

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

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE
N°: CE 06



FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par: BOUDJELLAL Djamal eddine

Intitulé

Commande hybride backstepping-floue de la machine
asynchrone à double alimentation

Soutenu devant le jury composé de:

CHOUDER Aissa	Université de M'sila	Président
HERIZI Abdelghafour	Université de M'sila	Rapporteur
BENYETTOU Loutfi	Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2020/2021

Remerciements

Je tiens à remercier tout premièrement Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces longues années.

Ainsi, Je tiens également à exprimer mes vifs remerciements à mon encadreur Dr. HERIZI Abdelghafour.

Je remercie vivement tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail Pour tous les personnes administratives du département génie électrique de l'université de M'sila.

Enfin, je remercie toute personne de près ou de loin qui a participé pour rendre ce travail réalisable et présentable.

Dédicaces

A mes parents, ma femme, mes enfants: mouhamed et hidaya

Mes sœurs, toute ma famille et la famille de ma femme

Mes amis: Ali, Said, Younes, Halim, ...

SOMMAIRE

Notation et symboles	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Introduction Générale	1
<i>Chapitre I</i>	
<i>Modélisation de la MADA et son alimentation</i>	
I.1.Introduction	4
I.2.Généralités sur la MADA	4
I.3.Principe de fonctionnement de la MADA	5
I.4.Structures de la MADA	6
I.4.1.MADA à rotor bobiné	6
I.4.2.MADA sans balais	6
I.4.3.MADA en cascade	7
I.5.Différentes configurations de la MADA à rotor bobiné	7
I.5.1.Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur	7
I.5.2.Stator relié au réseau, rotor alimenté par un Cycloconvertisseur	8
I.5.3.MADA alimenté par deux convertisseurs indépendants	8
I.6.Avantages et inconvénients de la MADA	9
I.6.1.Avantages de la MADA	9
I.6.2.Inconvénients de la MADA	9
I.7.Modélisation de la MADA	10
I.7.1.Modèle mathématique de la MADA	10
I.7.1.1.Hypothèses et conventions	10
I.7.1.2.Equations électriques	11
I.7.1.3.Equations magnétiques	11
I.7.1.4.Equations mécaniques	12
I.7.2.Transformation de Park à la MADA	13
I.7.2.1.Equations électriques	14
I.7.2.2.Equations magnétiques	14
I.7.2.3.Equations électromagnétiques	14
I.7.2.4.Modèle de la MADA selon le système d'axes généralisé « d,q »	15
I.7.3.Mise en équations d'états	16
I.8.Modélisation du système d'alimentation	17

I.8.1.La structure de la chaîne d'alimentation choisie	17
I.8.2.Modélisation du Redresseur	17
I.8.3.Modélisation du filtre	19
I.8.4.Modélisation de L'onduleur de Tension	19
I.8.5.Modélisation de la commande à modulation de largeur d'impulsion	21
I.9.Résultats de simulation	23
I.9.1.Résultats de simulation sans alimentation rotorique	23
I.9.2.Résultats de simulation avec alimentation rotorique	24
I.10.Conclusion	25

Chapitre II

Commande par backstepping de la MADA

II.1.Introduction	27
II.2.Généralités sur la technique du Backstepping	27
II.3.Principe du contrôle par Backstepping	27
II.3.1.Système du second ordre	28
II.3.2.Système du troisième ordre	30
II.4.Principe de la commande à flux orienté	32
II.5.Application de la commande par backstepping à la MADA	35
II.6.Résultats de simulation	37
II.6.1.Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge	37
II.6.2.Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse	38
II.6.3.Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique	39
II.6.4.Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique	40
II.7.Conclusion	41

Chapitre III

Commande hybride backstepping-floue de la MADA

III.1.Introduction	43
III.2.Historique de la logique floue	43
III.3.Domaine d'application	44
III.4.Principe de la logique floue	44
III.5.Eléments de base de la logique floue	44
III.5.1.Variables linguistiques et ensembles flous	45
III.5.2.Fonctions d'appartenance	45
III.5.3.Propriétés des ensembles flous	46

III.5.4. Operateurs de la logique floue	47
III.5.5. Règles floues	48
III.6. Structure d'un régulateur floue	48
III.6.1. Fuzzification	49
III.6.2. Base de règles	49
III.6.3. Mécanisme d'inférence floue	49
III.6.4. Défuzzification	50
III.7. Commande hybride backstepping-floue type 1	50
III.7.1. Technique de commande par backstepping-floue type 1	51
III.8. Résultats de simulation	54
III.8.1. Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge	54
III.8.2. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse	55
III.8.3. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique	56
III.8.4. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique	56
III.9. Etude comparative	57
III.10. Conclusion	58
Conclusion générale	60
Bibliographie	62
Annexes	66

Notation et Symboles

MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation.
DFIG	Doubly Fed Induction Generator.
DFIM	Doubly Fed Induction Motor.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
FOC	Field Oriented Control.
FLC	Fuzzy Logic Controller.
<i>ISE</i>	Integral of Square Error.
<i>IAE</i>	Integral of the Absolute Error.
<i>A, B et C</i>	Trois enroulements du stator.
<i>g</i>	Le coefficient de glissement.
w_g	La vitesse angulaire de glissement.
θ	Angle entre l'axe de la phase rotorique et l'axe fixe de la phase statorique.
S_a	Indice correspondant la phase statorique de référence.
R_a	Indice correspondant la phase rotorique de référence.
s, r	Indices d'axes correspondants au stator et rotor.
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases a, b et c.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions d'alimentation des phases statoriques.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Courants statoriques.
I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}	Courants rotoriques.
I_{sd}, I_{sq}	Courants statoriques direct et en quadrature dans le repère de PARK.
I_{rd}, I_{rq}	Courants rotoriques direct et en quadrature dans le repère de PARK.
$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$	Flux statoriques.
$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$	Flux rotoriques.
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$	Flux statoriques direct et en quadrature.
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$	Flux rotoriques direct et en quadrature.
R_s, L_s	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, L_r	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
M_1, M_2, M_3	Inductances mutuelles entre une phase de stator et une phase de rotor.
M_s	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
M_r	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_{sr}	Inductance mutuelle stator-rotor.
M_{rs}	Inductance mutuelle rotor-stator.
M_0	Maximum de l'inductance mutuelle entre les deux phases.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
f	Coefficient de frottement visqueux.
Ω	Vitesse de rotation.
J	Inertie des parties tournantes.
P	Nombre de pair de pôle.
α, β	Axes fixés au stator.
x, y	Axes fixés au rotor.
d, q	Axes fixés para rapport au champ tournant.
θ_s, θ_r	Déphasage du l'axe direct para rapport au stator et rotor.
ω_s	Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.
ω_r	Vitesse électrique de glissement.
ω	Vitesse électrique de rotation du rotor para rapport au stator.
A	Matrice d'évolution d'état du système.
B	Matrice de commande.
X	Vecteur d'état.
U	Vecteur de commande.
σ	Coefficient de dispersion.
T_r	Constante de temps rotorique.
T_s	Constante de temps statorique.
m	Indice de modulation.
max, min	Valeur maximale et minimale.
k_1, k_2, k_3, k_4	Gains de desgin de backstepping.
z_1, z_2, z_3, z_4	Erreurs.
t	Variable de temps.
∂	Dérivée partielle.
e	Erreur.
Δe	Variation de l'erreur.
f_p	Fréquence de la porteuse.

