas la MADA est gouvernée au niveau rotorique et le signal de commande $u^{\alpha\beta}$ est donné par :

$$u^{\alpha\beta} = u^{\alpha\beta*} - K_4 e_e \text{ avec :}$$

$$K_4 = \text{diag}\{K_3 / C, K_3\} \text{ et } K_3/C \ll R_s \text{ et } C > 0.$$

Avec les deux dernières définitions du gain K_4 et en utilisant les bornes des matrices V_1 et \dot{V}_1 l'erreur converge exponentiellement vers zéro :

$$\|e_1(t)\|^2 \leq m_1 e^{-\alpha_2 t} \|e_1(0)\|^2$$

où $m_1 = \frac{\alpha_{\max}\{D_e\}}{\alpha_{\min}\{D_e\}} > 0$ et $\alpha_2 = \frac{\alpha_{\min}\{R_e - L(Pq_m, \dot{q}_m) + K_4\}}{\alpha_{\max}\{D_e\}} > 0$, ce qui peuvent être obtenus

d'après la même procédure de (2.35) à (2.37).

Donc, sous ces conditions, le système en boucle fermée (2.53) est globalement asymptotiquement stable, en assurant la poursuite du couple ainsi que la régulation de la norme du flux tout en respectant la stabilité interne.

II.6 .2 ASSERVISSEMENT DE VITESSE

UTILISATION DE LA PBC

On utilise la stratégie du contrôle de vitesse suivante :

$$C_{em}^* = J\ddot{q}_m^* - Z + C_r \quad (2.56)$$

où :

$$\dot{Z} = -aZ + b(\dot{q}_m - \dot{q}_m^*), \quad a, b > 0 \quad (2.57)$$

La définition du couple désiré (2.56) avec (2.57) permet de réduire effectivement l'erreur de l'asservissement de vitesse sans aucune mesure de l'accélération. En outre, nous pouvons rendre la convergence de l'erreur de vitesse indépendante de l'amortissement mécanique naturel du moteur.

On considère le modèle du moteur MADA (2.40) et (2.41), et on suppose que :

- les courants statoriques \dot{q}_s , la vitesse du rotor \dot{q}_m et la position q_m sont mesurables,
- le couple de charge $C_r(t)$ est une fonction connue,
- la vitesse rotorique désirée $\dot{q}_m^*(t)$ est une fonction deux fois dérivable, lisse et bornée, avec des dérivées bornées connues de première et de deuxième ordre, ainsi que :

$$|\ddot{q}_m^*(t)| \leq c_2 < \infty, \forall t \in [0, \infty),$$

- la norme du flux rotorique désirée est une constante $\beta > 0$.

On propose, par retour dynamique non linéaire de la sortie, le contrôleur suivant :

$$u_s^{\alpha\beta} = L_s \dot{q}_s^* + L_{sr} e^{jPq_m} \ddot{q}_r^* + L_{sr} jP e^{jPq_m} \dot{q}_m \dot{q}_r^* + R_s \dot{q}_s^* - k_2 e_s$$

$$u_r^{\alpha\beta} = L_{sr} e^{-jPq_m} \ddot{q}_s^* - L_{sr} jP e^{-jPq_m} \dot{q}_m \dot{q}_s^* + R_r \dot{q}_r^* - (k2/c) e_r$$

$$\dot{q}_e^* = \begin{bmatrix} \dot{q}_s^* \\ \dot{q}_r^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{L_r C_{em}^*}{L_{sr} P \beta^2} j + \frac{1}{L_{sr}} I_2 \right) e^{jPq_m \phi_r^{\alpha\beta*}} \\ \frac{u_r^{\alpha\beta*}}{R_r} - \frac{C_{em}^*}{P \beta^2} j \phi_r^{\alpha\beta*} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

où le couple désiré est défini par (2.55) et $e_e = \dot{q}_e - \dot{q}_e^*$; $K_2 = \frac{L_{sr}^2}{4\varepsilon} (P\dot{q}_m)^2$; $0 < \varepsilon < R_r$,

et les équations des états du contrôleur :

$$\dot{\phi}_r^{\alpha\beta*} = \frac{R_r C_{em}^*}{P \beta^2} j \phi_r^{\alpha\beta*} (0) = \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

$$\dot{Z} = aZ + b(\dot{q}_m - \dot{q}_m^*), \quad Z(0) = \dot{q}_m(0) - \dot{q}_m^*(0), \quad a, b > 0 \quad (2.60)$$

Sous ces conditions, la loi de commande assure l'asservissement asymptotique de la vitesse ainsi que la régulation de la norme du flux rotorique; c'est à dire, la boucle fermée satisfait :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\dot{q}_m - \dot{q}_m^*) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \|\phi_r^{\alpha\beta}\| = \beta$$

COMMANDE PAR REGULATEUR PID

Le choix du couple désiré peut être choisi par plusieurs façons (régulateur classique ou basé sur une intelligence artificielle). On peut choisir par exemple, un régulateur PI ou PID pour assurer l'asservissement asymptotique global de la vitesse angulaire ou position du rotor (figure 2.5).

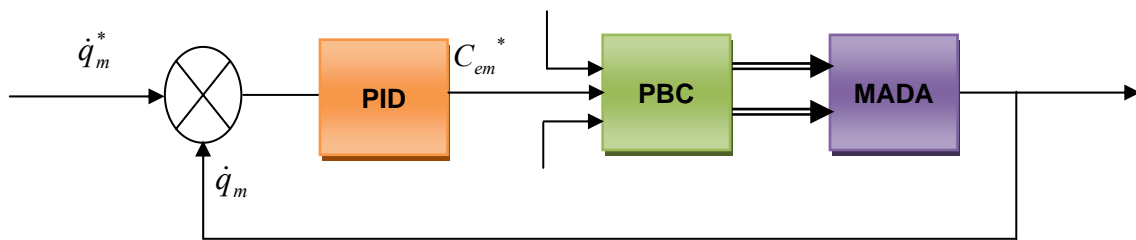


Figure 2.5 : Structure d'une commande passive basée sur un PID

II.7 Résultats de simulation

Le contrôleur basé sur la passivité utilisé dans les paragraphes précédents a été testé sur la machine MADA avec les paramètres cités dans l'annexe A en utilisant le logiciel

MATLAB/SIMULINK. Les paramètres de simulation utilisés sont : $\varepsilon = 1$, $a=400$, $b=500$, la norme de flux $B=1.0253$ Weber et la vitesse de rotation de référence est $\dot{q}_m^* = 150$ rad/s.

Les figures (2.6a), (2.6b), (2.6c), (2.6d) présentent respectivement les résultats obtenus du contrôleur PBC concernant la vitesse, le couple électromagnétique, le courant statorique et le flux rotorique de la MADA (Les paramètres de la machine sont supposés invariants). Pour deux références de vitesse angulaire de 100 rad /sec et 150 rad /sec, avec un couple de charge variant de 0 Nm à 10 Nm, les références sont toujours suivies par la machine MADA comme l'indiquent l'ensemble des réponses présentées avec un rejet total du couple de charge appliqué.

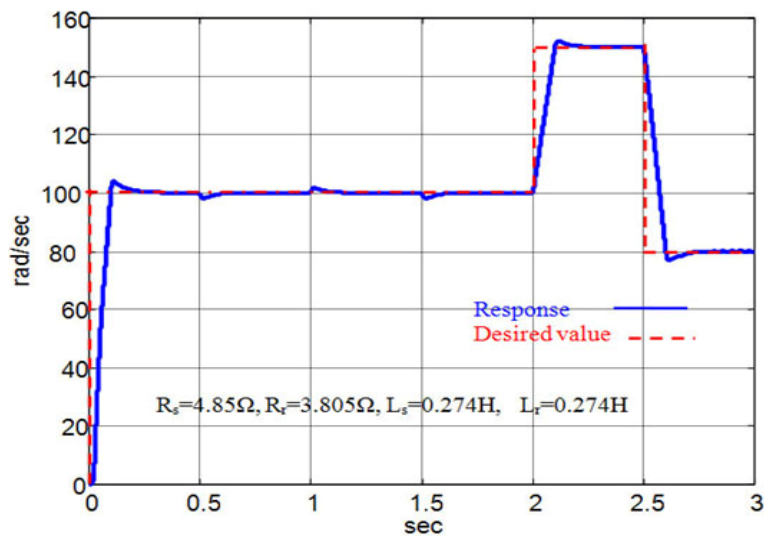


Figure2.6a : Vitesse de rotation

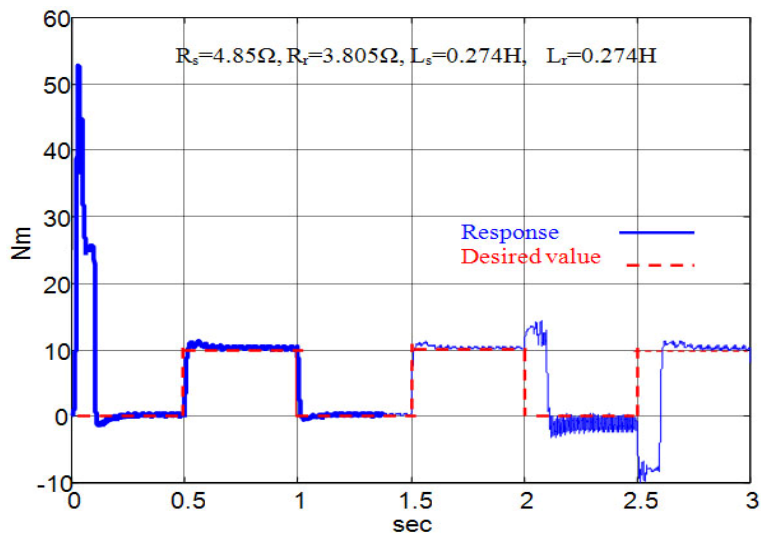


Figure2.6b : Couple électromagnétique

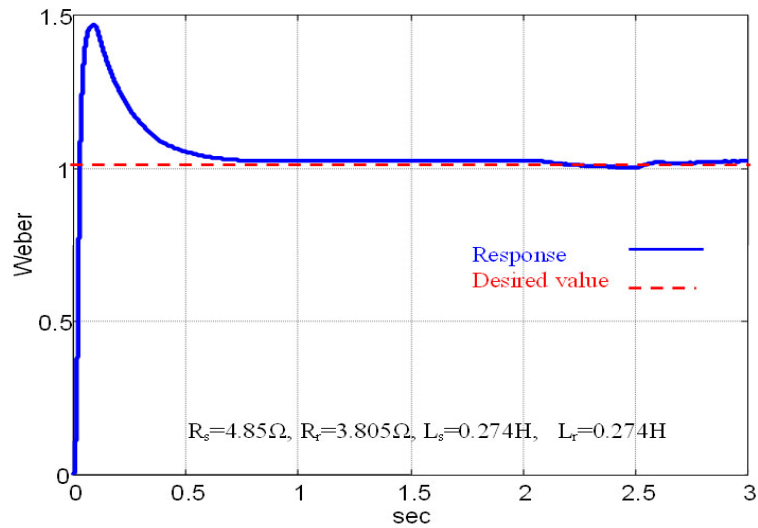


Figure2.6c : Flux rotorique

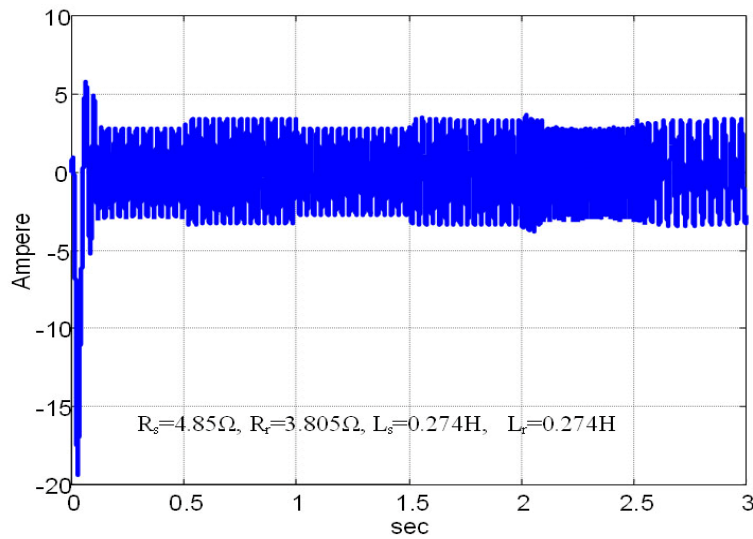


Figure2.6d : Courant rotorique de la phase A

Le test de robustesse concernant le changement des paramètres physiques de la MADA en utilisant le contrôleur PBC est vérifié. Il est basé sur l'augmentation des valeurs des résistances R_s et R_r de 75 %, et la réduction des valeurs des inductances L_s et L_r par 25 %.

On remarque que les résultats obtenus dans les figures 2.7a, 2.7b, 2.7c, 2.7d indiquent que les réponses de la vitesse, couple électromagnétique, courant statorique, flux rotorique ne sont pas affectés par ces changements.

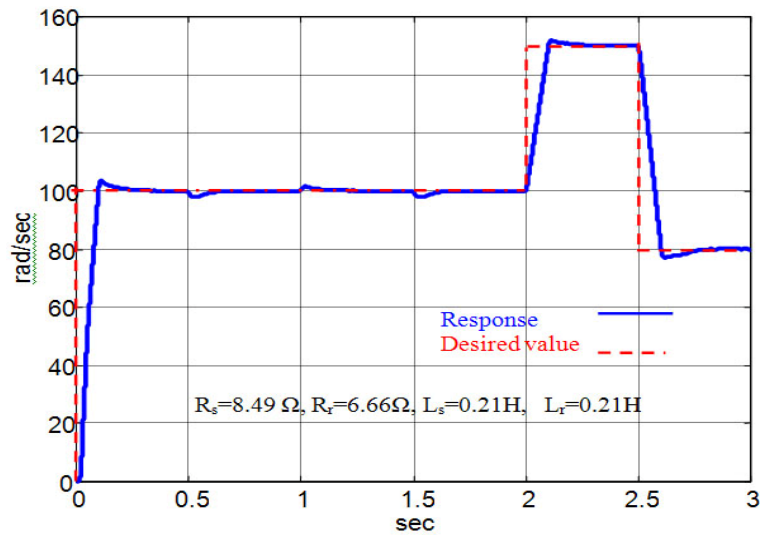


Figure2.7a : Vitesse de rotation

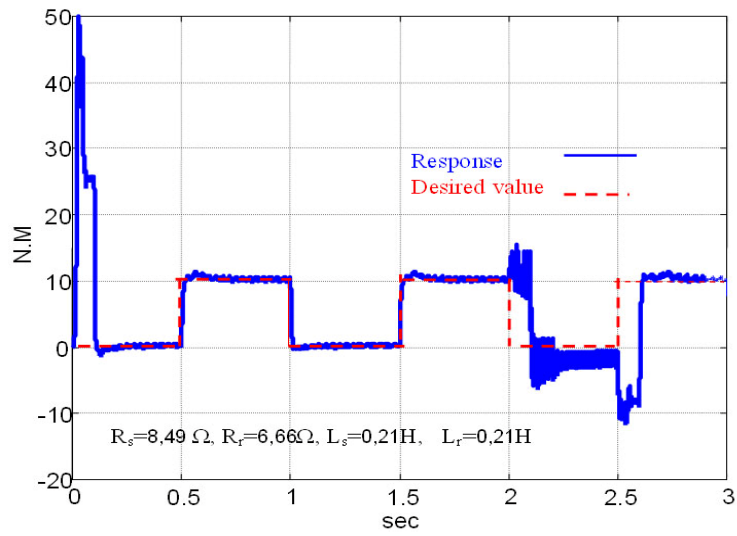


Figure2.7b : Couple électromagnétique

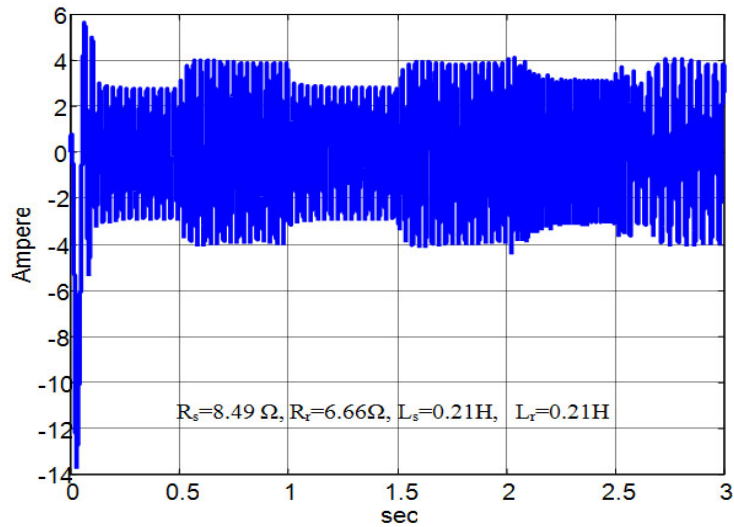


Figure2.7c : Courant statotrique de la phase A

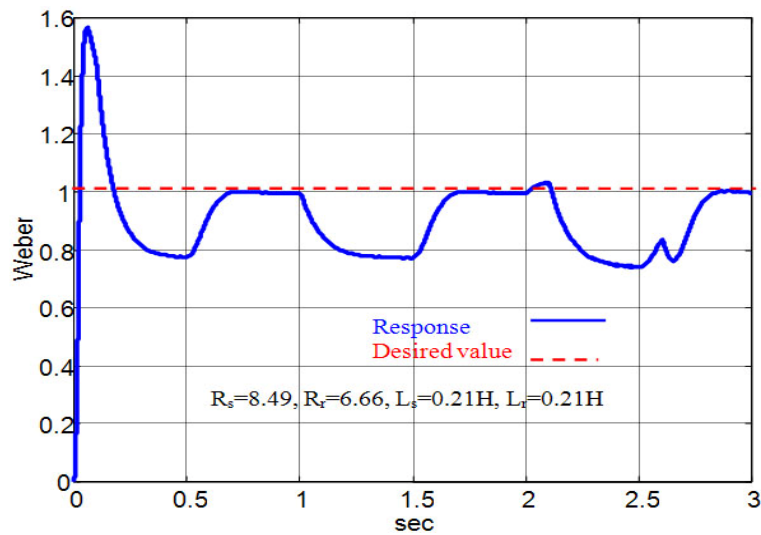


Figure2.7d : Flux rotorique

II.8 Conclusion

Ce chapitre a traité une commande non linéaire basée sur la passivité de la MADA. Son principe général repose sur une formulation Lagrangienne de l'énergie totale mise en jeu dans le système. La commande passive proposée est une commande en tension. Notons que la commande en courant n'a pas été traitée dans notre travail mais elle pourra être établie suivant la même procédure.

La commande passive permet de répondre aux critères d'une commande élaborée à savoir la régulation du flux, l'asservissement du couple, régulation de vitesse ... etc., et ce malgré la présence d'éventuelles erreurs de modélisation et/ou de présence de perturbations extérieures pouvant affecter la MADA. La commande passive permet de conférer à l'ensemble de la structure bouclée une robustesse très appréciable bien sûr tout en assurant une planification des trajectoires du flux, du couple et de la vitesse.

Parmi les avantages de la PBC on peut citer la réduction des fluctuations du couple au démarrage de la MADA et les pics courants au moment de changement des références. Cette technique permet alors une réalisation facile (implantation sécurisée des composants électroniques dans les circuits des convertisseurs) et un coût assez faible en comparaison avec d'autres commandes.

Dans le souci de peaufiner les différents résultats, déjà satisfaisants, nous avons pensé à introduire des parties floues. Ces dernières vont concerner deux retours dynamiques non linéaires, en l'occurrence ceux du couple électromagnétique et du retour de sortie. Ces points feront l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE 3 : CONCEPTION D'UN REGULATEUR FLOU POUR LA COMMANDE PASSIVE

III.1 Introduction

Les stratégies de commande développées dans le chapitre précédent ont permis de répondre aux différentes exigences de poursuite et de régulation. Cependant, afin d'améliorer les performances et la robustesse de la structure de commande basée sur la passivité, nous avons pensé à introduire une partie de contrôle flou dans le régulateur PBC [AIS-10]. Cette structure additive floue va concerner, d'une part, la régulation de vitesse (paramètres anciennement a et b), et d'autre part, le retour dynamique de sortie (anciennement K_2).

Nous présentons dans ce chapitre en premier lieu les concepts de base présentés déjà en littérature de la logique floue [ZAD-65] [BUH-94],[NEM-01], [MER-07], en exposons les principes et les méthodologies nécessaires à la compréhension de cette technique. Le second point traité dans ce chapitre est l'intégration du contrôle flou à la régulation basée sur la PBC d'une machine asynchrone MADA.