Liste des figures

Chapitre I

Modélisation de la MADA et son alimentation

Figure (I.1) : Principe de l'alimentation de la MADA	5
Figure (I.2) : Schéma de principe de la MADA à rotor bobiné	5
Figure (I.3) : Schéma de principe de la MADA sans balais	7
Figure (I.4) : Schéma de principe de la MADA en cascade	7
Figure (I.5) : Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur	8
Figure (I.6) : Schéma de la MADA dont le rotor alimenté est par un cycloconvertisseur	8
Figure (I.7) : Schéma synoptique pour une alimentation par deux cycloconvertisseurs	9
Figure (I.8) : Représentation de l'enroulement triphasé de la MADA	10
Figure (I.9) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement	13
Figure (I.10) : Définition des axes réels du MADA par rapport aux différents référentiels	15
Figure (I.11) : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA	17
Figure (I.12) : Représentation du redresseur triphasé à diodes	18
Figure (I.13) : Représentation de la tension redressée	19
Figure (I.14) : Filtre RLC passe-bas	19
Figure (I.15) : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux	20
Figure (I.16) : Représentation d'un GTO	20
Figure (I.17) : Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle	22
Figure (I.18) : Résultats de simulation de la MADA en charge	23
Figure (I.19) : Résultats de simulation de la MADA avec $V_r = 12V$; $f_r = 5Hz$	24
Figure (I.20) : Résultats de simulation de la MADA avec $V_r = 12V$; $f_r = 20Hz$	25

Chapitre II

Commande par backstepping de la MADA

Figure (II.1) : Schéma bloc d'un système sous forme triangulaire d'ordre n	28
Figure (II.2) : Schéma de principe de la commande de système du second ordre	29
Figure (II.3) : Schéma de principe du contrôle par backstepping	30
Figure (II.4) : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC	32
Figure (II.5) : Principe de l'orientation du flux statorique	33
Figure (II.6) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge	38
Figure (II.7) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse	39

Figure (II.8) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique	40
Figure (II.9) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique	41

Chapitre III

Commande hybride backstepping-floue de la MADA

Figure (III.1) : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou	44
Figure (III.2) : Représentation de la fonction triangulaire	45
Figure (III.3) : Représentation de la fonction trapézoïdale	46
Figure (III.4) : Représentation de la fonction gaussienne	46
Figure (III.5) : Caractéristiques d'un ensemble flou	46
Figure (III.6) : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou	48
Figure (III.7) : Structure d'un contrôleur à logique floue	51
Figure (III.8) : Schéma fonctionnel du contrôleur flou	52
Figure (III.9) : Fonctions d'appartenance de l'erreur	53
Figure (III.10) : Fonctions d'appartenance de k_i	53
Figure (III.11) : Schéma fonctionnel de la commande hybride backstepping-floue de la MADA	54
Figure (III.12) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge	55
Figure (III.13) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse	56
Figure (III.14) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique	56
Figure (III.15) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique	57

Introduction Générale

Dans le domaine des entraînements de grandes puissances (tel le laminoir par exemple), il existe une solution nouvelle et originale, utilisant une machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier. Il s'agit de la machine asynchrone double alimentée (MADA) (en anglais *DFIM : Doubly Fed Induction Machine*), où le stator est alimenté par un réseau fixe et le rotor par alimentation variable qui peut être une source de tension ou une source de courant. La MADA trouve son application dans les entraînements de grande puissance, elle se caractérise par sa robustesse, sa longévité et une plage de variation de vitesse plus importante (régime hypo-synchrone, synchrone et hyper-synchrone) [01].

La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor. Elle a été d'abord étudiée pour être utilisée en tant que moteur à grande vitesse [02]. Cependant, cette machine présente un inconvénient majeur : la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique sa commande [03].

Afin d'obtenir une machine asynchrone à double alimentation dont les performances sont semblables à machine à courant continu, il est nécessaire d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. C'est l'idée de l'apparition de la technique de commande vectorielle, proposée en 1973 par Blaschke et Hasse, ou la commande par orientation du flux. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit) [04]. Par cette technique, le courant rotorique de la MADA produisant le couple est maintenu en quadrature avec le flux statorique [05]. L'application de cette dernière à la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances pour les applications de la production d'énergie et des entraînements électriques à vitesse variable [04].

De ce fait, d'autres chercheurs ont pu concevoir d'autres commandes comparables du côté performances, en l'occurrence la commande par backstepping. Elle a été développée par M. Krstic et P.V. Kokotovic [06, 07], ont introduit des méthodes utilisant des changements de variables récursifs appelés backstepping, sur des classes de systèmes triangulaires non linéaires paramétrés. De façon générale, les lois des commandes proposées, satisfont de bonnes propriétés de robustesse et d'atténuation de perturbations, mais ne s'appliquent qu'à des classes restreintes de systèmes et n'utilisent que des contrôleurs statiques. En introduisant un changement de variables dynamiques et en utilisant une fonction de Lyapunov, des contrôleurs et des lois d'adaptation simples ont été obtenues pour des classes plus générales de systèmes non linéaires. Son principe est d'établir d'une manière constructive la loi de commande du système, en considérant quelques variables d'état comme étant des commandes virtuelles et leur concevoir des lois de commande intermédiaires [08, 09].

Aujourd'hui, le réglage par la logique floue avec sa structure non linéaire a présenté de bonnes performances et robustesses dans le contrôle de la machine asynchrone, il s'agit d'une nouvelle technique traitant la commande numérique des processus et de prise de décision. La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par Lotfi Zadah. A coté d'un formalisme mathématique fort développé. L'intérêt de la commande par logique floue provient du fait que la théorie des ensembles flous permet de traiter et de raisonner à l'aide de variables qui intègrent la notion d'imprécision, d'incertitude des appréciations subjective ou encore des quantifications linguistiques, ce qui permet au contrôleur floue d'être conçu pour remplacer un opérateur humain expérimenté [10].

Notre mémoire est composé de trois chapitres :

Le premier chapitre présente une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) concernant son principe de fonctionnement, ses avantages et ses inconvénients. La modélisation de la MADA et ses alimentations sera présenté en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma bloc. Différents résultats de simulation seront montrés et commentés à la fin de l'étude.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons le principe de la commande par orientation du flux et l'application de la commande par backstepping pour la machine asynchrone à double alimentation alimentée en tension. Les résultats de simulation obtenus montrent l'applicabilité de cette technique.

Le dernier chapitre a pour but d'élaborer d'une commande non linéaire robuste à base de la logique floue et la commande par backstepping. Cette commande consiste à remplacer les régulateurs appliqués à la commande backstepping par des régulateurs à base de la logique floue du type 1. Enfin, les performances et les améliorations qu'apporte cette dernière par rapport au la commande précédente seront montrées à travers des résultats de simulation et des interprétations.

Enfin, quelques remarques et perspectives seront données dans la conclusion.

Chapitre I

Modélisation de la MADA et son alimentation

I.1.Introduction :

La machine asynchrone à double alimentation "MADA" porte un caractère qui permet d'occuper un large domaine d'application, soit dans les entraînements à vitesses variables (fonctionnement moteur), soit dans les applications à vitesse variables et à fréquence constante (fonctionnement générateur).

La modélisation de la MADA est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif. Pour certaines raisons, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (à définir et à respecter) peuvent être adoptées dans l'élaboration des modèles mathématiques.

L'objectif de ce chapitre est de mener un état de l'art sur la MADA concernant son principe de fonctionnement, les différentes stratégies de commande, ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients, les différentes associations machine-convertisseur et les avantages et les inconvénients apportées par cette machine. On présentera aussi la modélisation de cette machine dans le repère de Park avec ses deux alimentations à fréquences variables, l'une alimente le stator et l'autre alimente le rotor. Ensuite, nous aborderons la modélisation de l'onduleur de tension et leur commande MLI de type sinus triangle. Une série de simulations réalisées à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK a été envisagée pour valider les stratégies de commandes appliquées dans les chapitres suivants.

I.2.Généralités sur la MADA :

L'une des solutions associant le convertisseur statique et la machine pour obtenir des vitesses variables est la machine asynchrone double alimentée (machine à induction double alimentée), (de l'anglais, DFIM : *Doubly Fed Induction Machine*), où le stator est connecté au réseau (50 HZ) et le rotor est alimenté à travers un convertisseur de fréquence. Elle apparaît comme une solution intéressante. Le système est réversible en vitesse et en couple, dans tous les cas, les vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones sont possibles et le système peut être utilisé dans le fonctionnement moteur et générateur. Ces caractéristiques favorisent l'utilisation de cette machine dans les processus industriels spéciaux demandant une haute performance dynamique. Elle a été déjà utilisée dans applications générales de haute puissance comme les laminoirs d'acier ou de fer, aussi bien que dans les applications de production d'énergie électrique où elle a donné des résultats satisfaisants [11].

La double alimentation concerne les machines à courant alternatif ayant des enroulements statoriques et rotoriques biphasés ou triphasés. On utilise généralement le moteur asynchrone à rotor bobiné [12].

Dans les moteurs à double alimentation est appliquée (recueillie) au niveau des enroulements du stator et du rotor. Les enroulements statorique sont directement alimentés par le réseau, alors que ceux du rotor sont alimentés à travers un régulateur de fréquence [12].

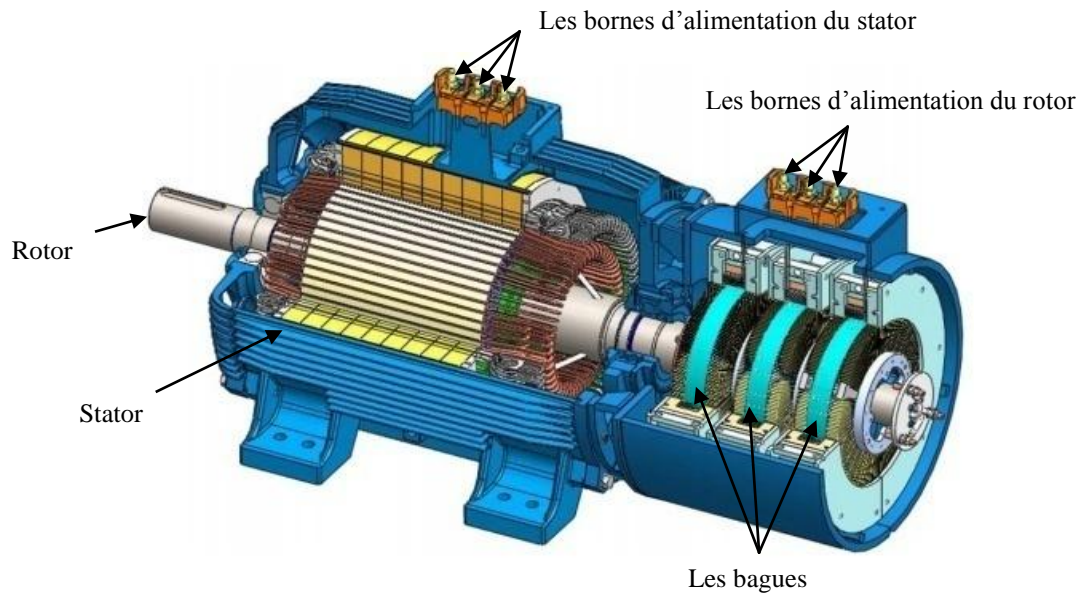


Figure (I.1) : Principe de l'alimentation de la MADA [13].