III.2 Principes de base de la logique floue

Les informations dont nous disposons sur un système arbitraire sont souvent incertaines ou aléatoires, alors nous avons une ambiguïté sur leurs validités où une inaccessibilité à les exprimées clairement, en effet, Il est alors nécessaire de choisir des développements des nouveaux type de raisonnement ; appelé "*raisonnement approché*" ; afin de traiter mathématiquement l'imprécis et l'incertain des systèmes à commander.

Le premier qui à avoir entamé ces raisonnements et développements est le fameux L. A. ZADEH, qui, à partir de l'année 1965 a énoncé les premiers pas de la logique floue [ZAD-65]. Cette nouvelle technique prend des réflexions basée sur des variables de types linguistiques dont leurs valeurs sont tirées du langage naturel en exploitant des mots ou des expressions, telle que *chaud, froid, foncé, claire, rapide, lent, ...etc* . Beaucoup d'exemples simple peut ont exposés afin de comprendre l'intérêt de la logique floue par rapport à la logique conventionnel, parmi eux cet exemple :

Exemple

La logique habituelle ou classique considère qu'une vitesse d'un moteur peut être évaluée par le terme "*rapide*" ou "*lente*". Cependant dans la logique floue, une description plus large utilisant des degrés de quantifications ou des valeurs intermédiaires sont possibles pour cette vitesse

rotorique. Celle-ci devient une variable de type linguistique dont ses évaluations sont par exemple : "très lente", "lente", "moyenne", "rapide", "très rapide".

Dans les prochains paragraphes, quelques notions de base sur la théorie de la logique floue déjà présentées dans la littérature [BUH-94], [NEM-01], [MER-07] est refaite ici, pour mieux comprendre notre contribution au contrôle de la MADA avec la pensée floue.

III.2.1 EXPLICATONS DES ENSEMBLES FLOUS

Un ensemble flou reflète le degré de probabilité de l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir d'une manière proportionnelle (forte ou faible) à cette classe [BUH-94].

L'analyse et les définitions sur les ensembles sont nécessaires pour comprendre cette notion présentée ci-dessus : Soit un ensemble de référence X continu ou discret d'objets définis $\{x\}$. Pour le cas d'un ensemble classique A de X est défini sur un univers de discours par une fonction caractéristique μ_A logique claire, elle prend la valeur 0 pour les éléments de X n'appartenant pas à A , ainsi la valeur 1 pour ceux qui appartiennent à A (fig3.1a). Pour le cas d'un ensemble flou A (fig3.1b) L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue X .

$$\mu_A : X \rightarrow \{0,1\} \quad (3.1)$$

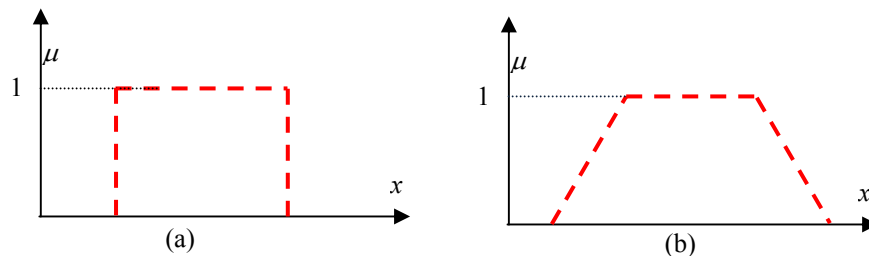


Figure (3.1): Exemple de fonctions d'appartenance : (a) logique classique ; (b) logique floue

Il faut noter que généralement l'ensemble flou A peut être représenté comme un ensemble de paires ordonnées (élément générique, degré d'appartenance) donné par :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in X\} \quad (3.2)$$

D'une façon explicite l'ensemble A est représenté selon la notation suivante, en indiquant pour tout élément x de X son degré $\mu_A(x)$ d'appartenance à A :

$$\begin{aligned} A &= \sum_{x \in X} \mu_A(x) / x, & \text{si } X \text{ est discret} \\ A &= \int_x \mu_A(x) / x, & \text{si } X \text{ est continu} \end{aligned} \quad (3.3)$$

III.2.2 VARIABLE LINGUISTIQUE

Une variable linguistique est une description de certaine situation floue d'un système physique et causale. En terme d'analyse algébrique, une variable linguistique est considérée comme un triplet de paramètres (V, X, T_V) , dont lequel V est une variable de type concret (vitesse, température, pression etc..) définie sur un ensemble de référence X , ses valeurs peuvent prendre n'importe quel élément de X en supposant $T_V(A_1, A_2, \dots)$ est un ensemble de sous-ensembles flous de X , qui sont utilisés pour modéliser V . Un traitement numérique de ce triplet impose la définition des fonctions d'appartenances.

En d'autre terme, si la vitesse est interprétée comme une variable linguistique, alors son ensemble de termes est $T(\text{vitesse}) = \{\text{lente, moyenne, rapide} \dots\}$ où chaque terme est défini par un ensemble flou.

Ces variables peuvent être déterminés comme des sous ensembles flous dont leurs fonctions d'appartenance sont montrées graphiquement sur la figure (3.2).

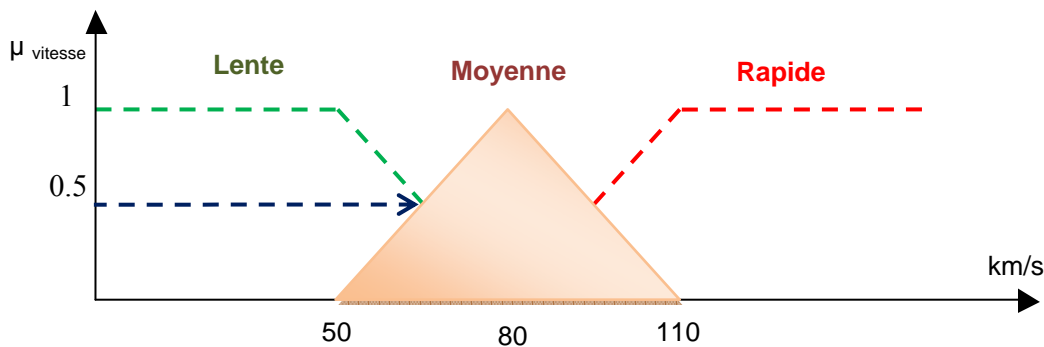


Figure (3.2) : Représentation Graphique des termes linguistiques [Mer-07]

III.2.3 FONCTIONS D'APPARTENANCE

Le traitement des déductions floues oblige la définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenance. Dans cette situation, on doit attribuer à chaque valeur de variable linguistique une fonction d'appartenance appelée μ , dont sa valeur varie entre 0 et 1 (pour l'espace normalisé) [NEM-01] [BUH-94].

Les fonctions d'appartenances les plus utilisées sont de type triangulaire ou trapézoïdal, figure (3.3).

1. Fonction triangulaire : elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$.

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (3.4)$$

2. Fonction trapézoïdale : Cette fonction est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$.

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (3.5)$$



Figure (3.3) : Les Formes courantes des fonctions d'appartenance

III.2.4. Correspondance Ensembles Classiques-Ensembles Floues

La correspondance entre certaines opérations définies sur les ensembles classiques avec les fonctions caractéristiques des ensembles flous est généralement de même principe mais, en matière d'analyse est complètement distincte. Puisque la première manipule des ensembles à fonctions caractéristiques binaires (0 ou 1), en contre partie la deuxième a valeurs floues manipule des fonctions de type graduelles, cela conduit à une distinction entre les deux dans le traitement. Pour bien comprendre cette problématique, l'introduction et la définition d'outils de pensée et traitement flou est indispensables..

Pour deux ensembles flous A et B dans X ayant respectivement μ_A et μ_B comme fonctions d'appartenance. La traduction de L'union, l'intersection, et le complément de ces ensembles flous est faite par te les opérateurs "Et", "Ou" et "Non" [BAU-95], [BAG-99].

Leurs explications est donnée comme suit :

L'opérateur " Et " présente l'intersection de deux ensembles A et B:

définit par :

fonction "min" $\forall x \in X \quad \mu_D(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)).$

Ou

fonction arithmétique "produit" : $\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x)$

L'opérateur " Ou " présente l'union de deux ensembles A et B.

définit par

fonction "max" réalise cette tâche par : $\forall x \in X \quad \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)).$

Ou

fonction "somme" en calcule arithmétique donne : $\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x)$

L'opérateur " Non " : est réalisé par : $\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$

III.3 PROPOSITIONS FLOUES

III.3.1 PROPOSITIONS FLOUES ELEMENTAIRES

Une proposition floue élémentaire est définie à partir d'une variable linguistique modélisée par le triplet cité au paravent (V, X, T_V) avec : la propriété «V est définit A», pour une propriété floue "A" appartenant à l'ensemble flou T_V .

III.3.2. PROPOSITIONS FLOUES GENERALES

Une proposition floue générale est obtenue par la composition de plusieurs propositions floues élémentaires « V est A », « W est B » ... pour des variables linguistiques V, W... .

Dans le cas général, on peut construire des propositions floues similaires la logique classique utilisant la conjonction, disjonction ou implication, par exemple de la forme « si V est A et W est B alors U est C » comme l'exemple suivant :

Si la température est "moyenne" et l'humidité est "assez forte" alors la climatisation est "nécessaire".

III.3.3. Raisonnement en logique floue

La phrase « **Si** les conditions sont vérifiées, **Alors** la conclusion est validée » utilisant les opérateurs **Et**, **Ou** et **Non**, couvre un grand nombre de décisions réelles dans le raisonnement en logique floue. Ce dernier évoque des nouvelles conclusions ou décision d'une manière récurrente en basant sur les informations antérieures.

En récapitulation "le raisonnement flou" s'articule ou s'appui sur trois concepts et étapes fondamentaux :

- ⊗ l'implication floue.
- ⊗ l'inférence floue.
- ⊗ l'agrégation des règles.

Une explication de ces points cruciaux est donnée dans les prochains paragraphes.

III.4 IMPLICATION FLOUE

L'implication floue décrire une information sur le degré de vérité d'une règle floue. D'une autre manière, elle reflète la force d'exactitude entre la prémisse et la conclusion. Considérons par exemple les deux propositions floues.

"x est A" ; "y est B"

"x" et "y" sont des variables floues et "A" et "B" des sous ensembles flous de l'univers du discours "U".

Pour la règle floue : **Si** " x est A" **Alors** " y est B ".

L'implication floue ci-dessus donne alors une catégorie de vérité de la règle floue précédente à partir des degrés d'appartenance de la prémisse "x à A" et de la conclusion. "y à B".

L'opérateur *imp* qui dénote « l'implication » est équivalent à l'opérateur *Alors*. Les normes d'implication les plus usagées dans la pensée floue sont :

- La norme Mamdani $imp.(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \text{minimum entre } (\mu_A(x), \mu_B(y))$
 - La norme Larsen $imp.(\mu_A(x), \mu_B(y)) = (\mu_A(x) \text{ produit par } \mu_B(y))$
- (3.6)

III.4.1 INFERENCE FLOUE

En logique floue ou classique le degré de véracité d'une implication est généralement par sa déduction et non par une mesure directe, pour le cas d'une implication classique l'exemple suivant montre un peut près cette déduction.

Si " p \Rightarrow q Vrai" Alors "q Vrai et p Vrai"

Pour le cas de logique floue

La règle floue suppose : Prémisse \Rightarrow Conclusion

La réalité donne : Fait observe \Rightarrow Conséquence

Plusieurs règles implicatives ainsi ses événements éventuels, définies les règles d'inférences comme des résultantes expliquant les événements possibles des conséquences, elles peuvent être exposées sous plusieurs façons : *Linguistique, Symbolique et par matrice d'inférence.*

Cette dernière est traitée dans le prochain paragraphe :

III.4.2 MATRICE D'INFERENCE

La matrice d'inférence réunie toutes les règles d'inférences sous forme d'une table. Prenons par exemple la température "T" et vitesse "V" sont les ensembles flous des variables d'entrées d'un outil de fraisage. Alors L'intersection d'une colonne et d'une ligne de ces entrées, donne l'ensemble flou de la variable de sortie qui est dans ce cas "le débit de lubrifiant de huile" définis par la règle "U". Cela génère autant de cases modéliser par moins de règles, le tableau suivant montre ces explications.

U "débit lubrifiant"		T "Température"		
		F "Faible"	M "moyenne"	C "chaude"
V "vitesse"	R "rapide"	N	P	GP
	L "lente"	N	N	P

Table de la matrice d'inférence

Les règles que décrit cette table ou Matrice d'inférence d'une manière symbolique sont :

- Si** T est "F" **Et** V est "R" **Alors** U = N **ou**
- Si** T est "M" **Et** V est "R" **Alors** U = P **ou**
- Si** T est "E" **Et** V est "R" **Alors** U = GP **ou**
- Si** T est "F" **Et** V est "L" **Alors** U = N **ou**
- Si** T est "M" **Et** V est "L" **Alors** U = N **ou**
- Si** T est "E" **Et** V est "L" **Alors** U = P

Il est clair que ces règles peuvent être activées parallèlement ou partiellement selon le degré d'appartenance de chaque sortie, alors le bon choix et la bonne formulation des règles donne des résultats satisfaisants en prenant toutes les situations physiques possibles du système a contrôlé.

Il faut noter que les méthodes d'inférence qui permettent de synthétiser la sortie, se différencient particulièrement dans la manière de réalisés les opérateurs "Et" et "Ou" exploités dans la conception des règles d'inférence.

Les trois méthodes d'inférence les plus usagés sont [BUH-94], [NEM-01]. :

- ✓ Max-min,
- ✓ Max-produit
- ✓ Somme-produit

III.4.2. AGREGATION DES REGLES

Une base de connaissance comporte plusieurs règles, en logique floue les règles doivent être activées simultanément, et sont liées entre eux par l'opérateur " Ou ".

Ces ensembles flous sont inférés après une action appelée "agrégation des règles", qui est une étape primordiale dans la commande floue. Cette dernière utilise la participation de toutes les règles activées pour en déduire une action de commande floue.

Généralement, Nous pouvons considérer que chaque règle donne une décision sur la valeur à octroyer au signal d'entrée, les poids de chaque décision dépendent du degré de vérité du résultat.

III.5. CONCEPT D'UN CONTROLEUR FLOU

Pour mieux comprendre les concepts de base de logique floue présentés ci dessus et les termes linguistiques utilisés en logique floue ; appliqué à contrôleur flou ; on a préféré de présenter une structure interne élargie d'un contrôleur flou, destiné pour la régulation du courant d'un moteur électrique (cité par beaucoup de travaux de recherche [CHI-04] et autres) dont la sortie du régulateur flou est une tension appliquée a ses bornes.

Le contrôleur flou imite la même structure d'un régulateur classique en incorporant une forme incrémentale récurrente à sa sortie. Cette dernière représente le signale d'incrément de la commande à appliquer au processus à contrôler [MER-07].

La figure (3.4) montre la composition interne de ce régulateur flou en quatre blocs : le premier destiné pour la comparaison, le second pour la fuzzification, le troisième incorpore les bases des règles et la prise de décision et le dernier pour defuzzification.

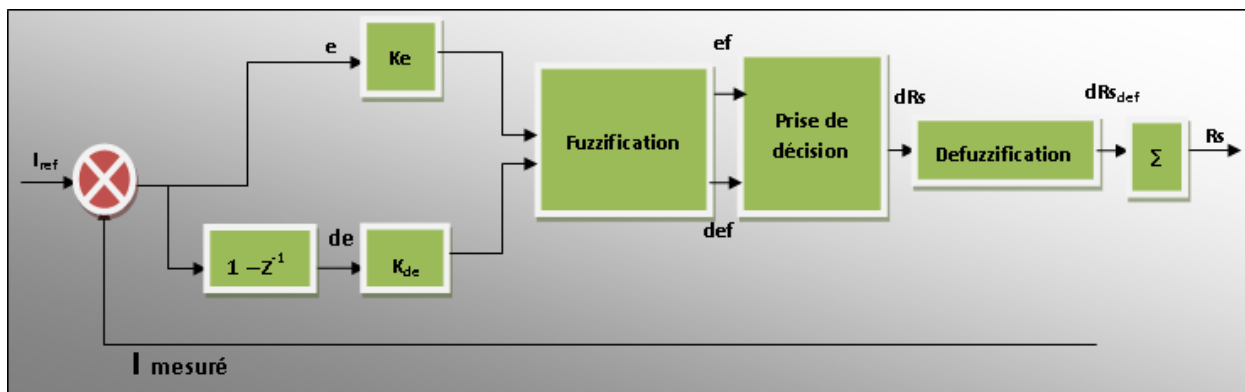


Figure (3.4) : Structure interne d'un contrôleur flou du courant électrique [MER-07] [CHI-04]

En ce qui concerne le premier bloc nous remarquons que :

e : l'erreur : elle définit la différence entre la consigne du courant électrique et la grandeur mesurée.

$$e(k) = e^*(k) - e(k) \quad (3.7)$$

de : la dérivée de l'erreur. elle est considérée d'une manière échantillonnée par :

$$de(k) = \frac{e(k) - e(k-1)}{T_e} \quad (3.8)$$

La sortie du régulateur est donnée par :

$$R_s(k) = R_s(k-1) + dR_s(k) \quad (3.9)$$

et enfin :

K_e et K_{de} ce sont les gains de réglage qui sont important dans la commande, utilisés pour l'étalonnage des entrées et des sorties du contrôleur flou.

En ce qui concerne les autres étages de « fuzzification », « defuzzification » et « prise de décision » sont expliqués d'une manière plus détaillé dans ce qui suit.

III.5.1. Interface de fuzzification :

Ce bloc comprend les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance qui sont à définir en premier lieu.

Selon la fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée estimé par l'automaticien, l'opération de fuzzification permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses ensembles flous suivant une certaine expérience et connaissance de l'évolution du procédé a commandé.

III.5.2. La base de connaissance :

Comme déjà été évoqué précédemment la commande basée sur la logique flou doit comprendre une connaissance physique a priori du domaine d'application et les intérêts du contrôle prévu.

Le bloc de cette base contient une table contenant des données et fournissant des définitions utilisées pour les règles de contrôle linguistique et des données floues caractérisant le contrôleur.

L'Analyse qualitative et quantitative des signaux du processus présentent la colonne vertébrale pour la construction d'une matrice ou table d'inférence. La construction d'une telle table repose sur l'utilisation d'un opérateur « *Et* » pour la description symbolique associée à la prémisse de la règle. Entre autre concrétiser la variable floue de sortie (en passant à l'inférence proprement dite pour chaque règle), en entamant l'étape de la conclusion " *Alors* ". La dernière étape de l'agrégation des règles, permet de synthétiser ces résultats intermédiaires en fournissant des valeurs de type réelles a la sortie.

Il faut signaler que la façon de réaliser les opérateurs va générer des contrôleurs flous de type différents, chacun d'eux a ses avantages et ses inconvénients. Les régulateurs les plus courants en littératures sont ceux de Mamdani, Sugeno ([BUH-94], [GHO-96] [NEM-04] et autres).

- Régulateur type Mamdani : La valeur de la commande de ces contrôleurs doit être défuzzifier

- Régulateur type Sugeno : la commande, est une constante réelle ou une expression polynomiale en fonction des entrées.

Les règles d'inférence sont établies généralement sur un des points suivants :

- L'expérience de l'opérateur : le savoir-faire de l'expert de régulation ou l'automaticien, donne une large idée sur le processus a commandé.
- Un modèle flou du processus : c'est la base de synthèse du régulateur flou.
- Les actions de l'opérateur : si les règles sont inaccessibles linguistiquement alors on s'appuie sur l'action réelle de l'opérateur.
- L'apprentissage : L'élaboration des règles par mode supervision automatique

Une note importante dans la formulation linguistique, c'est que

Si après inférence une grande zone plates se forme, moins grave de conséquence, indiquerait que les règles, dans leur ensemble, sont faibles et mal formulées (figures 3.5).

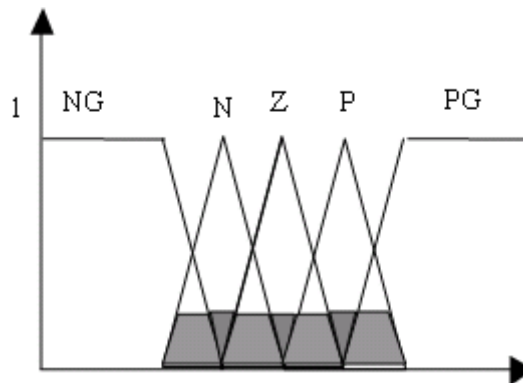


Figure (3.5) : Règles floues mal formulées[Mer-07]

Si après inférence, on se retrouve avec un ensemble flou de sortie caractérisé par l'apparition de plusieurs maximums, cela montre l'existence d'au moins deux règles contradictoires (figures 3.6).

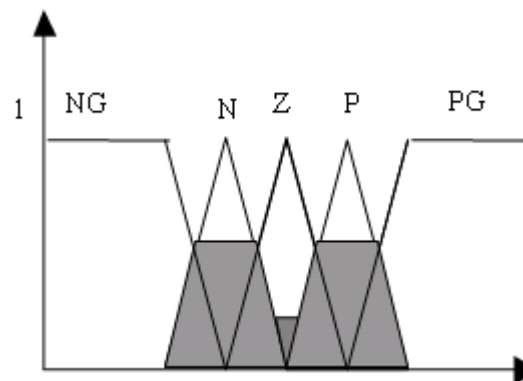


Figure (3.6) : règles floues contradictoires

III.5.3. La logique de prise de décision :

Cette logique est capable de simuler ou imiter l'analyse et la prise de décision de l'homme, en se basant sur les notions floues et les règles d'inférences en logique floue décrites précédemment. On peut dire que cette partie constitue le noyau intelligent du contrôleur flou.

III.5.4. L'inférence de defuzzification :

La procédure de defuzzification joue un rôle de convertisseur de commande floue en valeur physique causale permettant de commander le processus, Elle contient un protocole d'échelle convertissant la plage des variables de sortie aux univers de discours appropriés. Cela n'est vrai et juste si qu'une seule l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie est activée à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie,

Plusieurs stratégies de defuzzification existent. Les plus utilisées sont citées déjà dans plusieurs références comme ([BUH-94], [IBA-95], [GHO-96], [BAG-99], [MER-07] et autres) :

- Méthode du maximum
- Méthode de la moyenne des maxima :
- Méthode du centre de gravité : la valeur de sortie du régulateur poste inférence est l'abscisse unique calculée du centre de gravité de la fonction d'appartenance.
- Méthode des hauteurs pondérées

III.6 Conception d'un Régulateur flou de Vitesse pour la MADA

Après tous ce qui a été présenté concernant la théorie de contrôle basé sur la logique floue Nous allons maintenant illustrer les principes du Contrôleur Flou destiné a la régulation de Vitesse (CFV) d'une machine asynchrone double alimentée MADA, et sa conception qui passe généralement par plusieurs phases.

III.6.1 CHOIX DES ENTREES ET SORTIES

Le choix des variables d'entrée et de sortie, repose sur le type de contrôle que l'on veut réaliser, les paramètres à ajuster pour obtenir la commande, Le bon choix des intervalles représentant les variables d'entrée sous forme de variables linguistiques. De plus La répartition des univers de discours est intuitive, basée sur l'expérience de l'automaticien. En pratique la division de la variable floue est fixée environ de 5 à 9 intervalles par défaut. [GHO-96], [BAU-95].

III.6.2 REGULATEUR DE VITESSE

la régulation de la vitesse, nécessite habituellement de l'erreur ($e = \dot{q}_m^* - \dot{q}_m$), sa dérivée (de) et également parfois de l'intégration d'erreur :

$$\begin{aligned} e(k) &= e = \dot{q}_m^*(k) - \dot{q}_m(k) \\ de(k) &= e(k) - e(k-1) \end{aligned} \quad (3.12)$$

La sortie du régulateur de vitesse est généralement la valeur référentielle du couple qui va s'appliquer dans notre cas : *commande passive*. Cette sortie s'applique habituellement dans la conception de la commande vectorielle.

Ils existent plusieurs types de contrôleurs flous. Si la sortie est directement appliquée au processus, le contrôleur est alors appelé contrôleur flou de type PD (proportionnel dérivateur).

On peut écrire : $C_{em}^* = F_{fuzzy}(e, de)$ (où F_{fuzzy} dénote le contrôleur flou) [DEM-90], [MER-07].

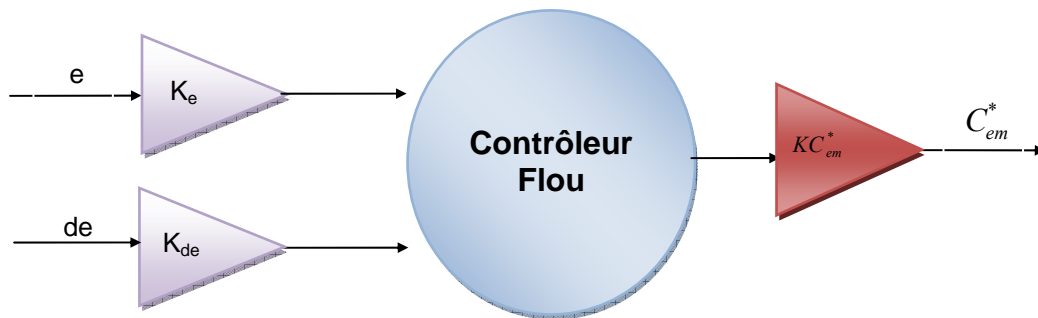


Figure (3.7) : Contrôleur flou de type PD

si la commande flou est considérée est de type incrément récursif de, le contrôleur est appelé contrôleur flou de type PI (proportionnel intégrateur).

On peut alors écrire $C_{em}^* = F_{fuzzy}(e, de)$; $C_{em}^* = F_{fuzzy}(\int edt, de)$

$$Te(k) = dte(k) + Te(k-1) \quad (3.13)$$

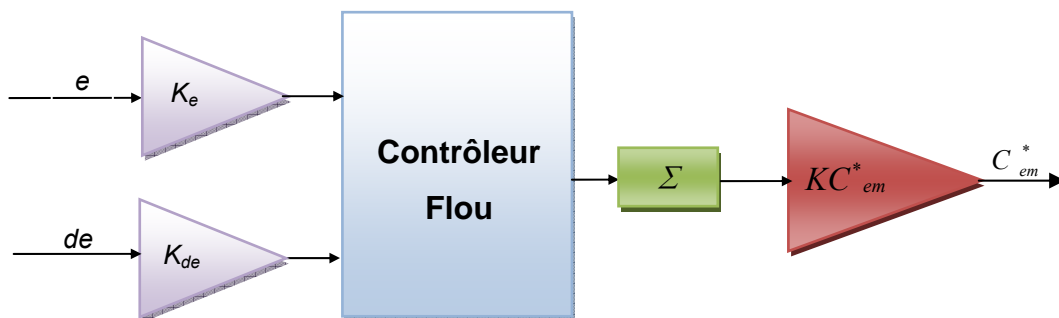


Figure (3.8) Contrôleur flou PI

Le contrôleur de type PID est l'association des contrôleurs flous de type PI et PD de façon suivante :

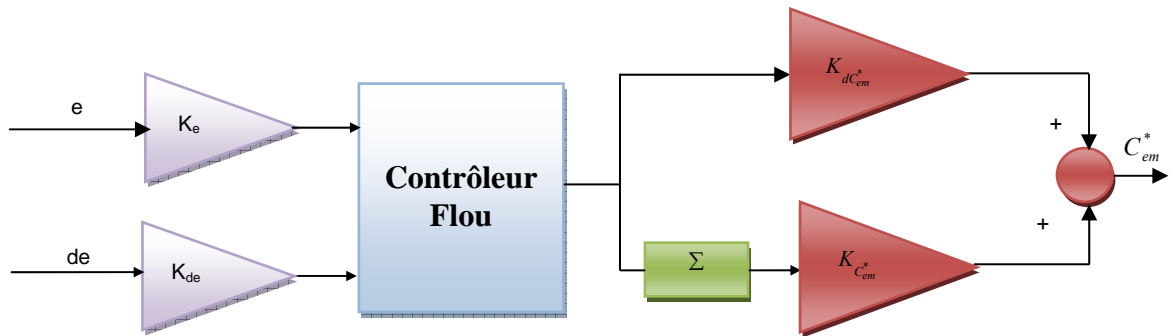


Figure (3.9) Contrôleur flou PID

Dans notre cas nous utilisons un contrôleur de type PI et des fonctions d'appartenance normalisées sur l'intervalle $[-1, 1]$, cela nous conduit à l'utilisation des variables multipliées par des gains proportionnels (X, Y, W) selon la figure (3.10).

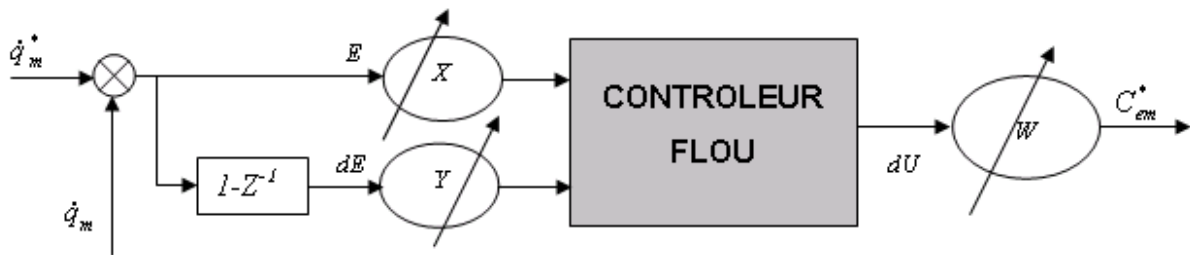


Figure (3.10) : Structure du régulateur de vitesse à logique floue

Le contrôleur flou de la figure ci-dessus est composé de :

- Bloc de calcul de variation de l'erreur (de).
- gains d'échelles de normalisation associés à l'erreur, à sa dérivée et à la commande (C_{em}^*).
- Bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- Moteur d'inférence et base de règles de contrôle flou.
- Bloc de defuzzification utilisé pour la variation de la commande floue en valeur numérisée.

III.6.3 FONCTIONS D'APPARTENANCE DU CONTROLEUR (CFV)

Par intuition et l'expérience de la plupart des automaticiens dans la pratique, le choix des fonctions d'appartenance du contrôleur CFV sont de types triangulaires ou trapézoïdaux, de plus les sous-ensembles flous possèdent des de recouvrement de 10 à 50% de l'espace de chaque sous-ensembles voisins [GHO-96], [BAU-95].

L'étape primordiale dans la conception de CFV est la formulation linguistique des variables d'entrée explicitées a titre d'exemple comme suit :

NB : Negative

PB : Positive Big

NM : Negative Medium

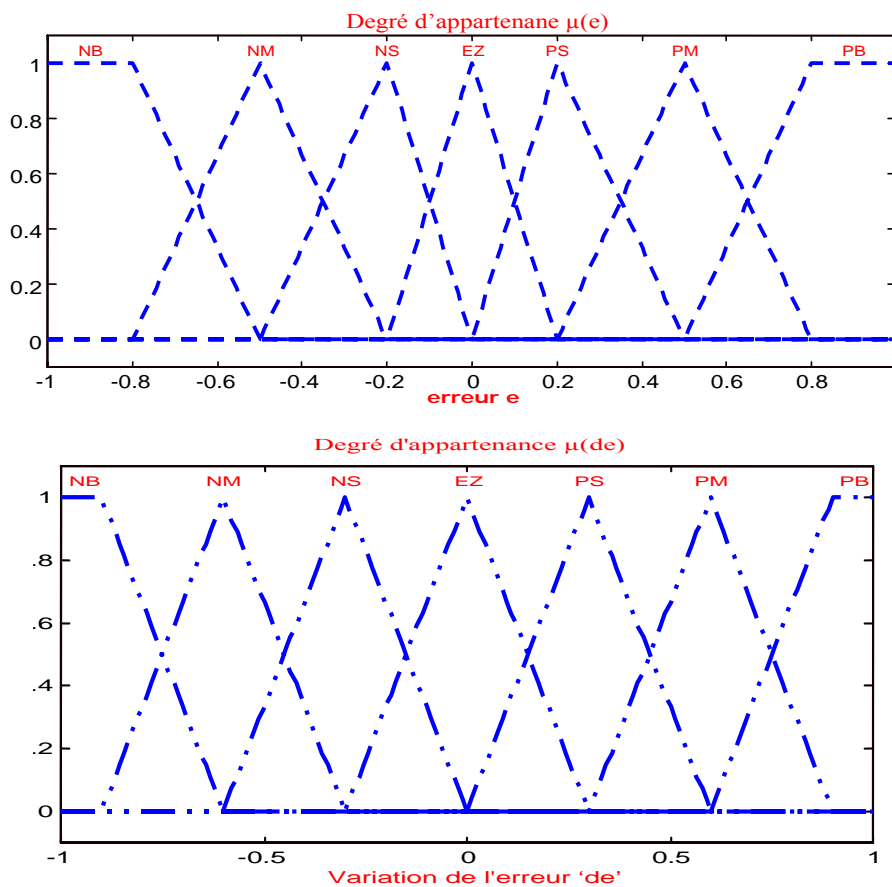
PM : Positive Medium

NS : Negative Small

PS : Positive Small

ZE : Zero

Il faut noter que les fonctions d'appartenance des variables d'entrée illustrées dans la figure (3.11) ont une forme asymétrique en créant une concentration autour de zéro dans le but d'améliorer la précision [BAU-95].



Figures (3.11) Fonctions d'appartenance des variables d'entrée "e" et sa variation "de"

Par la même façon, les formes des fonctions d'appartenance des variables de sortie (variation du couple électromagnétique) de la figure (3.12) sont également asymétriques, afin d'augmenter leurs sensibilité et précision, il a été proposé dans [BAU-95] d'introduire deux sous-ensembles additionnels

NVB: Negative Very Big

PVB: Positive Very Big

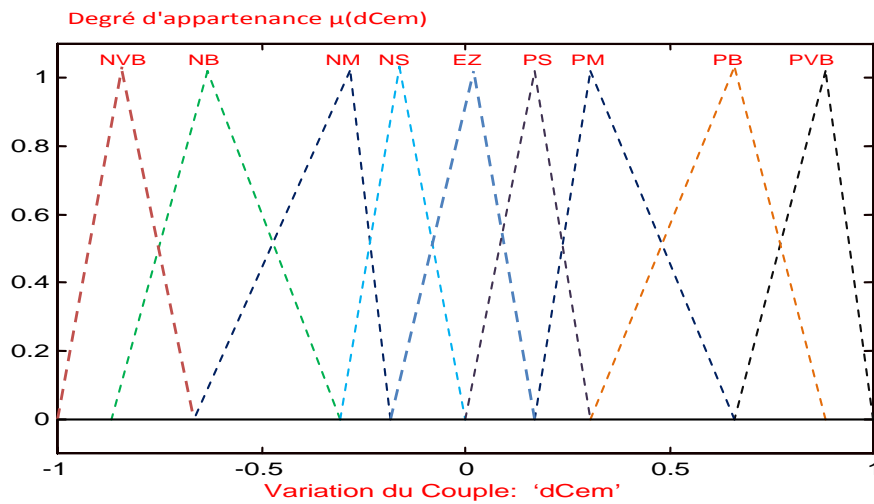


Figure (3.12) Fonctions d'appartenance de la sortie "variation du couple"

III.6.4 ANALYSE TEMPORELLE DU CONTROLEUR FLOU POUR VITESSE(CFV)

L'analyse du comportement dynamique du système a commandé joue le grand rôle pour l'élaboration de la base de règle du contrôleur

Généralement les systèmes électromécaniques sont de type lent ou moins rapide, alors l'établissement des règles du contrôleur flou est basé sur l'analyse temporelle suite à la réponse d'un échelon appliqué à ce processus [DEM-94].

Dans notre contrôleur nous allons utiliser la procédure expliquée dans [DEM-94], [MER-07], elle considère les neuf points indiqués sur la réponse à un échelon indiquée dans la figure (3.13).

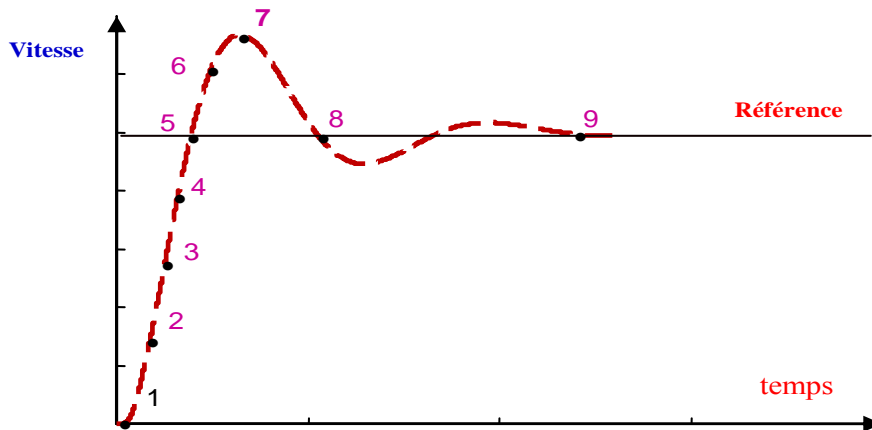


Figure (3.13) Jeu de règles flou suite à une réponse temporelle.

En décrivant point par point le comportement du processus et l'action de variation de commande à appliquer, il résulte une expertise sous la forme suivante :

1. Si $e = PB$ Et $de = ZE$ Alors $du = PB$ (commande importante au départ,)

2. Si $e = PB$ Et $de = NS$ Alors $du = PM$ (augmentation de la commande pour accélérer vers le point de l'équilibre)
3. Si $e = PM$ Et $de = NS$ Alors $du = PS$ (augmentation très faible de la commande U pour ne pas y avoir un dépassement à la sortie)
4. Si $e = PS$ Et $de = NS$ Alors $du = ZE$ (Tendance vers l'équilibre voulu)
5. Si $e = ZE$ Et $de = NS$ Alors $du = NS$ (freinage du processus pour rattraper l'équilibre)
6. Si $e = NS$ Et $de = NS$ Alors $du = NM$ (freinage et inversion de la variation de la commande)
7. Si $e = NM$ Et $de = ZE$ Alors $du = NM$ (rappel du processus vers l'équilibre souhaité)
8. Si $e = NS$ Et $de = PS$ Alors $du = ZE$ (convergence vers l'équilibre du point N°4)
9. Si $e = ZE$ Et $de = ZE$ Alors $du = ZE$ (équilibre aboutit)

La table de Mac Vicar - Whelan de la figure (3.14) résume un contrôleur flou de vitesse de base, suite à un échelon de référence et correspond aux points décrits précédemment [DEM-94]:

e \ De	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE

Figure (3.14) : Table de Règles de MacVicar-Whelan

Une autre expertise [IBA-95], [MER-07] basée toujours sur la réponse temporelle d'un échelon référentiel de la vitesse d'amplitude « e » et le signal de différence « de ». Selon la figure (3.15), la réponse de vitesse est divisée en quatre régions.