I.3.Principe de fonctionnement de la MADA :

Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices $f.m.m$ du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Du moment que le vecteur résultant de $f.m.m$ des enroulements statoriques tourne, dans l'espace, avec une vitesse angulaire $w_s = 2\pi f_s$ et que le rotor tourne à la vitesse w_r par conséquent, pour satisfaire à cette condition, il faut que le vecteur $f.m.m$ de l'enroulement rotorique tourne par rapport au rotor avec la vitesse:

$$w_g = w_s - w_r = w_s - w_s(1 - g) = w_s g \quad (I.1)$$

Où :

g : est le coefficient de glissement.

w_g : est la vitesse angulaire de glissement.

C'est-à-dire proportionnellement au glissement g ; si la vitesse du moteur est inférieure à la vitesse du synchronisme, les sens de rotation sont identiques; dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à celle du synchronisme les sens seront opposés.

Pour que la rotation du vecteur $f.m.m$ par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement doit avoir une fréquence f_r , définie à partir de $w_s.g = 2\pi f_r$; c'est à dire :

$$f_s = g f_r \quad (I.2)$$

D'après cette équation on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement de la MADA [14]:

- **Régime stationnaire** : $\omega = 0 \Rightarrow g = 1$. Dans ce cas, le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s . Par conséquent le rotor est le siège d'une f.é.m. induite, il n'y a pas de courant qui circule dans son circuit. Dans ces conditions, le rotor était bloqué et la MADA se comporte comme un transformateur.

- **Régime hypo-synchrone** : $\omega < \omega_s \Rightarrow 0 < g < 1$, le glissement est positif, cela signifie que le champ tournant créé par les enroulements du rotor tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du stator. Dans ce cas, la fréquence du rotor commence à décroître et plus la vitesse du rotor s'approche de celle du synchronisme et la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible.
- **Régime synchrone** : $\omega = \omega_s \Rightarrow g = 0$, lorsque la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse du synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas, le rotor tourne avec la même vitesse que celle du flux statorique ; donc le rotor ne "voit" aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier $\omega_r = 0$, par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor.
- **Régime hyper-synchrone** : $\omega > \omega_s \Rightarrow g < 0$, par davantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et le glissement devient négatif, ce que signifie que l'ordre de succession de phase du rotor s'inverse. L'augmentation de la vitesse relative du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor.

I.4.Structures de la MADA :

Selon la conception du rotor, plusieurs types de machines asynchrones à double alimentation ont été envisagés. On va décrire les plus utilisés dans l'industrie.

I.4.1.MADA à rotor bobiné :

La machine asynchrone à double alimentation à rotor bobiné est composée, comme toute machine à courant alternatif, d'un stator et d'un rotor. Le stator est identique à celui d'une machine asynchrone classique. Le rotor est constitué d'enroulements triphasés connectés en étoile dont les trois phases sont reliées à un système de contacts glissant [11, 15].

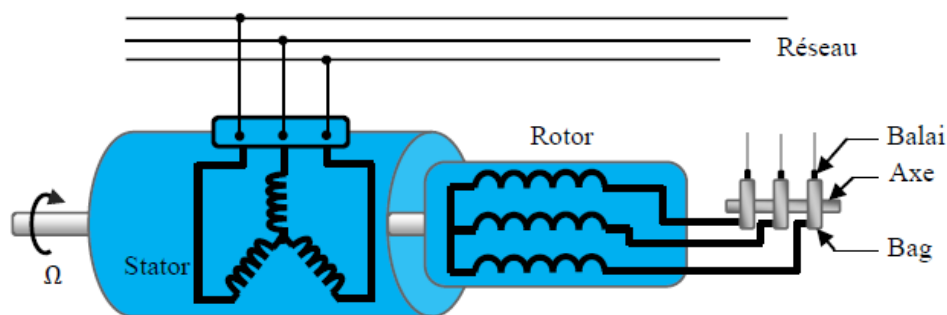


Figure (I.2) : Schéma de principe de la MADA à rotor bobiné.

I.4.2.MADA sans balais :

Cette machine est très proche à la précédente, sauf que cette fois ci les deux enroulements statoriques appartiennent à un circuit magnétique commun. Le rotor est commun et à cage d'écureuil. Il existe d'autres types comme la MADA à réluctance qui utilise le principe d'un moteur à réluctance variable ainsi que la MADA "tandem" qui possède un rotor à cage et deux enroulements statoriques, l'un est fixe tandis que l'autre peut être tournant [11].

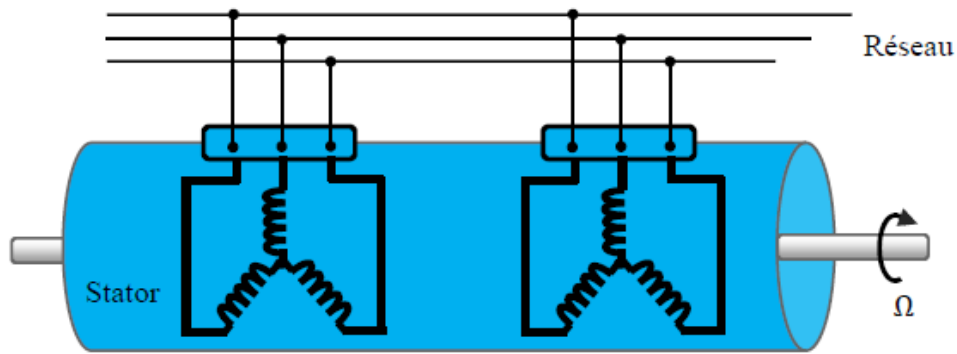


Figure (I.3) : Schéma de principe de la MADA sans balais.

I.4.3.MADA en cascade :

La structure de la MADA en cascade est définie par deux machines asynchrones dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement. Cette structure permet d'avoir un système à double alimentation cotée stator. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tension [11].

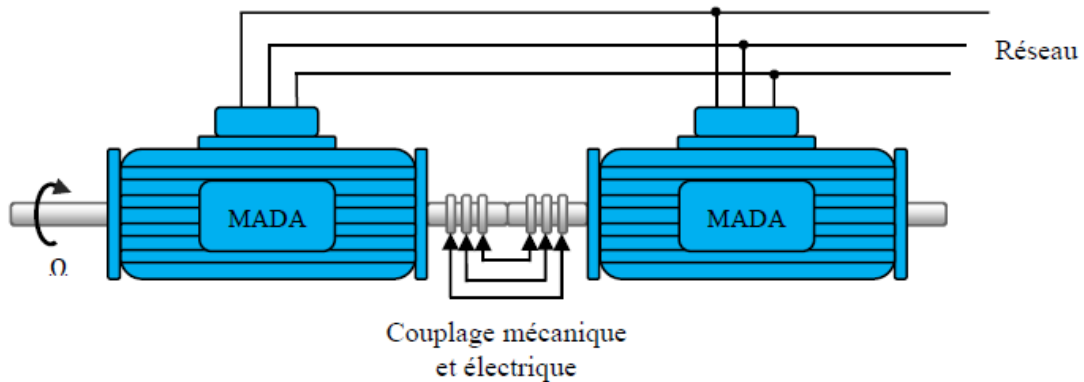


Figure (I.4) : Schéma de principe de la MADA en cascade.