Les indices utilisés pour identifier chaque région sont définis comme suit :

La région a_1 : $e > 0$ et $de < 0$,

La région a_2 : $e < 0$ et $de < 0$,

La région a_3 : $e < 0$ et $de > 0$,

La région a_4 : $e > 0$ et $de > 0$,

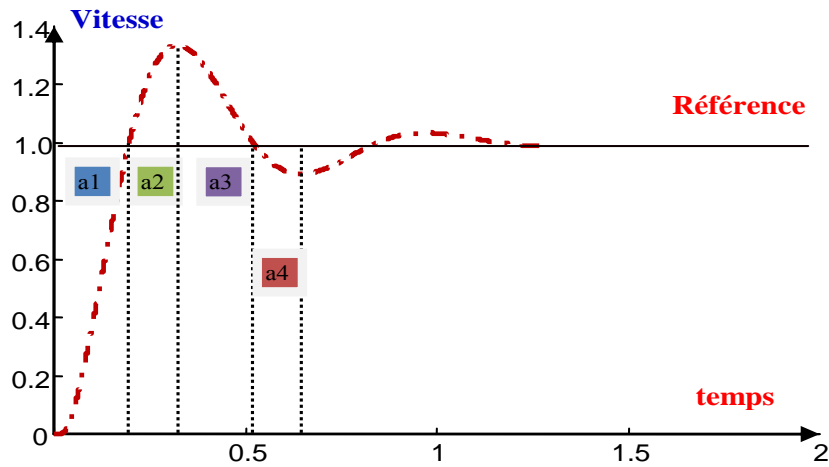


Figure (3.15) : Réponse temporelle d'une vitesse rotorique d'un moteur suite à échelon référentiel

Pour identifier la pente de la réponse lors du passage par le point de référence comme le montre la figure (3.16a), on utilise l'indice c_i défini comme suit :

c_1 : ($e > 0 \rightarrow e < 0$) et $de \lll 0$

c_2 : ($e > 0 \rightarrow e < 0$) et $de \ll 0$

c_3 : ($e > 0 \rightarrow e < 0$) et $de < 0$

c_4 : ($e < 0 \rightarrow e > 0$) et $de > 0$

c_5 : ($e < 0 \rightarrow e > 0$) et $de \gg 0$

c_6 : ($e < 0 \rightarrow e > 0$) et $de \ggg 0$

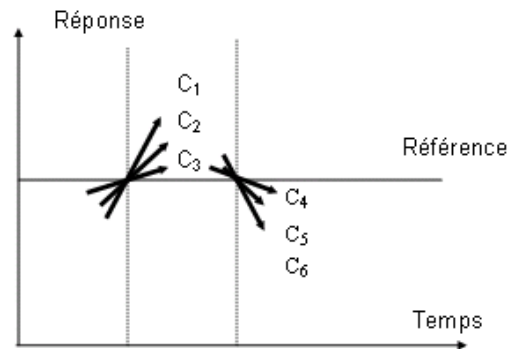


Figure (3.16a) : passage par le point de référence

En ce qui concerne au dépassement de la référence, les indices représentatif sont défini par :

m_1 : $de \approx 0$ et $e \lll 0$

m_2 : $de \approx 0$ et $e \ll 0$

m_3 : $de \approx 0$ et $e < 0$

m_4 : $de \approx 0$ et $e > 0$

m_5 : $de \approx 0$ et $e \gg 0$

m_6 : $de \approx 0$ et $e \ggg 0$

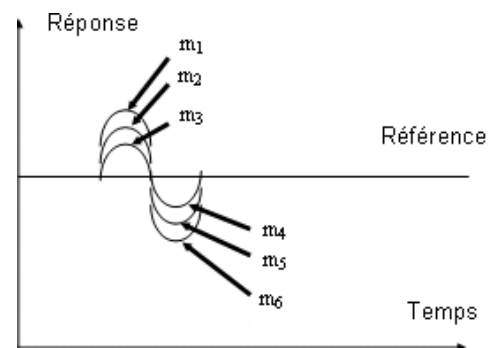


Figure (3.16b) : le dépassement de la consigne

La combinaison des trois types d'indice représentatif a_i , c_i , m_i cités ci-dessus, forme un protocole de contrôle de la vitesse rotorique d'un moteur en regroupant toutes les situations et les règles de commandes possibles du système suivant le tableau :

<i>e</i>	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
<i>de</i>							
NB	Zone a2			C ₁	Zone a1		
NM				C ₂			
NS				C ₃			
ZE	m ₁	m ₂	M ₃	ZE	m ₄	m ₅	m ₆
PS	Zone a3			C ₄	Zone a4		
PM				C ₅			
PB				C ₆			

Figure (3.17) :Table de Règles linguistiques de contrôle

Afin que la variable de sortie soit enrichit, on ajoute d'autre valeurs floues, alors le tableau de la figure (3.17) devient modifié comme suit :

		<i>E</i>						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
<i>de</i>	NB	NVB	NVB	NVB	NB	NM	NS	ZE
	NM	NVB	NVB	NB	NM	NS	ZE	PS
	NS	NVB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
	ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PVB
	PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PVB	PVB
	PB	ZE	PS	PM	PB	PVB	PVB	PVB

Figure (3.18) : table de base de règles du régulateur de vitesse modifié

Dans le tableau de la figure (3.18), chaque élément représente une règle comme:

Si [$e(k)$ est NM] Et [$de(k)$ est ZE], ALORS [$dte(k)$ est NM].

Les gains proportionnels de normalisation sont évalués par expérience et simulation. La prochaine section est consacrée à l'injection de la commande floue dans la commande non linéaire basée sur la passivité.

III.7. ASSOCIATION DE LA COMMANDE FLOUE ET DE LA PBC POUR LA MADA

III.7.1 ELABORATION D'UN COUPLE ELECTROMAGNETIQUE FLOU

Dans ce qui suit, on s'intéresse à élaborer le couple électromagnétique C_{em}^* via une structure floue permettant également la prise en compte du réglage de la vitesse. Cette démarche doit préserver les caractéristiques principales de la passivité notamment les coordonnées désirées de la machine MADA présentées par les équations 2.56, 2.57, 2.58, 2.59.

La figure 3.19 présente le schéma du contrôle passif utilisant un bloc de logique floue pour un couple désiré. Pour implanter la technique floue, la méthode Max Min pour l'algorithme d'inférence est sélectionnée en conjonction avec la méthode de centroïde pour la defuzzification [AIS-09].

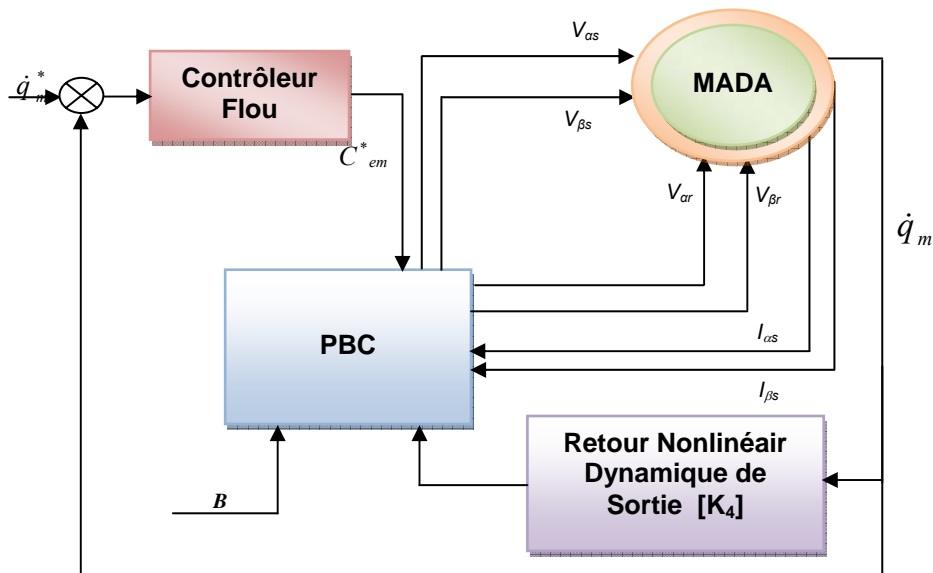


figure 3.19 : Schéma du contrôle passif utilisant un bloc de logique floue

Pour minimiser le nombre important des règles floues des tables précédentes, le choix est tombé sur la table de règles linguistiques de la figure 3.20 présentées dans [ZHA-02].

de \ e	NB	NS	Z	PS	PB
NB	Nb	Nb	Ns	Ns	Z
NS	Nb	Ns	Ns	Z	Ps
Z	Ns	Ns	Z	Ps	Ps
PS	Ns	Z	Ps	Ps	Pb
PB	Z	Ps	Ps	Pb	Pb

Figure 3.20 : Table de Règles de contrôle linguistique optimisées.

Les définitions linguistiques des fonctions d'inférences sont :

NB (Negative big), NS (Negative small), Z (Zero), PS (Positive small) et

PB (Positive big). Quelques règles de cette table sont illustrées comme suit :

Règle 1: Si e est Z et de est Z alors C_{em}^* est Z

Règle 2: Si e est PS et de est Z alors C_{em}^* est PS

Règle 3: Si e est Z et de est NS alors C_{em}^* est NS

III.7.1.1 Résultats de Simulation

Pour les même références et conditions de simulation de la machine MADA du chapitre précédent et les coefficients flous $x=0.0026$, $y=10.52$, $z=20$ nous avons obtenus les résultats des figures suivantes :

Changement de référence vitesse de 157rad/s ,-157rad/s

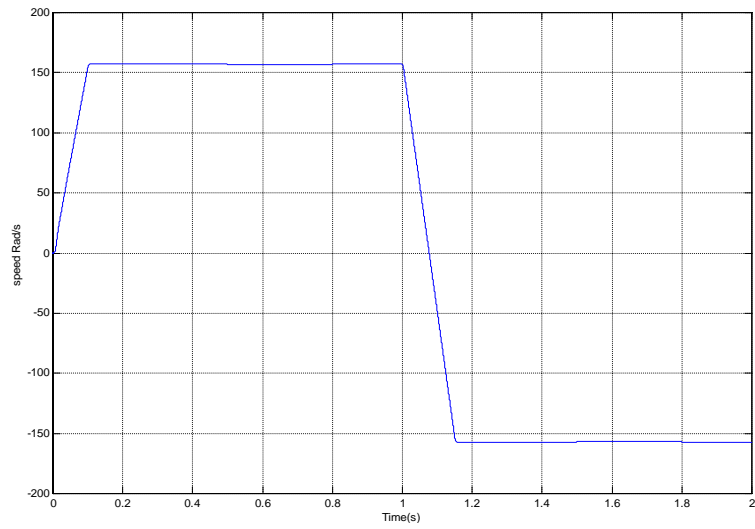


Figure 3.21a : Vitesse de rotation

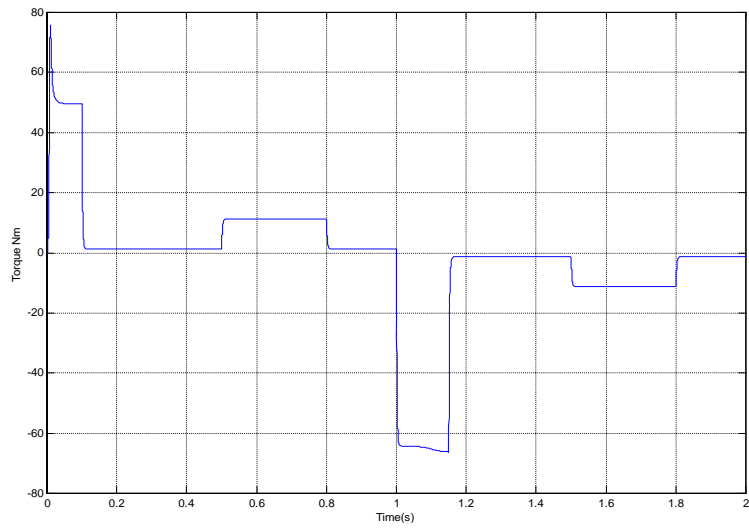


Figure 3.21b : Couple électromagnétique

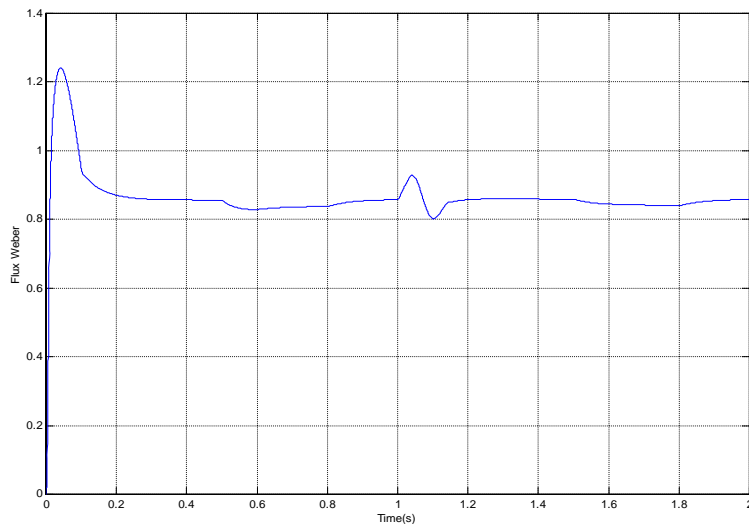


Figure 3.21c : Flux total rotorique

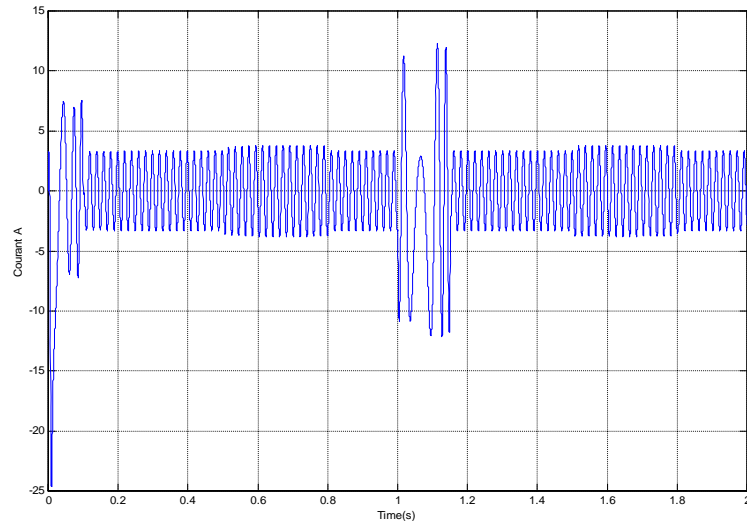


Figure 3.21d : Courant statorique phase A

Changement de référence vitesse $ref=20rad/s$ et couple de charge $C_r=[10Nm -15Nm]$

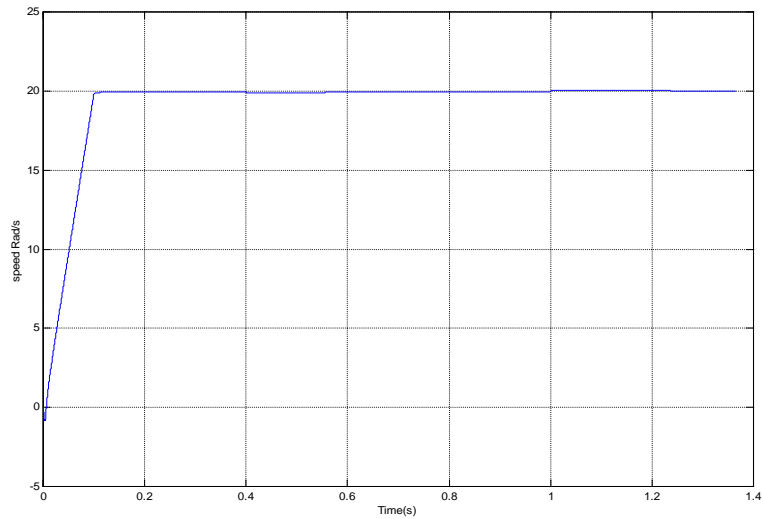


Figure 3.22a : Vitesse de rotation

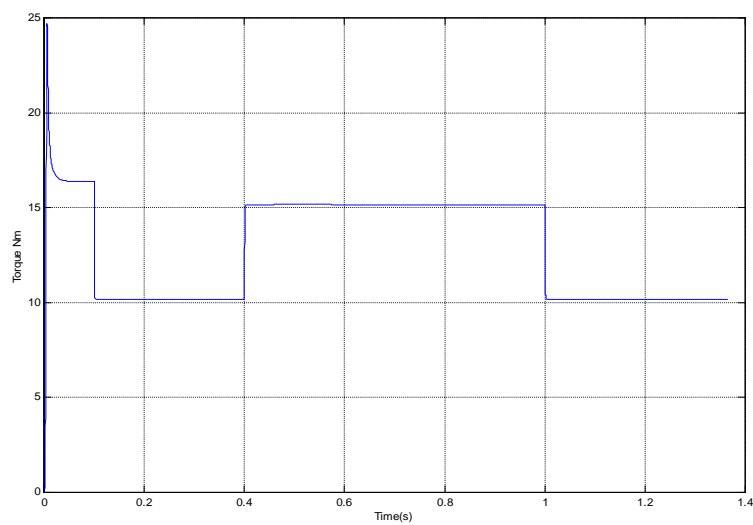


Figure 3.22b : Couple électromagnétique

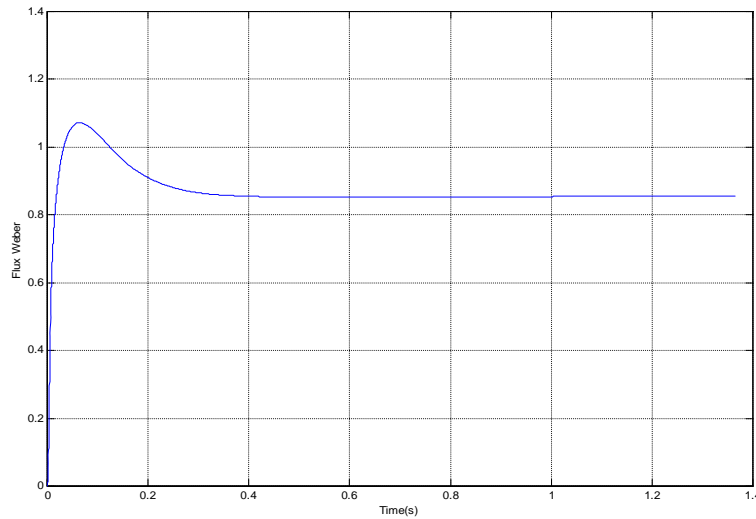


Figure 3.22c : Flux total statorique

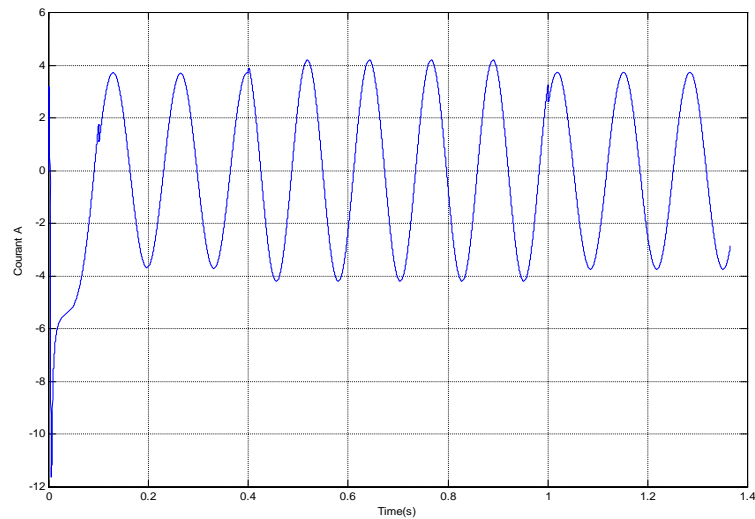


Figure 3.22d : Courant statorique

III.7 .2 REGULATEUR FLOU DU RETOUR DE SORTIE DYNAMIQUE K_2

Afin d'améliorer les performances de la MADA pilotée par la commande basée sur la passivité, nous avons remarqué que le retour dynamique de sortie est une fonction de la vitesse rotorique variant dans le temps [AIS-10]. Dans ce cas, le réglage de la vitesse a une influence directe sur ce coefficient dynamique donné par l'équation 2.58 que nous rappelons ci-dessous :

$$K_2 = \frac{L_{sr}^2}{4\varepsilon} (P\dot{q}_m)^2; 0 < \varepsilon < R_r$$

Plusieurs façons se présentent pour synthétiser le coefficient flou K_2 , soit en introduisant une fonction de Lyapunov floue qui assure la minimisation d'un critère quadratique de l'erreur sur K_2 et sa variation [JEN-07], soit en introduisant le régulateur flou du coefficient K_2 qui assure la convergence asymptotique.

Dans notre cas la deuxième alternative est choisie [AIS-10]. Les entrées du régulateur sont : erreur de vitesse " e " et sa variation " de ". La figure 3.23 donne la table des règles linguistiques qui assurent le calcul du retour dynamique en conférant au système sa stabilité globale.

La figure 3.24 illustre les fonctions d'appartenance de sortie de type triangulaire avec les définitions linguistiques suivante: Z (Zero), PS (Positive Small), PM (Positive Medium), PB (Positive Big), PVB (Positive Very Big), les fonctions d'appartenance des entrées .

$de \backslash e$	NB	NS	Z	PS	PB
NB	Z	Z	PS	PS	PS
NS	PS	PS	PM	PM	PM
Z	PM	PM	PB	PB	PB
PS	PB	PB	PVB	PVB	PVB
PB	PVB	PVB	PVB	PVB	PVB

Figure 3.23 : Table de Règles liguistique du retour dynamique K_2

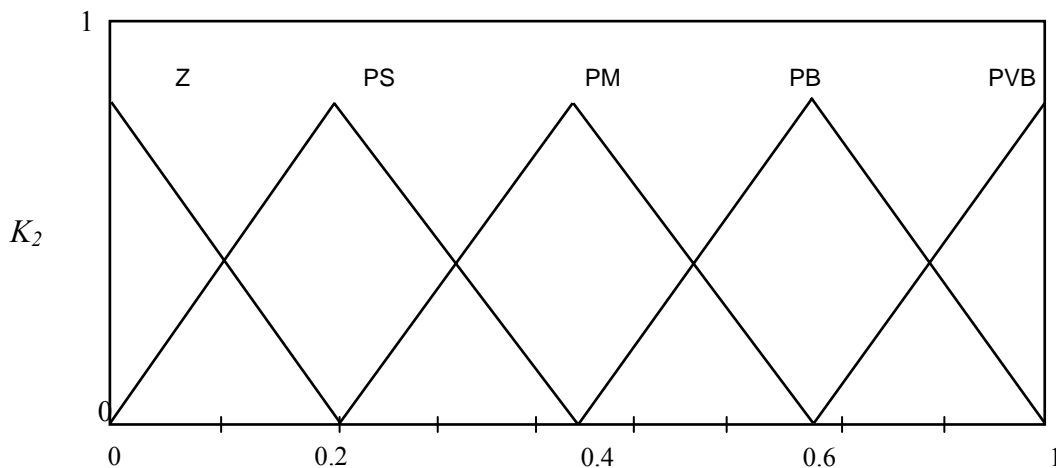


Figure 3.24 : Fonctions d'appartenance du retour dynamique

III.7.2.1 Résultats De Simulation

Le retour dynamique de sortie floue a été simulé et testé pour des références de "*vitesse basse*" de 20rad/s (200tours /min) avec des essais de robustesse concernant le changement des paramètres physiques de la MADA, changement du couple charge et un changement du sens de rotation du rotor. Les tests appliqués sont similaires à ceux présentés dans [MIL-07].

Référence vitesse [20rad/s, -20rad/s] et L_r soit $2L_r$

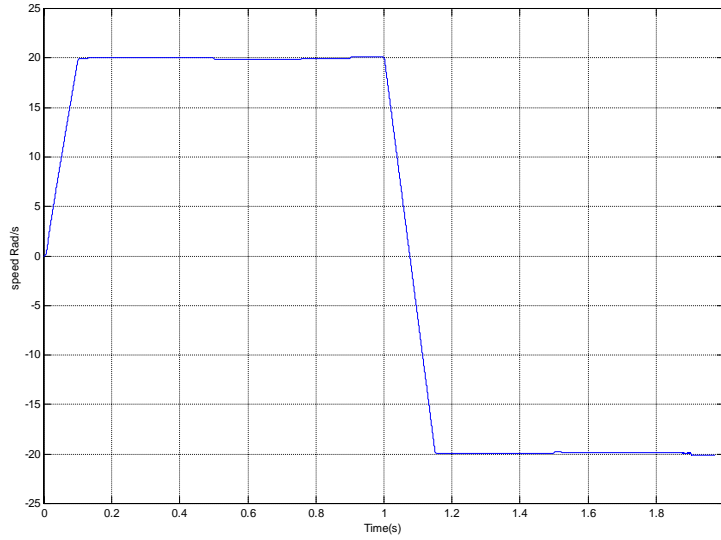


Figure 3.25a : Vitesse de rotation

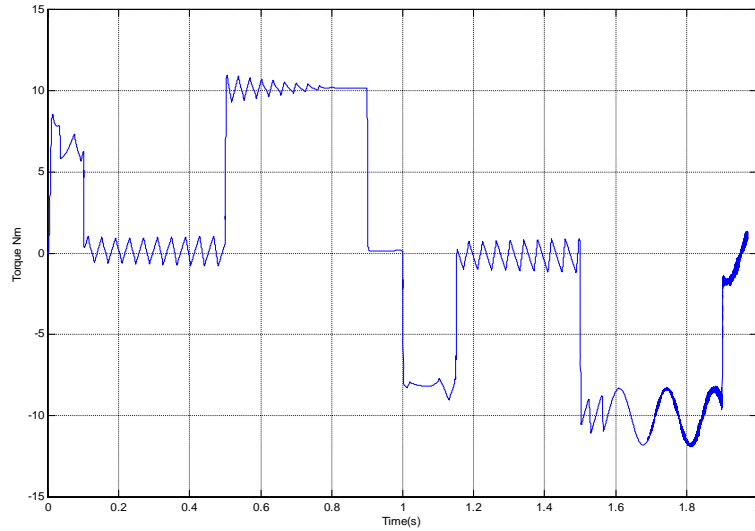


Figure 3.25b : Couple électromagnétique

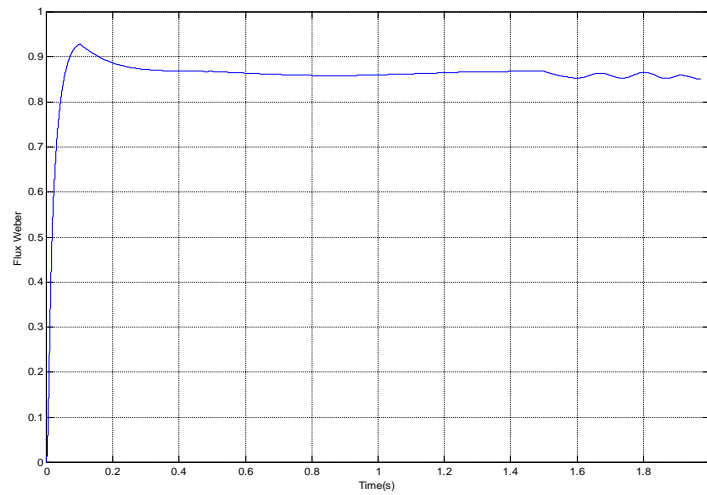


Figure 3.25c : Flux totale rotorique

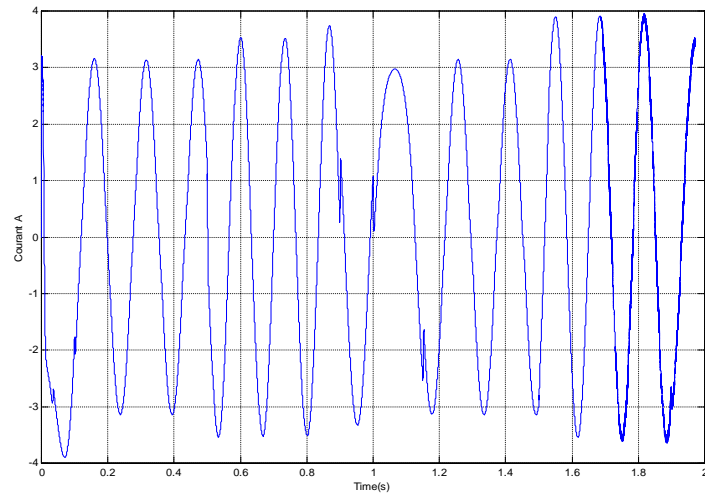


Figure 3.25d : Courant statorique phase A

Référence vitesse [20rad/s,-20rad/s] et f prend 10 fois sa valeur initiale

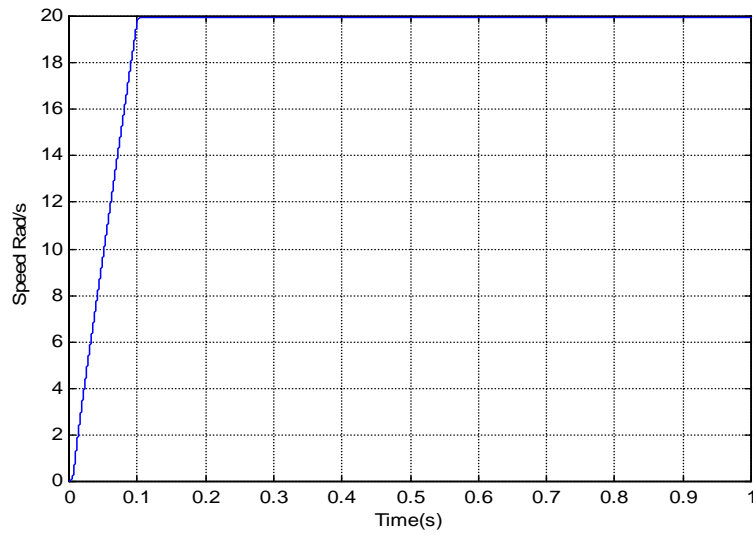


Figure 3.26a : Vitesse de rotation

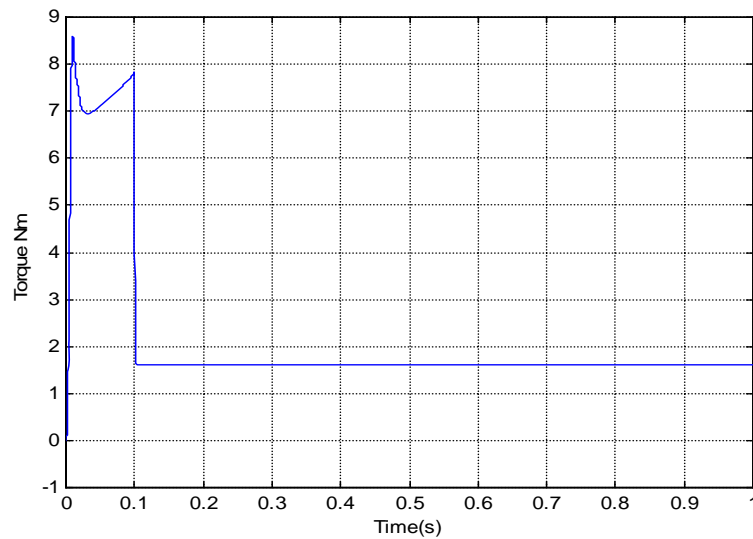


Figure 3.26b : Couple électromagnétique

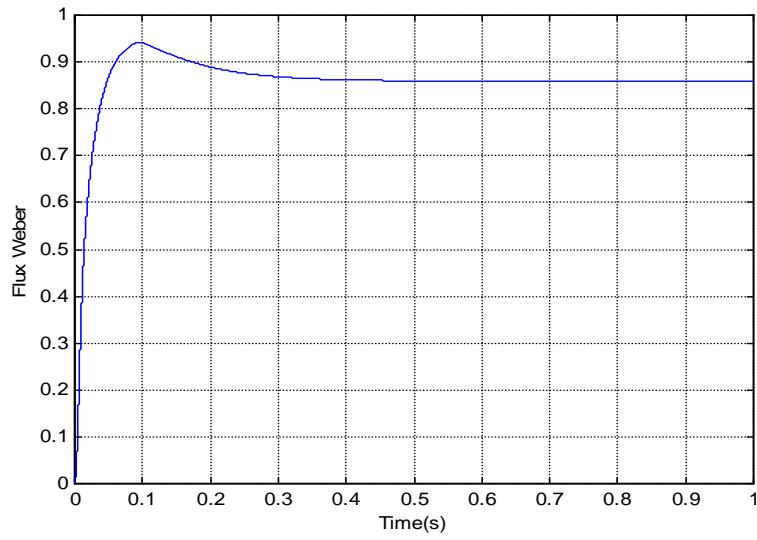


Figure 3.26c : Flux total rotorique

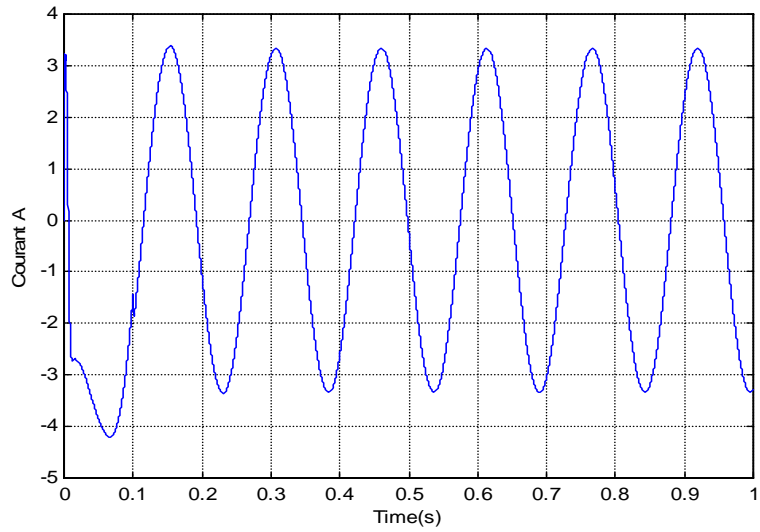


Figure 3.26d : Courant statorique phase A

Référence vitesse [20rad/s,-20rad/s] et J prend 10 fois sa valeur initiale

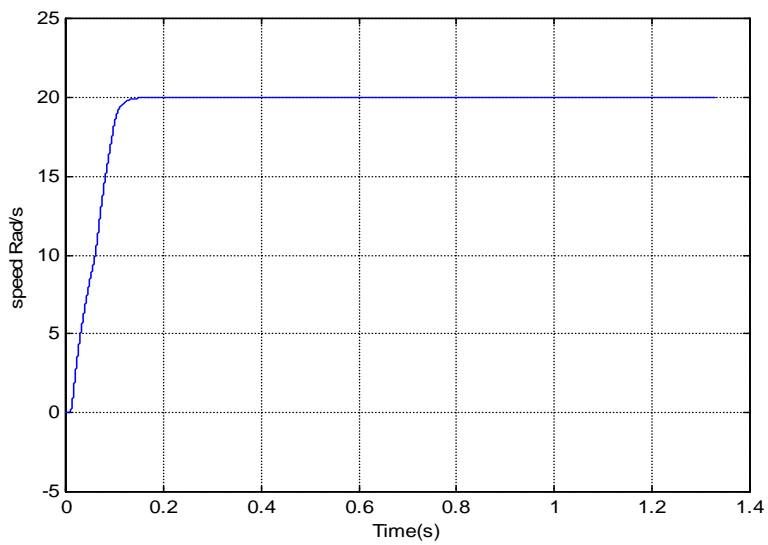


Figure 3.27a : Vitesse rotorique

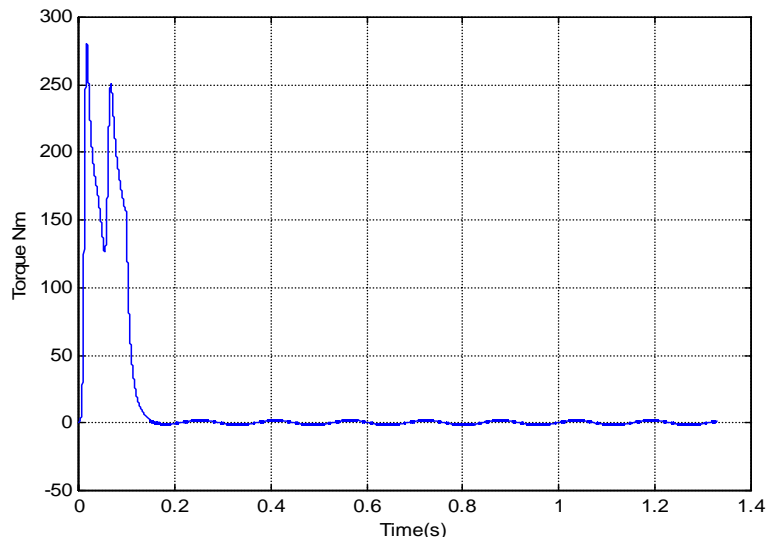


Figure 3.27b : Couple électromagnétique

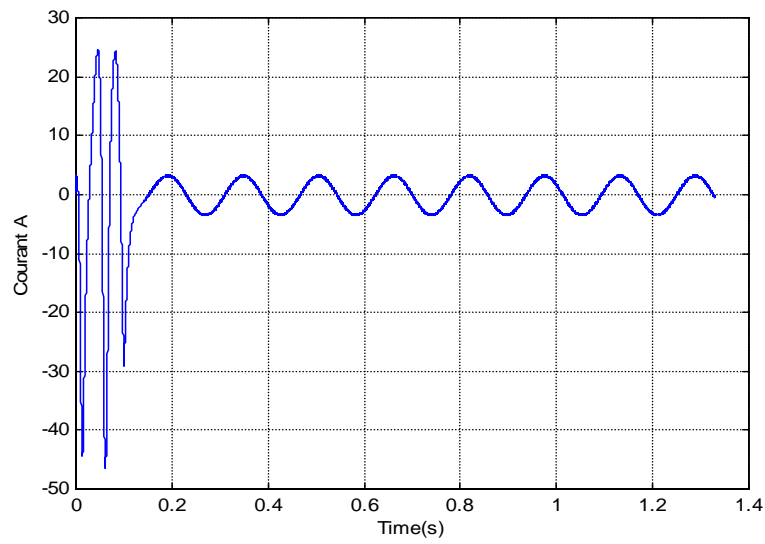


Figure 3.27c : Courant statorique phase A

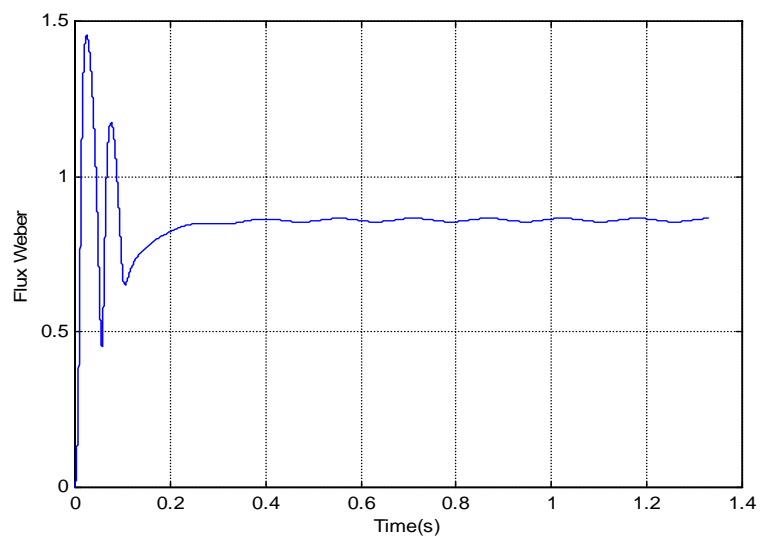


Figure 3.27d : Flux totale rotorique

$$R_s = 2 * R_s$$

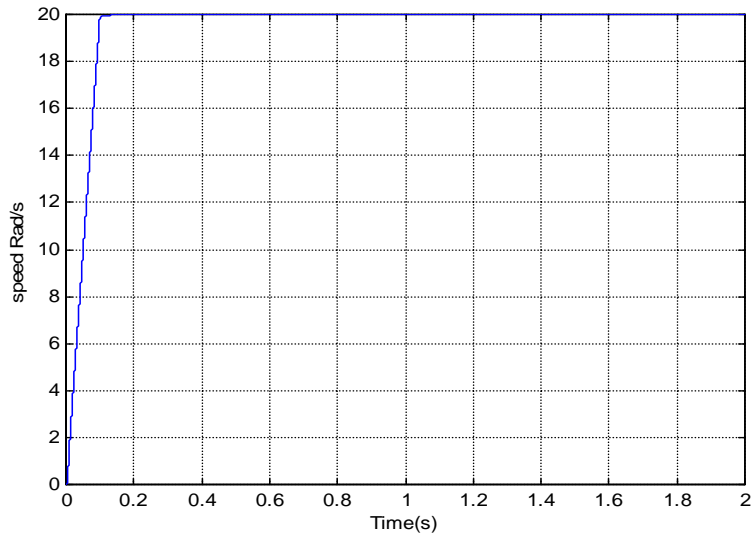


Figure 3.28a : Vitesse rotorique

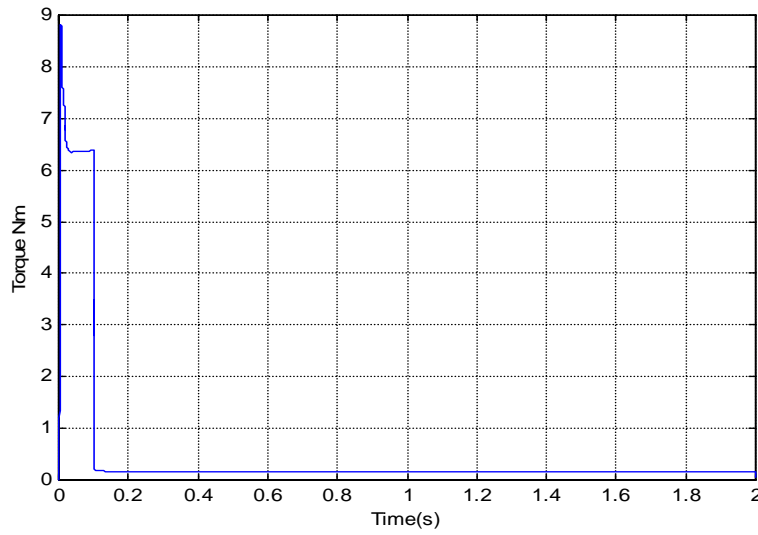


Figure 3.28b : Couple électromagnétique

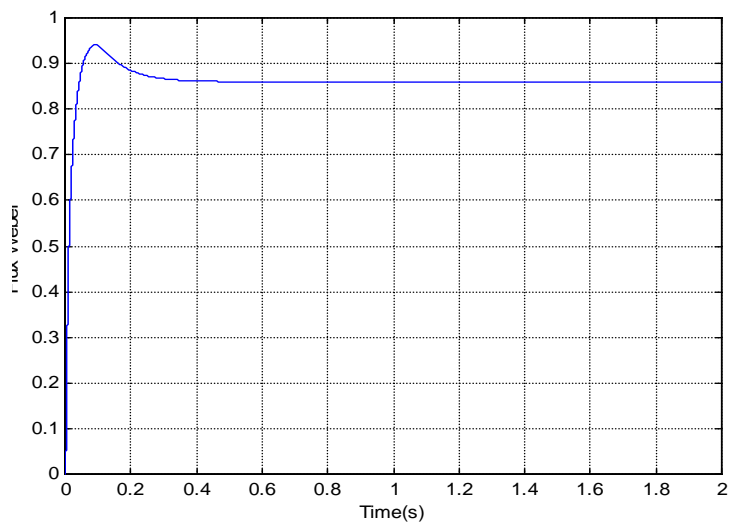


Figure 3.28c : Flux total rotorique

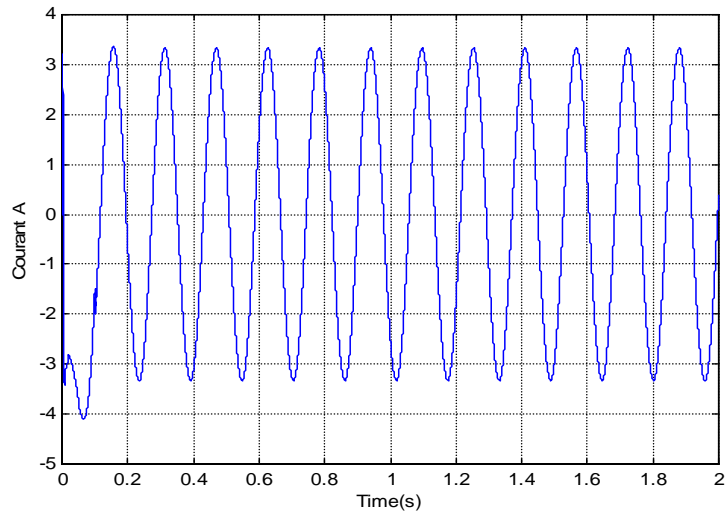


Figure 3.28d : Courant statorique phase A

$R_s=2 \cdot R_s$ dans $[0.4s \ 0.8s]$ ensuite $8 \cdot R_s$ dans $[0.8s \ 2s]$

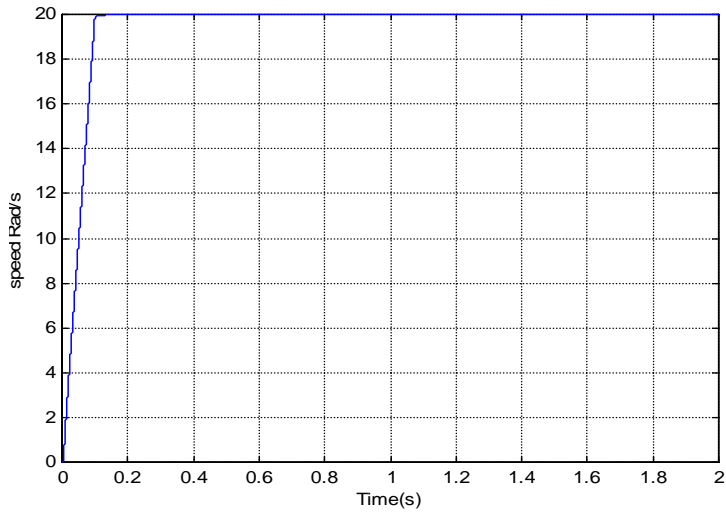


Figure 3.29a : Vitesse rotorique

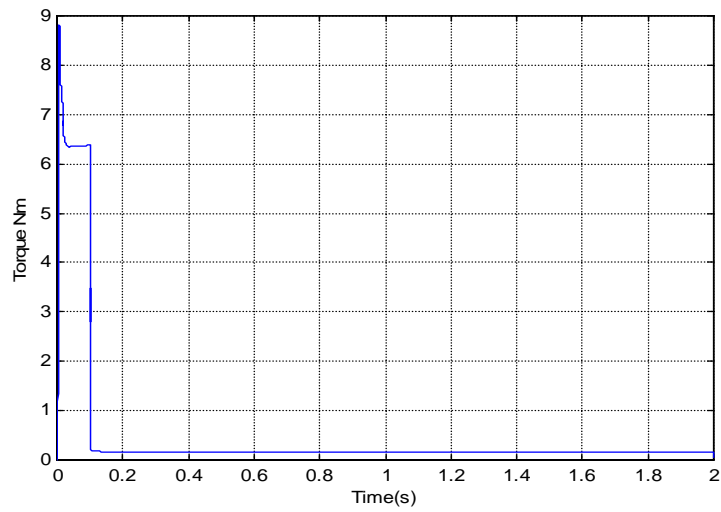


Figure 3.28b : Couple électromagnétique

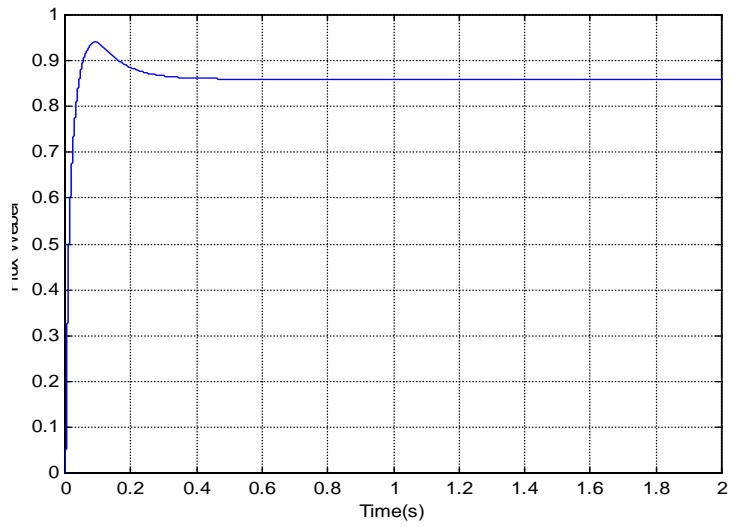


Figure 3.28c : Flux totale rotorique

$$\underline{L_r = 2 * L_r}$$

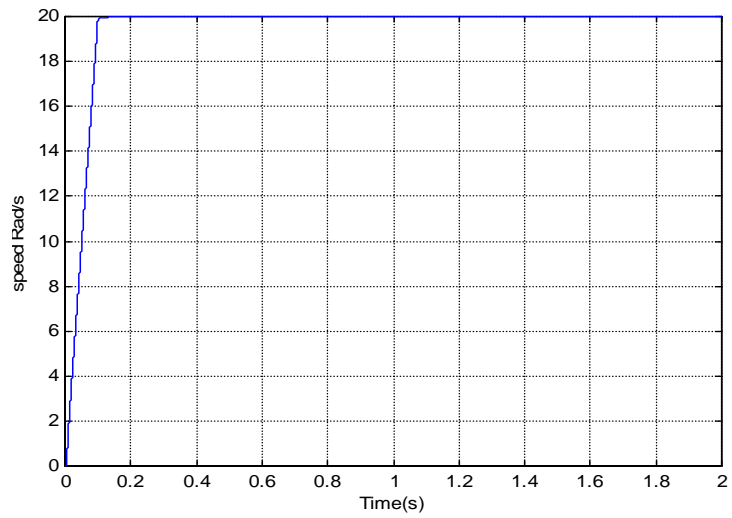


Figure 3.29a : Vitesse Rotorique

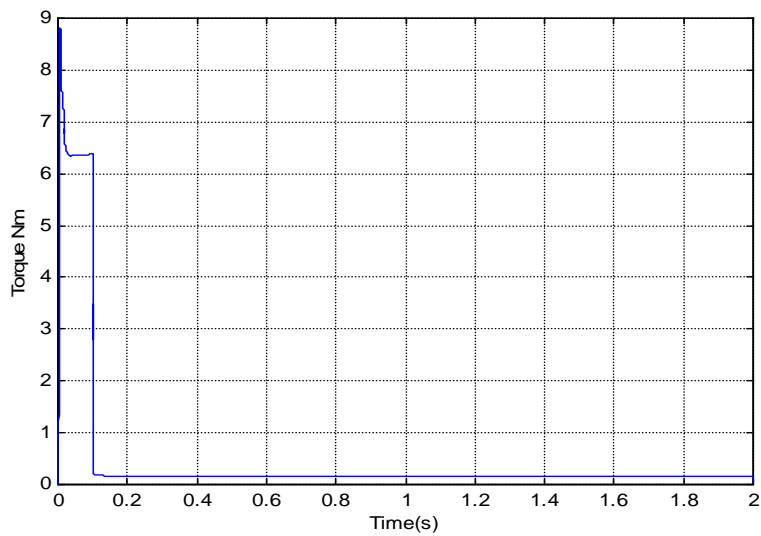


Figure 3.29b : Couple électromagnétique

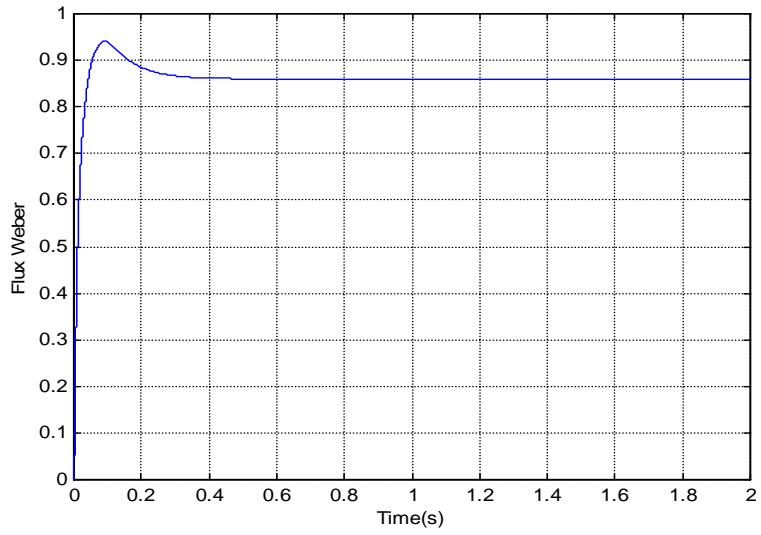


Figure 3.29c : Flux totale rotorique

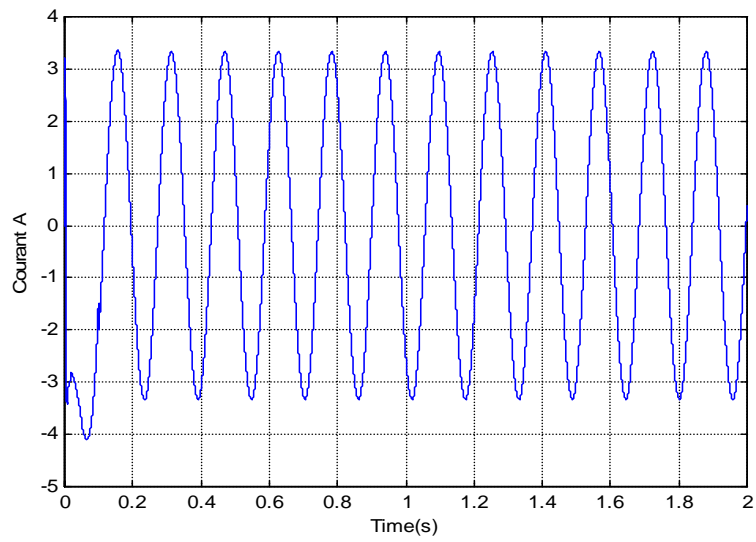


Figure 3.29d : Courant statorique phaseA

$$R_r = 3 * R_f$$

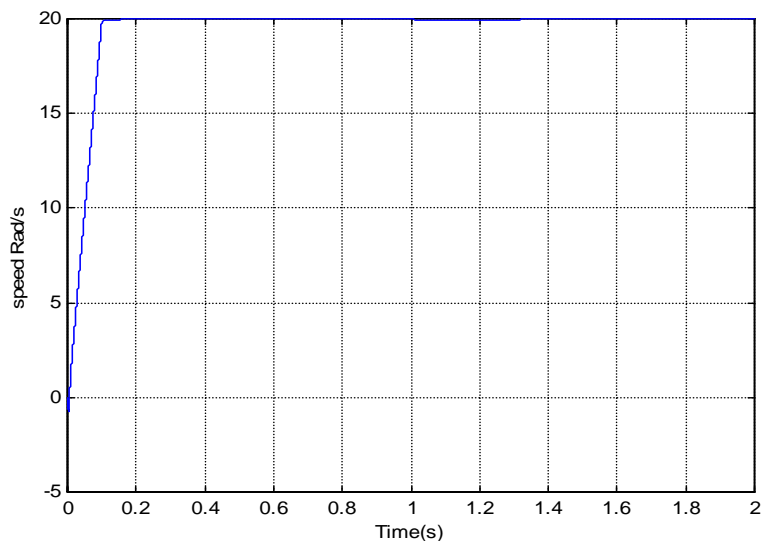


Figure 3.30a : Vitesse rotorique

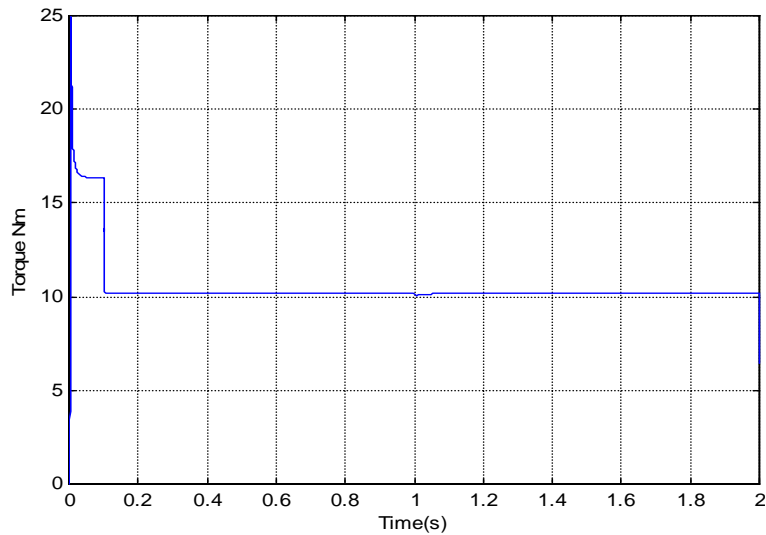


Figure 3.30b : Couple électromagnétique

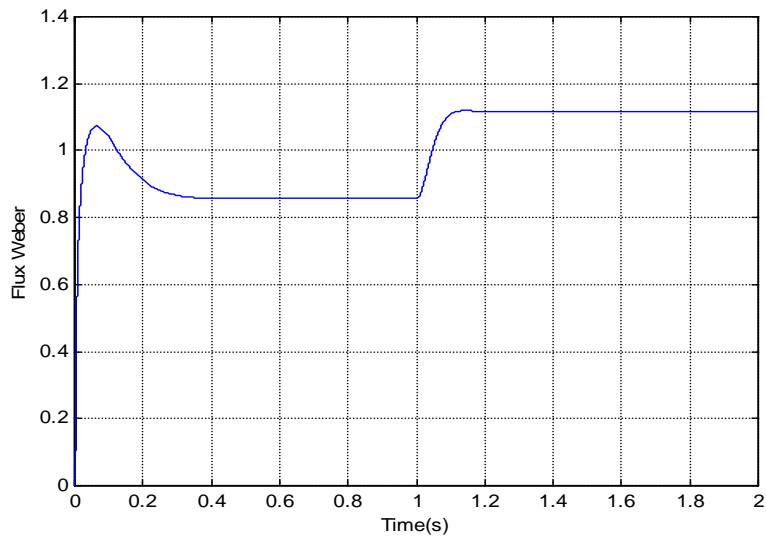


Figure 3.30c : Flux total rotorique

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté l'insertion d'une technique intelligente (logique floue) dans une commande non linéaire basée sur la passivité. Cette association possède d'après les résultats de simulations de bonnes performances spécialement quand le système est soumis à des références variables de vitesse et du couple de charge. Le contrôleur flou de vitesse a contribué positivement dans le réglage en basse vitesse (20 rad/s) avec changement du sens de rotation.