I.5.Différentes configurations de la MADA à rotor bobiné :

Comme toutes les autres machines électriques à courant alternatif, la MADA peut fonctionner en moteur comme en génératrice. Chaque mode de fonctionnement est caractérisé par une configuration qui répond à un critère choisis. Dans cette partie du chapitre, on va citer les configurations les plus utilisées, selon la littérature, pour les applications en moteur.

La variation de la vitesse des machines synchrones et asynchrones classiques nécessitent la variation de la fréquence des courants statoriques par l'intermédiaire d'un redresseur puis d'un onduleur. Généralement, ces deux convertisseurs sont dimensionnés pour faire transiter la totalité de la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70%, en agissant sur l'alimentation des enroulements rotoriques [15].

I.5.1.Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur :

Cette configuration est basée sur la connexion des enroulements statoriques directement au réseau, alors que le rotor est alimenté via un redresseur à diodes et un onduleur dimensionnés à 30% pour une puissance maximale, ce qui permet de réduire considérablement le coût de l'installation [16].

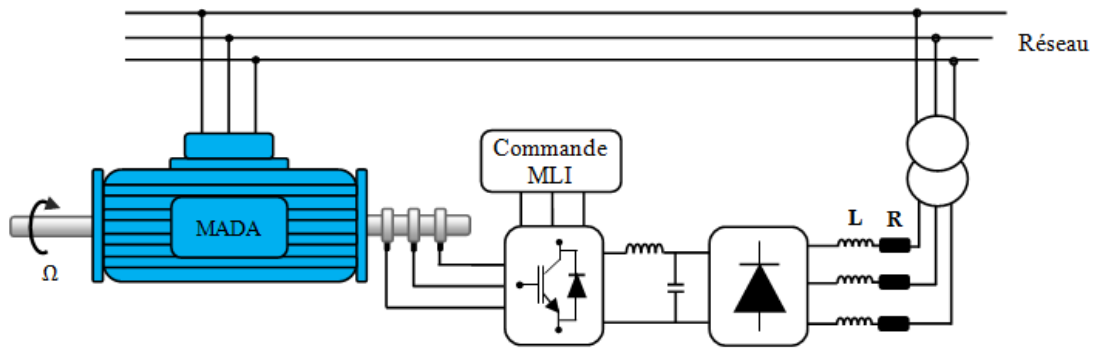


Figure (I.5) : Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur.

I.5.2. Stator relié au réseau, rotor alimenté par un Cycloconvertisseur :

Le remplacement de l'association redresseur-onduleur par un cycloconvertisseur autorise un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau.

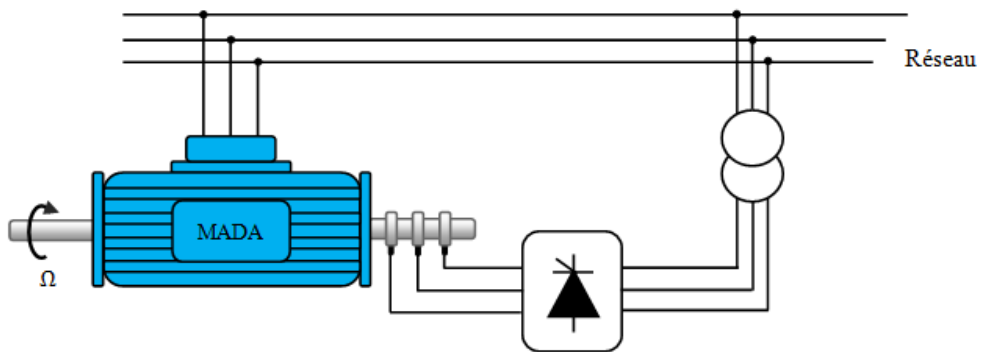


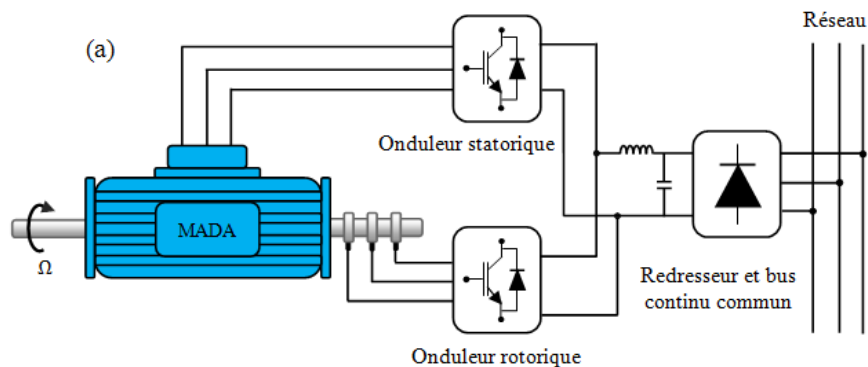
Figure (I.6) : Schéma de la MADA dont le rotor alimenté est par un cycloconvertisseur.

Le principe du cycloconvertisseur est de prendre des fractions des tensions sinusoïdales du réseau afin de reproduire une onde de fréquence inférieure. Son utilisation génère par conséquent des perturbations harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif. Les progrès de l'électronique de puissance ont conduit au remplacement du cycloconvertisseur par une structure à deux convertisseurs à IGBT commandés [17].

I.5.3. MADA alimenté par deux convertisseurs indépendants :

Dans cette structure on trouve plusieurs configurations possibles. Le stator et le rotor sont alimentés soit :

- Deux cycloconvertisseurs.
- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs.



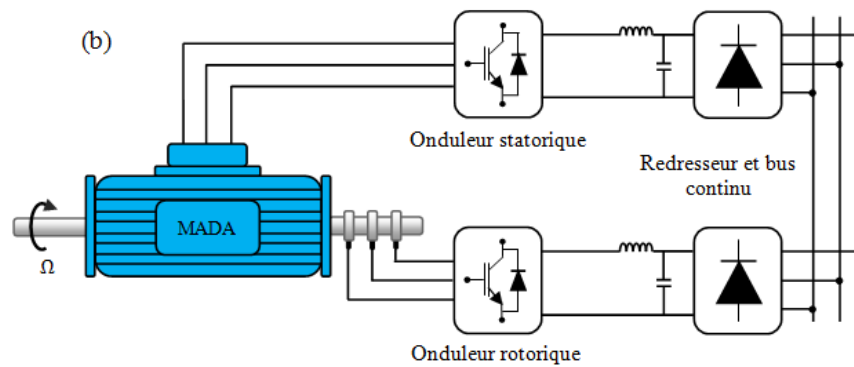


Figure (I.7) : Schéma synoptique pour une alimentation par deux cycloconvertisseurs.

I.6. Avantages et inconvénients de la MADA :

Nous introduisons dans ce paragraphe les avantages et les quelques inconvénients que présente la machine asynchrone à double alimentation.

I.6.1. Avantages de la MADA :

Comme avantages de la MADA, on peut citer : [18]

- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance.
- La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme.
- L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70% en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation.
- Enroulements rotoriques. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur.
- Le partage des fréquences entre le stator et le rotor en effet dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs qui alimentent la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale.
- Le fonctionnement en hypo ou hyper synchronisme offre une large plage de variation de la vitesse.

I.6.2. Inconvénients de la MADA :

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone ; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de cela, on peut citer les inconvénients suivants : [19]

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à cause des balais.
- Utilisation d'un nombre de convertisseurs statiques plus que celle de la machine classique.
- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.

I.7.Modélisation de la MADA :

Afin d'établir la modélisation de la MADA, nous allons déterminer le modèle d'une machine asynchrone à rotor bobiné de la même manière que le modèle de la machine à cage, la différence est les tensions rotoriques non nulles [20].

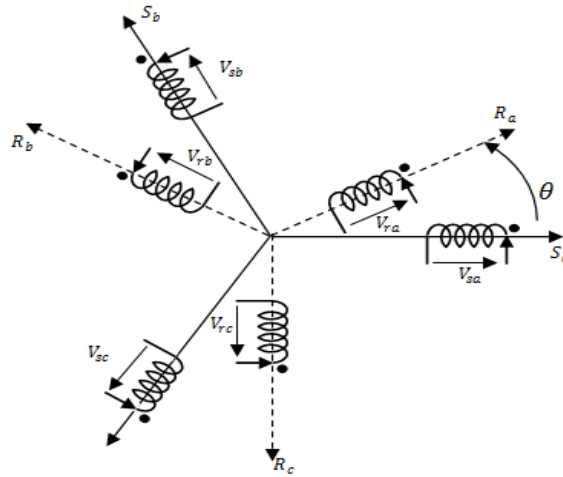


Figure (I.8) : Représentation de l'enroulement triphasé de la MADA.

I.7.1.Modèle mathématique de la MADA:

Mathématiquement, les machines électriques sont représentées par des modèles entres/sorties sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variable d'état. Ce modèle mathématique a pour but de simplifier l'étude de la machine, il est basé sur la transformation des enroulements de la machine originale en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon des axes fictifs. Cette transformation a pour effet de rendre les inductances propres et mutuelles du modèle indépendantes de la rotation.

I.7.1.1.Hypothèses et conventions [19] :

Pour simplifier l'étude de la machine asynchrone idéalisée, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Nous supposons que la machine est constituée d'un stator et d'un rotor cylindrique et coaxiaux dont les enroulements sont symétriques triphasés et répartis d'une façon sinusoïdale dans les encoches. Les trois enroulements statoriques, respectivement rotoriques, sont supposés identiques.
- Nous supposons que l'épaisseur de l'entrefer est uniforme ce qui conduit à une perméance d'entrefer constante.
- Nous négligeons la saturation du circuit magnétique ainsi que son hystérésis, ce qui permet de définir des inductances constantes.
- Nous supposons que l'induction dans l'entrefer est à répartition sinusoïdale.
- Nous supposons que la composante homopolaire du courant est nulle.
- Nous tenons compte des fondamentaux des grandeurs alternatives seulement.
- Nous ne tenons compte que des pertes joules dans la machine. Nous négligeons les pertes fer.

I.7.1.2. Equations électriques :

La MADA est représentée par les équations des phases statoriques et rotoriques suivantes :

Pour les enroulements statoriques :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Pour les enroulements rotoriques :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$[V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T, [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$: vecteurs des tensions statoriques et rotoriques.

$[I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T, [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T$: vecteurs des courants statoriques et rotoriques.

$[\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]^T, [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^T$: vecteurs des flux statoriques et rotoriques.

R_s et R_r sont respectivement la résistance du stator et du rotor.

I.7.1.3. Equations magnétiques:

Les expressions des flux en fonction des courants statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Avec :

L_s, L_r : inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

M_s, M_r : inductances mutuelles entre deux phases statoriques et celles rotoriques.

M_1, M_2, M_3 : inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique.

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique. La matrice des flux réels fait apparaître deux sous matrices d'inductances :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s] [I_{sabc}] + [M_{sr}] [I_{rabc}] \quad (\text{I.8})$$

$$[\varphi_{rabc}] = [L_r] [I_{rabc}] + [M_{rs}] [I_{sabc}] \quad (\text{I.9})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Il est clair que l'écriture de $[V_{sa}], [V_{ra}]$ des courants conduit a un système d'équations dont les coefficients sont variables dans le temps ; d'où la complexité de leur résolution pour résoudre ce problème, on a recourt a la transformation de Park qui s'impose alors comme alternative dans le but d'obtenir un modèle équivalent plus simple a manipuler.

I.7.1.4. Equations mécaniques:

L'équation mécanique de la machine est décrite sous la forme :

$$C_{em} = C_r + f\Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{I.13})$$

Avec :

- C_{em} : le couple électromagnétique de la machine;
- C_r : le couple résistant;
- f : le coefficient de frottement visqueux de la MADA;
- Ω : la vitesse de rotation de l'axe de la MADA;
- J : l'inertie des parties tournantes.