Les résultats obtenus sont meilleurs comparativement aux résultats déjà existants [MIL-07], [AKA-08], [NEM-04] notamment pour des changements brusques des références, des marges de robustesse et du temps de réponse.

Au cours de notre travail nous nous sommes également intéressés au retour dynamique de sortie. En effet, cette dernière est une fonction quadratique à minimiser dans le sens de Lyapounov.

Nous avons alors incorporé la technique floue pour remplacer cette fonction par une fonction floue. Le choix de cette dernière est focalisé sur un régulateur dont les entrées sont la vitesse et sa variation, et dont la sortie est le gain K_2 variable dans le temps. Les résultats de simulations obtenus sont très satisfaisants notamment en termes de suivie de trajectoire et de rejet de perturbation. Aussi, les tests de robustesse de cette méthode ont confirmé que la logique floue associée avec des méthodes non linéaires donne plus de robustesse au système vis-à-vis des changements des paramètres physiques de la MADA (paramètres R_s, R_r, L_r, f, J).

Afin de situer ce modeste travail, nous avons pensé à comparer les résultats obtenus avec d'autres techniques de contrôle. Ce point fera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE 4 : COMPARAISON DE LA COMMANDE PASSIVE AVEC D'AUTRES COMMANDES

IV.1 INTRODUCTION

Ce chapitre est dédié à une étude comparative entre les résultats obtenus avec d'autres travaux de recherche récents de la communauté automatique.

IV.2 COMPARAISON AVEC LA COMMANDE ADAPTATIVE UTILISANT UN REGULATEUR FLOUE

La commande présentée par [Nem-04] a été comparé avec la PBC en utilisant les mêmes références et paramètres de la machine MADA. En comparant les deux méthodes, il ressort que le contrôleur PBC présente de meilleures performances notamment un bon rejet total de la perturbation et du couple résistant de 10 Nm appliqué à 0.5 s, un bon suivi de vitesse de référence et une réduction très claire des fluctuations de démarrage comme l'indiquent les figures 4.1 et 4.2. Cependant, le temps de réponse de la vitesse de rotation présenté dans [Nem-04] est un peu rapide que celui de la commande passive comme (figure 4.1).

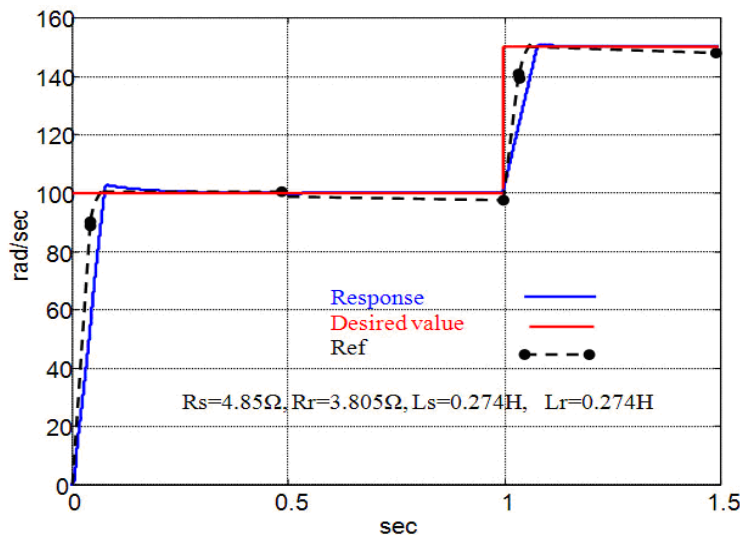


Figure 4.1 : Vitesse de rotation

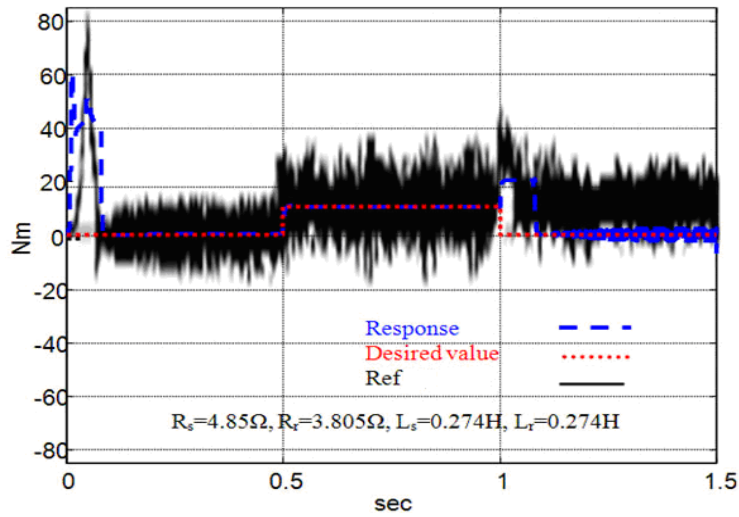


Figure 4.2 : Couple électromagnétique

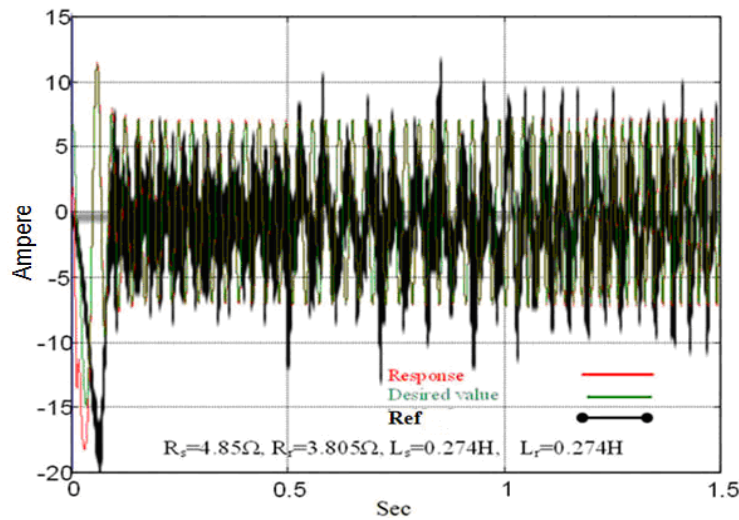


Figure 4.3 : Courant rotorique de la phase A

IV.3 COMPARAISON DE LA COMMANDE PASSIVE AVEC LA COMMANDE RST

La structure RST est une structure généralisée incorporant trois polynômes R , S et T . Les différents coefficients des polynômes sont déterminés via une résolution des équations de Bezout [LAN-96] en tenant compte des performances souhaités.

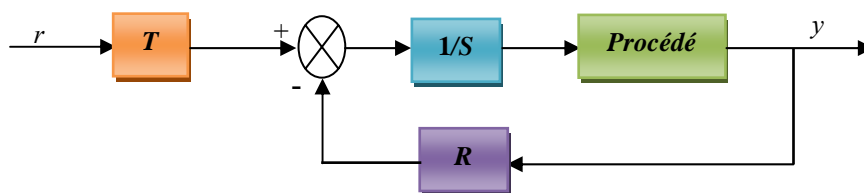


Figure 4.4 : Structure d'un contrôleur RST

En appliquant les mêmes tests que ceux utilisés par [AKK-08] à notre procédé nous avons relevés les résultats explicités par les figures qui suivent. Ces dernières concernent la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et le courant statorique de la MADA. La vitesse de référence est 157 rad /s et le couple résistant de 10 Nm est appliqué à $t = 1.5s$.

On remarque que le suivi des trajectoires est bien établi par les réponses de la MADA (figures 4.5, 4.6 et 4.7). Le temps de réponse ($t_r=0.3s$) a été réduit de 50% par rapport à celui de [AKK-08] (zone entourée 1). Le rejet de perturbation a été également amélioré ; il est très rapide (zone entourée 2). Le pic du couple électromagnétique au démarrage de la MADA est de 60 Nm comparativement à la commande RST qui est de 100 Nm (zone entourée 3).

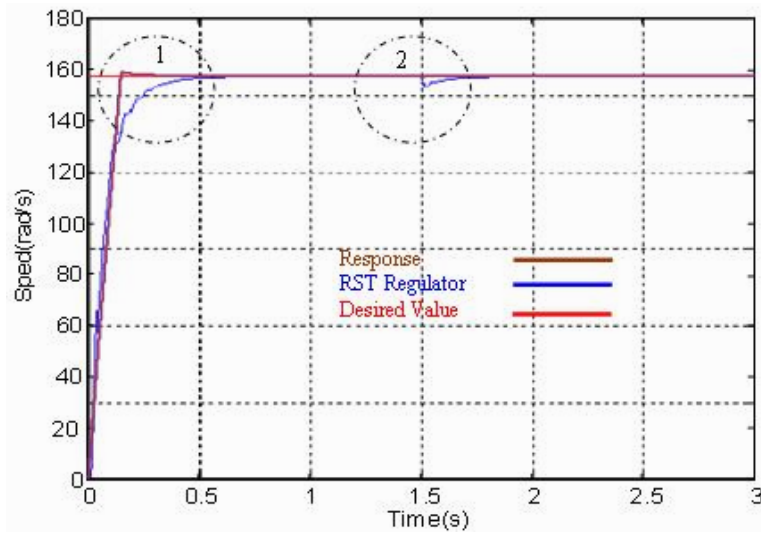


Figure 4.5 : Vitesse de rotation utilisant PBC+PID

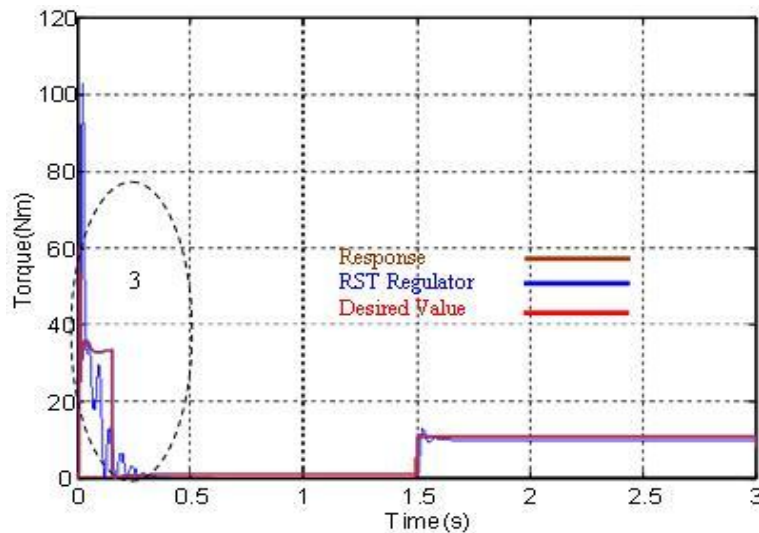


Figure 4.6 : Couple électromagnétique utilisant PBC+PID

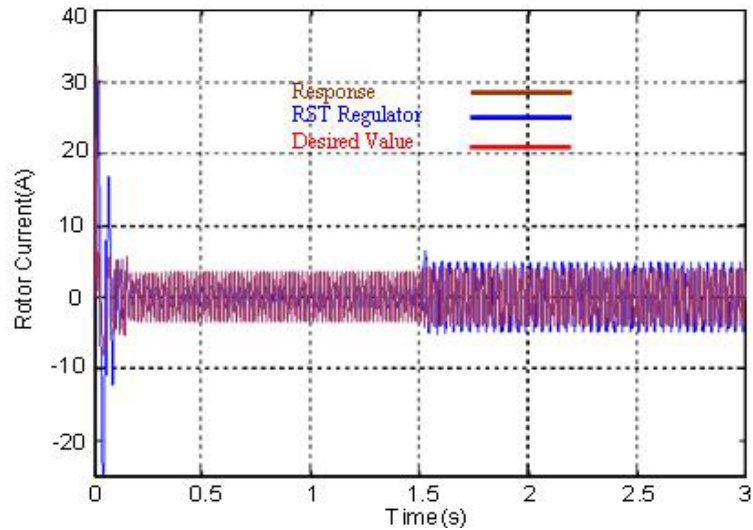


Figure 4.7 : Courant statorique utilisant PBC+PID

La robustesse de la structure étudiée a fait l'objet de plusieurs tests. Les figures suivantes montrent les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse selon les valeurs suivantes: [Réf = 157 rad/s vers 130 rad/s à $t=1.5$ s ensuite 157 rad/s à $t=2.5$ s), avec une perturbation de couple de 10 Nm appliquée à $t=1$ s.

Les réponses de la vitesse de rotation, couple électromagnétique et le courant statorique de la MADA (figures 4.8, 4.9 et 4.10) sont nettement plus meilleures pour la PBC que celle de la commande RST. Les zones entourées en pointillés (zones 4 à 11) illustrent bien cette différence.

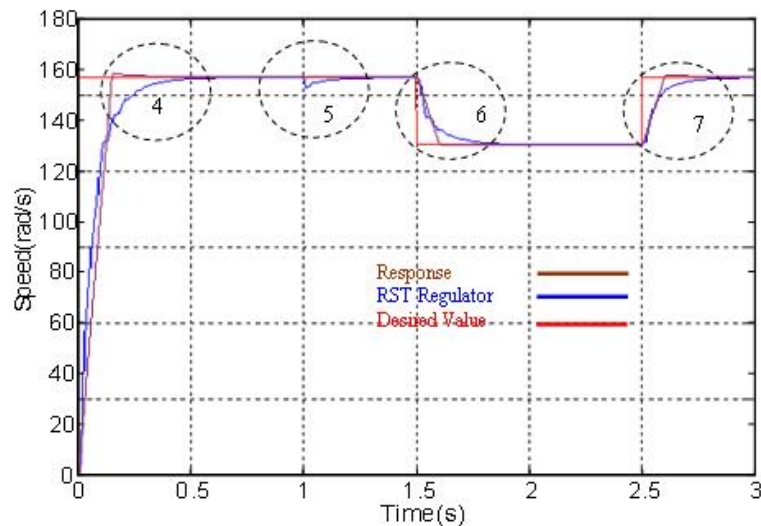


Figure 4.8 : Vitesse de rotation avec variation de référence

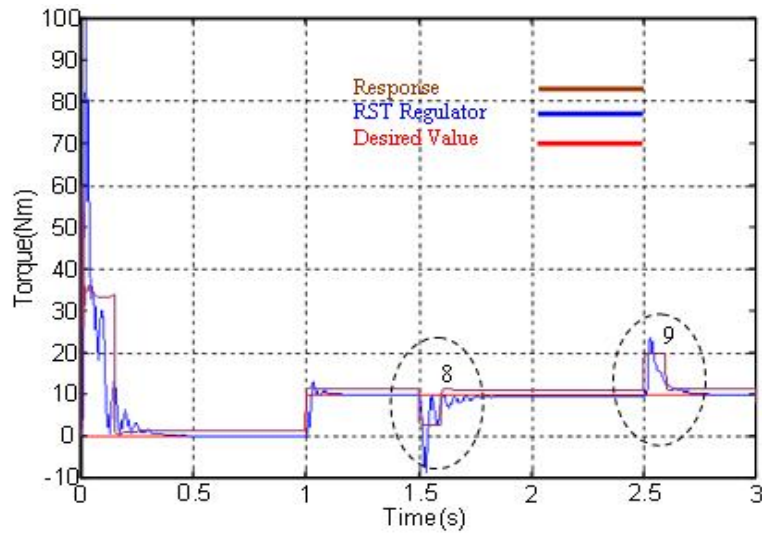


Figure 4.9 : Couple électromagnétique avec variation de références

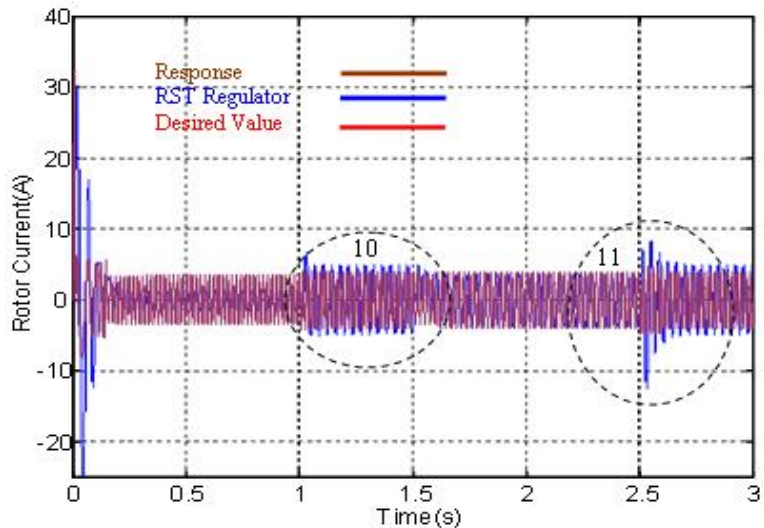


Figure 4.10 : Courant statorique avec variation de référence

IV.4 CONCLUSION

Ce chapitre a fait l'objet d'une comparaison de la commande PBC avec deux structures de commandes : la commande adaptative utilisant un régulateur flou et la commande RST.

Il ressort de cette comparaison que la structure PBC présente de loin des avantages non négligeables. Parmi ces avantages on peut citer la réduction des fluctuations du couple au démarrage de la machine, et également une diminution des pics de courants aux moments des changements des références. Cela permet d'une part une réalisation de la PBC à faible coût en la comparant avec les autres commandes, et d'autre part une implantation sécurisée des composants électroniques dans les circuits des convertisseurs

CONCLUSION GENERALE

Le travail de cette thèse a été focalisé sur la commande de la machine asynchrone double alimentée (MADA). Le modèle traité est multi variable et non linéaire. La modélisation utilisant les lois physiques qui régissent le fonctionnement de la MADA a été abordé dans un premier temps. Des tests en boucle ouverte ont été réalisés afin de valider le modèle par des considérations physiques telles qu'un essai à vide, en charge, inversion du sens de rotation ...etc.

Nous nous sommes intéressés à une commande non linéaire, en l'occurrence il s'agit de la commande passive. Nous avons opté pour cette commande car elle a été présentée dans la littérature comme une structure de commande ayant des marges de robustesse importantes et permettant de faire le suivi des trajectoires tout en assurant les performances désirées.

Les résultats présentés montrent l'efficacité d'une telle commande non seulement du point de vue de la stabilité mais également par sa mise en œuvre pratique. De même nous avons mis en évidence l'invariance de la commande vis-à-vis des incertitudes ou des variations des paramètres du modèle. Des tests ont été également menés sur des variations de charges et sur le couple et montrent encore une fois l'efficacité de la passivité.

Un autre volet de notre étude a porté sur l'association des commandes intelligentes de type flou et la commande passive en vue d'améliorer les performances du système. A cet effet, deux régulateurs flous ont été synthétisés et implantés avec la commande passive. Le premier régulateur a été consacré au retour de sortie dynamique assurant une stabilité globale au sens de Lyapunov. Le second contrôleur a été introduit sur la commande de la vitesse tout en garantissant une valeur désirée pour le couple électromagnétique. Les résultats obtenus sont très satisfaisants et montrent le succès d'une telle alliance.

En perspective, à court terme nous proposons de passer à une phase expérimentale de la structure proposée afin de mettre en évidence d'une part sa faisabilité, et d'autre part, de maîtriser la consommation de l'énergie.

Nous pensons également de s'orienter vers le mode génératrice notamment pour une utilisation dans les réseaux électriques.

Nous proposons de se pencher sur d'autres structures de commande non linéaire notamment en termes de planification de trajectoires avec prise en compte de contraintes multiples.

BIBLIOGRAPHIE

- [AIS-09] S.AISSI, L. SAIDI, R. ABDESSEMED, F. ABABSA, " *Comparative study of passivity and rst regulator applied to doubly fed induction machine (Dfim)*", Journal of Electrical Engineering & Technology Vol. 4, No. 4, pp. 521~526, (2009).
- [AIS-10] S.AISSI, L. SAIDI, R. ABDESSEMED, F. ABABSA, " *Control of doubly fed induction machine using a fuzzy passivity based regulator*", to submitted to Turk J Elec Engin (2010).
- [AIS-02] S. AISSI, " *Commande de la machine asynchrone : observation de flux et planification des trajectoires*", thèse de magistère, université de Batna (2002).
- [AKK-08] N. AKKARI, A. CHAGHI AND R. ABDESSEMED, " *Study and Simulation of RST Regulator Applied to a Double Fed Induction Machine (DFIM)*" Journal of Electrical Engineering & Technology, Vol. no. 3, pp. 308-313, (2008).
- [AKO-05] ACOSTA, J., R. ORTEGA, A. ASTOLFI AND A. MAHINDRAKAR, " *Interconnection and damping assignment passivity-based control of mechanical systems with underactuation degree one*", IEEE Trans Aut. Control, Vol. 50, N° 12, pp. 1936-1955 (2005).
- [BAG-99] L. BAGHLI, " *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*", thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, janvier (1999).
- [BAR- 93] BARAZANE. L. " *Commande vectorielle d'un moteur asynchrone alimenté en courant*", Thèse de Magister, ENP, (1993).
- [BAR- 97] BARKATI. S. " *Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone*", Thèse magister, ELT, Alger, (1997).

- [BAU-95] M. BAUER, "*Application de contrôleurs à logique floue pour la commande vectorielle des machines à induction: commande en vitesse et en position*", Rapport de stage ingénieur- ESIM-22 Février (1995).
- [BEN-92] BEN-BRAHIM. L. ; KWAMURA. A. "*Digital control of induction motor current with deadbeat response using predictive state observer* ", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 7, N° 3, pp. 551-559, July (1992).
- [BEN-94] BENCHAIIB. A., CARAMELLE. L, "*Metric observer for induction motors*"*Rapport interne, laboratoire des systèmes automatiques*", Université de Picardie (1994).
- [BLA- 72] BLASHKE. F. "*The principle of field orientation as application to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines*", Siemens Review, Vol. 34, pp. 214-220, May (1972).
- [BOR- 90] BORNE. P. "*Commande et optimisation des processus*", Collection méthodes et Techniques de l'Ingénieur, Edition Technique, (1990).
- [BOU- 96] BOUKHOBZA. T. ; DJEMAI. M. ; Barbot. J. P. "*Nonlineaire sliding observer for systems in output and output derivative injection*" from. In : Proceedings of the IFAC World Congress, Vol.E, pp.299-305.
- [BOU- 98] BOUGHABA. A. "*Contribution à l'étude du contrôle d'une machine à induction*", Thèse magister ELT, BATNA, (1998).
- [BUH-86] BUHLER. H. "*Réglage Echantillonnes : Traitement Dans l'Espace d'Etat*", Presse Polytechnique Romandes, (1986).
- [BUH-94] BUHLER. H., "*Réglage par logique floue*", Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, (1994).
- [BUY-91] BUYSE. A. ; LABRIQUE. F. "*Robust positional control with an induction actuator by using a PID controller associated with field orientation* ", IEEE MELCON'91, Ljubljana, 22-24 May (1991).
- [BRO-92] G. BROWN, "*Dual cycloconverter traction drive for double fed motors*", thèse Doctorat, Hamilton, Ontario, April (1989)

- [CAR-95] CARON. J. P. ; HAUTIER J. P. "*Modélisation et commande de la machine asynchrone*", Editions collection science et technologie, (1995).
- [CAR-04] B. CARLES, A. DORIA-CEREZO AND R. ORTEGA, "*Power flow control of doubly-fed induction machine coupled to a flywheel*", in Proceedings of Control Application Conference, Taiwan, (2004).
- [CEC- 99] CECATI. J. ; ROTANDALE. N. "*Torque and speed régulation of induction motors using the passivity Theory approach*", IEEE Transaction On Industrial Electronics, Vol. 46. No.1, February (1999).
- [CHA-83] CHATELIN. J. "*Machine électrique T2*" , Dunod (1983).
- [CHI-04] CHAIBA AZEDDINE "*Commande par la logique floue de la machine asynchrone à double alimentation alimentée en tension*", Thèse de Magistère, Université de Batna (2004).
- [DEN- 90] DENTE. J. ; FARIA. R. ; ROBYNS. B "*A low cost digital field oriented control system for in indication actuator, proceeding*", IMACS, TC1'90, Nancy, France, (1990).
- [DEM-94] B, DEMAYA, "*Commande floue des systèmes à dynamiques complexes- Application à la commande d'un moteur thermique*", Thèse de Docteur LAAS Toulouse - 17 Octobre (1994)
- [DIT-05] A. DITTRICH, A. STOEVE, "*Comparaison of fault ride-through strategies for wind turbines with DFIM generators*", EPE 2005 Conference, Dresden, Germany, September (2005).
- [DJE- 96] DJEMAI. M. "*Analyse et commande des systèmes non linéaire régulièrement et singulièrement perturbés, en temps continu sous échantillonnage*". Paris, Phd Thesis, Université de Paris Sud, (1996).
- [DRA-95] DRAKUNOV. S., UTKIN. V. "*Sliding mode observer. Tutorial In : IEEE Conf. on Decision and Control*", pp. 3376-3379 (1995).

- [ESP- 92] ESPINOSA. G., ORTEGA. R. "*On the control properties of the nonlinear induction motor*", Proceedings Congreso Anuel de l'association de Mexico de control automatico, (1992).
- [ESP- 94] ESPINOSA. G., ORTEGA. R. "*State observers are unnecessary for induction motor control*", System and control letter, Vol. 21, No. 5, pp. 315-323, (1994).
- [ESP- 95] ESPINOSA. G., ORTEGA. R. "*An output feedback globally stable controller for induction motors*", IEEE. Transaction on Automatic Control, Vol. 40, No.1, pp. 138-143, Jan. (1995).
- [FAI- 95] FAIDALLAH. K. "*Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrone* ", Thèse de doctorat de L'NPL, France, Fév (1995).
- [FIL-60] FILLIPOVE. A. F., "*Differential equations with discontinuous right-hand side*", American Mathematic society transaction, Vol. 62 pp. 199-231. (1960).
- [FOS-86] FOSSARD. A., "*Helicopter control law based on sliding mode whith model following* ", I. J. C. vol N°3 May (1993).
- [GEO-88] GEORGE. C., SANDERS. R. "*Observers for flux estimation in induction machines*", IEEE transaction on industry electronics, Vol. 35, N°1 pp. 85-93 fubruary (1988).
- [GHO-96] S.GHOZZI, M.GOSSA, M. BOUSSAK, A.CHAARI, M. JEMLI, "*Application de la logique floue pour la commande vectorielle des machines asynchrones*", J.T.E.A. - p 177-182, (1996).
- [GHO-01] R.GHOSN, "*Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation*", Thèse de Dotorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Octobre (2001).
- [GHO-02] R.GHOSN, C. ASMAR, M. PIETRZAK-DAVID, B. DE FORNEL, "*A MRAS sensorless speed control of a doubly fed induction machine*", ICEM Conference (2002).
- [GHO-04] R. GHOSN, C. ASMAR, M. PIETRZAK-DAVID, B. DE FORNEL, "*On line estimation of stator resistance of a doubly induction machine by an adaptive method*", ICEM Conference, Cracovie, Poland (2004).