L'expression générale du couple électromagnétique est donnée par [21] :

$$C_{em} = \frac{1}{2} p [I]^T \frac{d[L]}{dt} \cdot [I] \quad (\text{I.14})$$

Avec :

$[I]$: Matrice de courant total :

$$[I] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc} \ I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Matrice inductance totale :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_r] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_s] \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

P : Le nombre de pair de pôle ;

Les matrices L_s et L_r ne contiennent que des termes constant lorsque l'angle θ vari, cela permet de simplifier l'expression du couple :

$$C_{em} = P [I_s]^T \frac{d}{dt} [[M_{sr}] [I_r]] \quad (\text{I.17})$$

I.7.2. Transformation de Park à la MADA :

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q . Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs d_s, q_s, d_r, q_r dont les axes magnétiques sont liés aux axes $(d-q)$ conformément à la figure (I.9) [22].

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet le passage du système triphasé alternatif (repère a, b, c) à un système biphasé (repère (d, q)).

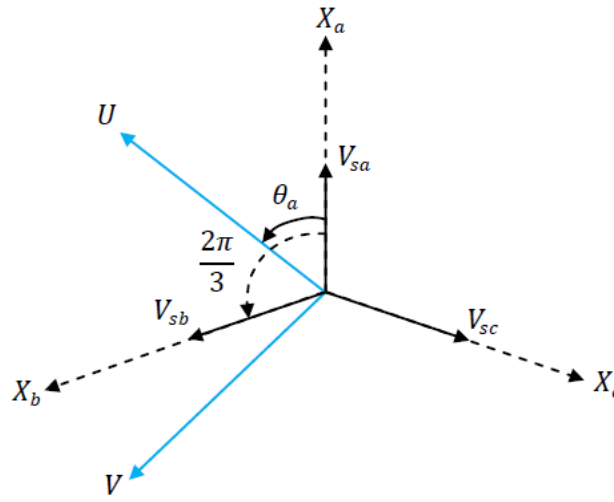


Figure (I.9): Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

θ_a : représente l'angle instantané entre la phase de l'axe X_a et l'axe U .

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Selon la figure (I.9) la projection du vecteur V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \sqrt{\frac{2}{3}} [V_{sa} \cdot \cos \theta_a + V_{sb} \cdot \cos (\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \cos (\theta_a - \frac{4\pi}{3})] \\ V_{sv} = -\sqrt{\frac{2}{3}} [V_{sa} \cdot \sin \theta_a + V_{sb} \cdot \sin (\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \sin (\theta_a - \frac{4\pi}{3})] \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Le terme $\sqrt{2/3}$ exprime le passage du système triphasé au système biphasé avec conservation de puissance.

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (I.18) pour équilibrer la transformation.

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (\text{I.19})$$

La composante homopolaire V_{so} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (I.18) et (I.19) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $[P(\theta_a)]$.

$$[P(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Les composantes triphasées sont obtenues à partir des variables biphasées (V_{su}, V_{sv}) comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

La matrice inverse de la transformation de Park est donnée par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

I.7.2.1. Equations électriques:

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v).

Les équations (I.3) et (I.4), donnent alors lieu au système suivant après le développement du calcul dans l'annexe [A].

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & w_a \\ w_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(w_a - w) \\ (w_a - w) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

I.7.2.2. Equations magnétiques:

De même, les équations (I.3) et (I.4), et après le développement du calcul dans l'annexe [A] on obtient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{ru} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sv} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sv} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

$L_s = l_s - M_s$: Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance propre cyclique du rotor.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

I.7.2.3. Equations électromagnétiques:

Le couple électromagnétique peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions toutes sont égaux :

$$C_{em} = P[\varphi_{su} I_{sv} - \varphi_{sv} I_{su}] \quad (I.28)$$

$$C_{em} = P[\varphi_{rv}I_{ru} - \varphi_{ru}I_{rv}] \quad (I.29)$$

$$C_{em} = \frac{PM}{L_s}[\varphi_{su}I_{rv} - \varphi_{sv}I_{su}] \quad (I.30)$$

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r}[\varphi_{ru}I_{sv} - \varphi_{rv}I_{su}] \quad (I.31)$$

P : Nombre de paire de pôles

I.7.2.4. Modèle de la MADA selon le système d'axes généralisé « d,q » :

Nous appliquons à la machine à double alimentation, représentée par la figure (I.10), la transformation de Park.

Référence des axes d, q système biphasé à axes orthogonaux $\theta_a = \theta_s$

L'angle θ_a est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différentes.

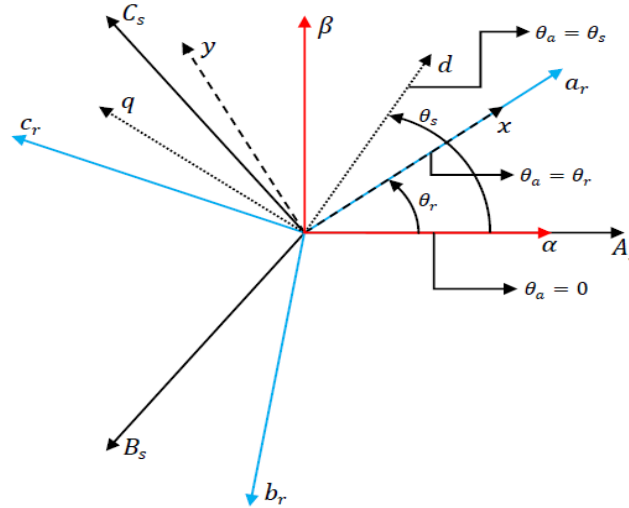


Figure (I.10) : Définition des axes réels du MADA par rapport aux différents référentiels.

$w_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.

$w_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse électrique de glissement.

$w = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r \leftrightarrow \begin{cases} u = d \\ v = q \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_a}{dt} = w_a = w_s, \text{ avec: } w_s - w = w_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_s \\ w_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_r \\ w_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

Les composantes des flux statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} & (a) \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} & (b) \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} & (c) \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} & (d) \end{cases} \quad (I.34)$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continues.

I.7.3. Mise en équations d'états:

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation alimentée en tension, tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et tensions rotoriques (V_{rd}, V_{rq}) , et comme perturbation le couple résistant C_r . Elle peut être décrite par plusieurs variables d'état.

Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les flux statoriques et les courants rotoriques $(\varphi_{sd} \ \varphi_{sq} \ I_{rd} \ I_{rq})$.