- [GOL-80] GOLDSTEIN. H. "*Classical mechanics*", Addison-Wesley, 2nd Edition, (1980).
- [IBA-95] A.IBALIDEN, "*Implantation d'un régulateur de type flou sur des commandes d'onduleurs pilotant des machines alternatives : application à la détermination des correcteurs*", Rapport d'activités (1994-1995).
- [JEL-91] JELASSI. K. "*positionnement d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté*", Thèse Doctorat de l'INPT, Toulouse, (1991).
- [JEN-07] JENG-HANN LI, TZUU-HSENG S. LI, AND CHIH-YANG CHEN, "*Design of Lyapunov function based fuzzy logic controller for a class of discrete-time systems*", International Journal of Fuzzy Systems, Vol.9, No. 1, March (2007).
- [KIM-96] KIM. KI-CHUL. "*Commande basée sur la passivité de la machine asynchrone : mise en oeuvre pratique*", Thèse Doctorat, UTC, France, (1996).
- [LEC-91] D. Lecoq, PH. Lataire, "*Study of variable speed, double fed induction motor drive with both stator and rotor voltages controllable*", Conference Proceedings EPE' 91, Firenze, Vol II, pp. 337-339 (1991).
- [LEM-92] LEMAIRE. B. ; SMAIL. S. "*Reconstitution d'un flux rotorique pour la commande vectorielle des moteurs asynchrone*", Journée d'études à LILE Vol. 5, pp. 89-95, Décembre, (1992).
- [LEV-99] LEVENT. U. ; SIMMAN. A. "*A Passivity based method for induction motor control*", Departement of Electrical & Computer Engineering, University of South Carolina, pp. 19-27 ,(1999).
- [LOE-85] LOESER. F. ; SATTTLER. K. "*Identification and compensation of the rotor temperature of AC drives by an observer*", IEEE Transaction on Industry Application. Vol. IA-21, N°. 6, pp. 1386-1392, décembre (1985).
- [MAK-93] MAKOTO. I. ; NOBUYUKI. M. "*Robust speed control of IM with torque feedforward control*". IEEE Transaction on Industry Electronics, vol 40, N°. 6, pp. 553-560, decembre (1993).

- [MAR-93] MARINO. R. ; PERESADA. S. "*Adapative input-output linearizing contrôle of induction motors* ", IEEE Transaction on Automatic Control. Vol 38. N°2 pp. 208-219, february (1993).
- [MEI-69] MEISEL. J. "*Principal of electromechanical energy conversion*", MCGRAW-HILL, (1969).
- [MER- 07] MERADI. S. "Estimation des paramètres et des états de la machine asynchrone en vue de diagnostic des défauts rotorique", thèse de magistère, université de biskra (2007).
- [MIL-07] A. MILOUDI, Eid A. AL-RADADI, A. D. DRAOU, "*a Variable gain PI controller used for speed control of a direct torque neuro fuzzy controlled induction machine drive*", Turk J Elec Engin, VOL.15, NO.1 (2007).
- [MON-06] A. MONROY, AND L. ALVAREZ-ICAZA, "*Passivity Based Control of a DFIG Wind Turbine*", in Proceedings of American Control Conference, Minnesota, USA, (2006).
- [NEM-01] A. L. Nemmour, "*Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation*", thèse de magister, Batna (2001).
- [NEM-04] A. L. NEMOURS AND R. ABDESSEMED, "*Control of doubly fed induction motor drive (DFAM) using adaptive takagi-sugeno fuzzy model based controller*", JEE, Vol. 4, N°2 (2004).
- [ORT- 89] ORTEGA. R. ; SPONG. M. W. "*Adaptive motion control of rigid robots : a tutorial*", Automatica, Vol. 25, No. pp. 877-888, (1989).
- [ORT- 91] ORTEGA. R. ; ESPINOSA. G. "*Controller design methdology for systems with physical structures : Apllication to induction motors*", proceeding. 30th IEEE. Conference On Decision and Control, pp. 2345-2349, Brighton, England, (1991).
- [ORT- 93a] ORTEGA. R. ; ESPINOSA. G. "*Torque of induction motor*", Automatica, Vol. 29, No. 3, pp. 621-633, (1993).

- [ORT- 93b] ORTEGA. R. ; CANADUS. C. "*Nonlinear control of induction motor : torque tracking with unknow load disturbance*", IEEE. Transaction On Automatic Control, vol. 38, N°11. PP. 1675-1680, (1993).
- [ORT- 93c] ORTEGA. R. ; ESPINOSA. G. "*Control of induction motor models in a fixed reference frame*", Proceeding, 32nd IEEE Conference on Decision and Control, San Antonio. (1993).
- [ORT- 96] ORTEGA. R. ; NICKLASSON. D. J. ; ESPINOSA. G. "*On speed control of induction motors*", Automatica, Vol. 32, pp. 455-460, (1996).
- [ORT- 98] R. ORTEGA, A. LORIA, P. J. NICKLASSON AND H. SIRA-RAMIREZ, "*Passivity-based Control of euler-lagrange systems*", Communications and Control Engineering, Springer-Verlag, Berlin, (1998).
- [PIE- 92] PIETRZAK-DAVID. M. ; DE FORNEL. B., "*Commande vectorielle du moteur asynchrone*", SEE, Journée d'études, Lille, (1992).
- [PIE- 94] PIETRZAK-DAVID. M. ; DE FORNEL. B., "*Observateurs d'états déterministes et stochastique dans la commande vectorielle d'un variateur asynchrone*", U. R. A, No. 847 au C. N. R. S. (1994).
- [POI-03] F. POITIERS, "*Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne -Machine asynchrone à cage autonome Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau*", thèse Doctorat université de de Nantes France (2003).
- [PER-98] S. PERESADA, E. CHEKHET, I. SHAPOVAL, "*Asymptotic control of torque and unity stator side power factor of the doubly-fed induction machine*", in Proc. Intern.Conf. "Problems of Electrical Drives", pp. 81-86, Alushta, (1998).
- [PER-99] S. PERESADA, A. TILLI, AND A. TONIELLI, "*Robust output feedback control of a doubly-fed induction machine*", In IECON'99. Conference Proceedings. 25th conference of the IEEE Industial Electronics Soxiety (Cat. N099CH37029), pp. 1348-1354, (1999).

- [POD-00] G. PODDAR ,V. RANGANATHAN, "*Sensorless field oriented control of Doubly Fed Inverter wound rotor Induction Machine drive*" ,dans Proc.IECON'02, November 5-8, (2000).
- [RAC-96] RACHID. A. "*Systèmes de régulation*", Edition Masson, Paris, (1996)
- [REH-96] REHAHLA. S. "*Etude de la commande d'une machine asynchrone triphasé par la technique du flux orienté* ", Thèse de Magister, ENP, (1996).
- [ROB- 92a] ROBYNS. B. ; GAARDIN. D ; GOREZ. R. LABRIQUE. F ; HUYSE. H. "*Asservissement de vitesse d'un actionneur asynchrone par modèle de l'actionneur et sa commande vectorielle*", Journées d'Etudes, Metz, France, 21-22 octobre (1992).
- [ROB- 92b] ROBYNS. B. "*Commande numérique des moteurs asynchrones*", Séminaire sur les entraînements à vitesse variables, Rabat, Maroc, (1992).
- [RUS-96] RUSSEL. J. ; BRIAN. J. "*A New Flux And Stator Resistance Identifier For Ac Drive System* ", IEEE Transaction on Industry Application, vol, 32, N°. 3, pp. 585-591 June (1996).
- [SKK-06] SEJIR. KHOJET EL KHIL "*Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA), Optimisation des pertes dans les convertisseurs Reconfiguration de la commande pour un fonctionnement sécurisé* ", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, (2006).
- [SLO-91] SLOTINE. J., LI. W., "*Nonlineaire control analysis*", prentice hall, (1991).
- [SPO-89] SPONG. M. W. ; VIDYASAGAR. M. "*Robot dynamics and control*", John Wiley and Sons, (1989).
- [TRZ-94] TRZYNADLOWSKI. M. "*The Field Orientation Principale In Control Of Induction Motors*", Lumer Acadimy Publication, (1994).
- [TOU-92] A .TOUMI, M .B.KAMOUN, M. POLOUJADOFF, "*A Simple assessment of Doubly Fed Synchronous Machine stability using ROUTH criterion*", dans ROCICEM92, September,(1992).

- [UTK-87] UTKIN. V. I., " *discontinuous control systems: state of art in theory and application*", IFAC World Congress, Plenary Paper, (1987).
- [VAS-90] VAS. P., "*Vector control of AC machines*", Oxford Science Publication, (1990).
- [VID-87] VIDYAZAGAR. M., "*Non lineaire systeme analysis* ", Prentice-Hall, (1987).
- [VID-04] P.E.VIDAL, "*Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation*", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, (2004).
- [VIO-07] G. VIOLA, R. ORTEGA, R. BANAVAR AND J. ACOSTA, "*Total energy shaping control of mechanical systems:simplifying the matching equations via coordinate changes*", IEEE Trans Aut. Control, Vol.52, no.6, pp. 1093-1099 (2007).
- [WEL-67] WELLS. D. A. "*Theory And problems of lagrangian dynamics with a traitemant of euler's principales*", Schaum's Outline Series in Engineering, McGrw-Hill, (1967).
- [ZAD-65] L. A. Zadeh, "*Fuzzy sets : informations and control*", Vol.8, pp.338-353, (1965).
- [ZHA-02] Zhao, J. and B. K. Bose, "*Evaluation of membership functions for fuzzy logic controlled induction motor drive*" *Proc. Industrial Electronics Conf.*, Vol. 1, pp. 229-234, (2002).

Notations

Généralement les indices s et r indiquent respectivement les grandeurs statoriques et rotoriques. Les grandeurs estimées sont notées avec un accent circonflexe. Les grandeurs de références sont notées avec astérisque.

$d-q$: Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant .

ϕ : Flux .

ω_s, ω_m : Vitesse angulaire électrique statorique et rotorique.

Ω_m : Vitesse mécanique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant .

R_s, R_r : Résistance d'enroulement statorique et rotorique par phase.

L_s, L_r : Inductance cyclique statorique et rotorique par phase.

L_m : Inductance mutuelle propre.

f : Coefficient de frottement visqueux.

J : Moment d'inertie .

P : Nombre de paires de pôles .

t : Temps.

s : variable complexe de Laplace ($s=j\omega$)

Les autres indices sont définis dans le texte

Annexe A : Transformation de Park

A.1 TRANSFORMATION DE PARK D'UN SYSTEME TRIPHASE EN UN SYSTEME BIPHASE EQUIVALENT

Sur la représentation de la Figure A1, le vecteur *f.m.m.* $\vec{\varepsilon}$ est la somme vectorielle des trois vecteurs *f.m.m.* $\vec{\varepsilon}_a, \vec{\varepsilon}_b, \vec{\varepsilon}_c$ portés respectivement par les trois axes $\vec{O}_a, \vec{O}_b, \vec{O}_c$. Le même vecteur $\vec{\varepsilon}$ peut être décomposé sur deux axes perpendiculaires \vec{O}_d axe direct et \vec{O}_q axe en quadrature en deux *f.m.m.* $\vec{\varepsilon}_d$ et $\vec{\varepsilon}_q$.

L'axe \vec{O}_d , habituellement appelé axe *d*, est repéré par rapport à l'axe de référence \vec{O}_a à l'aide de l'angle électrique $\psi = (\vec{O}_a, \vec{O}_d)$.

Les valeurs algébrique $\vec{\varepsilon}_d$ et $\vec{\varepsilon}_q$, sont calculables par la projection de la somme $\vec{\varepsilon}_a + \vec{\varepsilon}_b + \vec{\varepsilon}_c$ respectivement sur les axes *d* et *q*, on obtient alors la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi & \cos(\psi - 2\pi/3) & \cos(\psi + 2\pi/3) \\ -\sin \psi & -\sin(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_a \\ \varepsilon_b \\ \varepsilon_c \end{bmatrix} \quad (\text{a38})$$

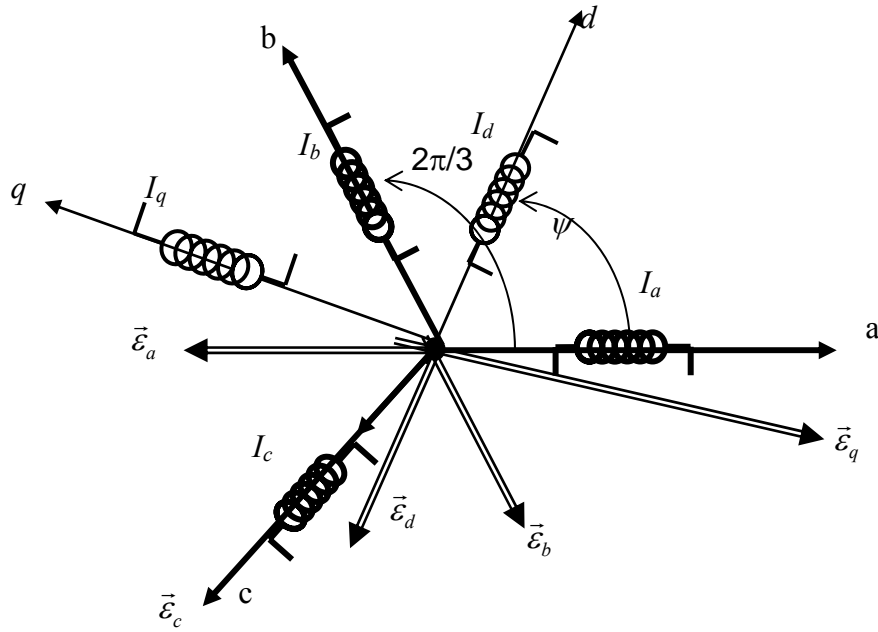
Ce système d'équation n'étant pas inversible, il faut lui adjoindre une équation supplémentaire. Pour cela, on introduit ε_0 proportionnelle à la composante homopolaire des *f.m.m.* quand les courants sont sinusoïdaux :

$$\varepsilon_0 = K_0 [\varepsilon_a + \varepsilon_b + \varepsilon_c] \quad (\text{a39})$$

d'où l'équation matricielle :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \\ \varepsilon_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi & \cos(\psi - 2\pi/3) & \cos(\psi + 2\pi/3) \\ -\sin \psi & -\sin(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_a \\ \varepsilon_b \\ \varepsilon_c \end{bmatrix} \quad (\text{a40})$$

$\vec{\varepsilon}_a, \vec{\varepsilon}_b$ et $\vec{\varepsilon}_c$ sont supposés engendrés respectivement par les courants I_d, I_q et I_o .


 Figure A1 : Système triphasé O_{abc} et biphasé O_{dq} élaborant une même $f.m.m.$

Des coefficients de proportionnalité entre $f.m.m.$ et courants sont définis (nombre fictifs de spires n_1 et de n_2) :

$$\begin{aligned} \varepsilon_a &= n_1 I_a & ; & & \varepsilon_b &= n_1 I_b & ; & & \varepsilon_c &= n_1 I_c \\ \varepsilon_d &= n_2 I_d & ; & & \varepsilon_q &= n_1 I_q & ; & & \varepsilon_o &= n_1 I_o \end{aligned} \quad (\text{a41})$$

par substitution, il vient :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} = n_1 / n_2 \begin{bmatrix} \cos \psi & \cos(\psi - 2\pi/3) & \cos(\psi + 2\pi/3) \\ -\sin \psi & -\sin(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{a42})$$

Les systèmes de courants triphasés d'espace $I_{a,b,c}$ et diphasés d'espace $I_{d,q}$ sont déclarés équivalents lorsqu'ils créent la même force magnétomotrice d'entrefer. La composante d'indice o ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi arbitrairement orthogonal au plan d, q .

A.2 TRANSFORMATION INITIALE DE PARK

n_1/n_2 et K_0 , sont identifié à la composante homopolaire lorsque les courants $I_{a,b,c}$ sont sinusoïdaux :

$$\begin{aligned} I_o &= I \cos(\omega t), \\ I_b &= I \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ I_c &= I \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ I_d &= I \cos(\omega t - \Psi) \\ I_q &= I \sin(\omega t - \Psi) \end{aligned} \quad (\text{a43})$$

Par la transformation tri/biphasée, on tire :

$$I_d = (n_1 / n_2)(3/2)I \cos(\omega t - \psi) \quad (\text{a44})$$

et on déduit par identification :

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{2}{3} \quad (\text{a45})$$

$$K_0 = \frac{1}{2} \quad (\text{a46})$$

Les matrices de passage directe $[P_r]$ et inverse $[P_r]^{-1}$ sont ainsi définies par :

La relation explicitant les courants I_d, I_q et I_o en fonction de leurs équivalents dans le repère

(a, b, c) est donnée par :

$$[I_d, I_q, I_o]^T = [P_r][I_a, I_b, I_c]^T \quad (\text{a47})$$

$$[I_a, I_b, I_c]^T = [P_r]^{-1}[I_d, I_q, I_o]^T \quad (\text{a48})$$

soit encore,

$$[P_r] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \psi & \cos(\psi - 2\pi/3) & \cos(\psi + 2\pi/3) \\ -\sin \psi & -\sin(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{a49})$$

$$[P_r]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 1 \\ \cos(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\psi + 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{a50})$$

Un résultat fondamental de cette transformation, appliqué au régime permanent sinusoïdale, est que, si le repère d, q tourne à la pulsation ω , alors I_d et I_q sont constants.

La même transformation permet de déterminer les flux dans les repères (a, b, c) et (d, q) .

A.3 TRANSFORMATION DE PARK MODIFIEE

Cette seconde détermination des coefficients repose sur l'invariance de la puissance instantanée P_e dans les deux systèmes de représentation, ce qui, de toute évidence, conduit à leur équivalence physique

$$P_e = v_a I_a + v_b I_b + v_c I_c = v_d I_d + v_q I_q + v_o I_o \quad (\text{a51})$$

Posons :

$$[x_{dqo}] = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [x_{abc}] = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{a52})$$

avec $x = (I, v, \phi)$ où ϕ est le flux d'induction totalisé dans l'enroulement

Soit $[P_r]$ la matrice de transformation directe, de telle sorte que :

$$[x_{dqo}] = [P_r][x_{abc}] \quad (\text{a53})$$

Dans ces conditions, la puissance instantanée a pour expression :

$$P_e = [v_{abc}]^T [I_{abc}] = [v_{dqo}]^T [I_{dqo}] \quad (\text{a54})$$

En explicitant les grandeurs $[x_{dqo}]$ dans le référentiel d'origine, on obtient :

$$[v_{abc}]^T [I_{abc}] = [[P_r][v_{dqo}]^T [P_r][I_{dqo}]] = [v_{abc}]^T [P_r]^T [I_{abc}] \quad (\text{a55})$$

et $[P_r]$ doit satisfaire la relation suivante :

$$[P_r]^T [P_r] = [I] \quad (\text{a56})$$

Ainsi la matrice de transformation $[P_r]$ doit être orthogonale puisque :

$$[P_r]^T = [P_r]^{-1} \quad (\text{a57})$$

et on déduit : $n_1 / n_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}$; $K_0 = 1 / \sqrt{2}$

d'où les matrices de passage directe et inverse P_r et P_r^{-1} :

$$[P_r] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \psi & \cos(\psi - 2\pi/3) & \cos(\psi + 2\pi/3) \\ -\sin \psi & -\sin(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{a58})$$

$$[P_r]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin(\psi) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\psi + 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{a59})$$

Annexe B : Paramètres de la machine

Les paramètres de la machine asynchrone double alimentée que nous avons utilisée dans nos simulations sont :

Puissance nominale	1.5 KW
Tension nominale	220 V
Rendement nominal	0.78
Facteur de puissance nominale	0.8
Vitesse nominale	1430 tr/min
Fréquence nominale	50 HZ
Courant nominal	3.46 A et 6.31 A
Résistance statorique	4.85 Ω
Résistance rotorique	3.805 Ω
Inductance cyclique statorique	0.274 H
Inductance cyclique rotorique	0.274 H
Inductance mutuelle	0.258 H
Nombre de paire de pôles	2
Moment d'inertie	0.031 Kg.m ²
Coefficient de frottement	0.008 N.m.s /rd