Après l'arrangement des équations (I.32), (I.33) et (I.34) on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + M \frac{dI_{rd}}{dt} - w_s L_s I_{sq} - w_s M I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + M \frac{dI_{rq}}{dt} + w_s L_s I_{sq} + w_s M I_{rd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + M \frac{dI_{sd}}{dt} - w L_r I_{rq} - w M I_{sq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + M \frac{dI_{sq}}{dt} - w L_r I_{rd} + w_s M I_{sd} \end{cases} \quad (I.35)$$

De plus, les équations représentant le mouvement mécanique sont données par :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (\varphi_{sq} I_{rd} - \varphi_{sd} I_{rq}) \quad (I.36)$$

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (I.37)$$

Alors le modèle de la MADA est décrit par l'équation d'état suivante :

$$[\dot{X}] = [A]. [X] + [B]. [U] \quad (I.38)$$

Avec :

$$[X] = [\varphi_{sd} \ \varphi_{sq} \ I_{rd} \ I_{rq}]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$[U] = [V_{sd} \ V_{sq} \ V_{rd} \ V_{rq}]^T : \text{Vecteur de commande.}$$

[A]: Matrice d'évolution d'état du système.

[B]: Matrice de commande du système.

Telle que :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s} & w_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ w_s & -\frac{1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & -\beta w & -\delta & -(w_s - w) \\ \beta w & \alpha & -(w_s - w) & -\delta \end{bmatrix}, [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

α, β et δ sont des constantes définies comme suit :

$$\alpha = \frac{M}{\sigma T_s L_s L_r}, \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \text{ et } \delta = \frac{1}{\delta} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{T_s L_s L_r} \right)$$

Où :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \text{ et } T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Pour faciliter la simulation, on décompose la matrice $[A]$ comme suit :

$$[A] = [A_1] + w_s[A_2] + w[A_3] \tag{I.39}$$

Telle que :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} -1 & 0 & \frac{M}{T_s} & 0 \\ \frac{1}{T_s} & -1 & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & 0 & -\delta & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & -\delta \end{bmatrix}, [A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}, [A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & -1 \\ \beta & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

I.8. Modélisation du système d'alimentation:

I.8.1. La structure de la chaîne d'alimentation choisie :

Pour notre travail, l'alimentation de la MADA est constituée un redresseur, un filtre et un onduleur côté rotor comme représenté dans la figure suivante:

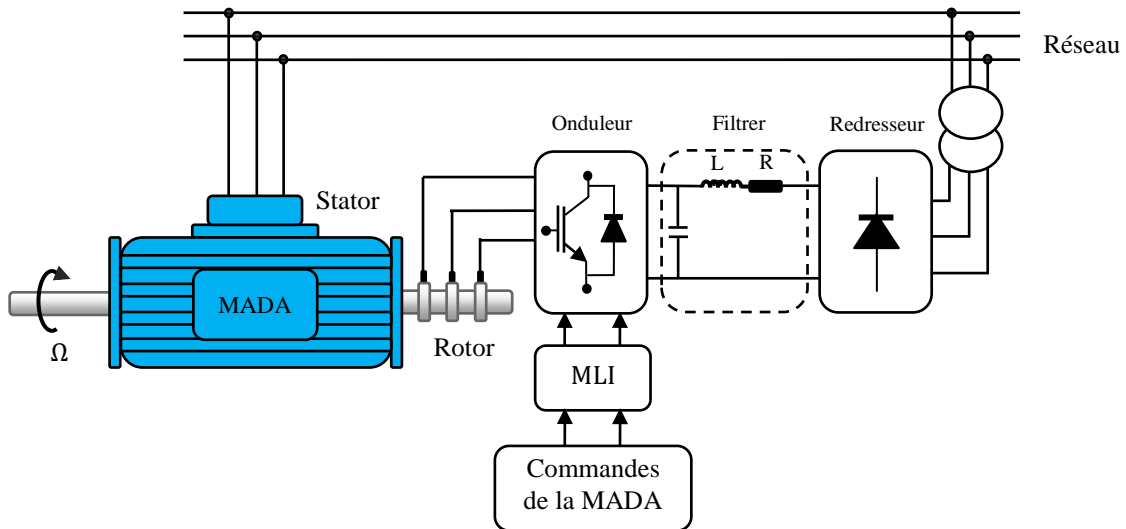


Figure (I.11): Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA.

I.8.2. Modélisation du Redresseur:

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [23].

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes (Figure I.12). L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

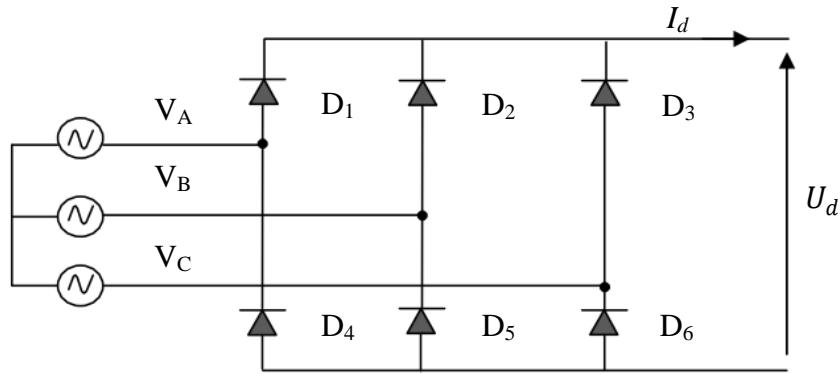


Figure (I.12) : Représentation du redresseur triphasé à diodes.

Les diodes : D1, D2 et D3 sont à cathode commune, assurant l'allée du courant I_d .

Les diodes : D4, D5 et D6 sont à anode commune, assurant le retour du courant I_d .

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiétement et aux pertes dans les diodes [24].

Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_A(t) = V_m \sin(\omega t) \\ V_B(\omega t) = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_C(\omega t) = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

Pour obtenir une tension continue, nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées. Deux diodes dans le même bras ne peuvent pas conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit l'une des deux diodes et conduit également, il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 .

Un raisonnement analogue conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \quad \text{Conduit si } V_i = \max(V_j); j = 1,2,3; i = 1,2,3$$

$$D'_i \quad \text{Conduit si } V_i = \min(V_j); j = 1,2,3; i = 1,2,3$$

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

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j); j = 1,2,3.$$

Donc:

$$U_{red} = \text{Max}[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] - \text{Min}[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] \quad (\text{I.41})$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\overline{U_{red}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (\text{I.42})$$

Son facteur d'ondulation est donnée par :

$$k\% = \frac{U_{d \max} - U_{d \min}}{2\overline{U_d}} \quad (\text{I.43})$$

La tension redressée représentée par la figure (I.13) est :

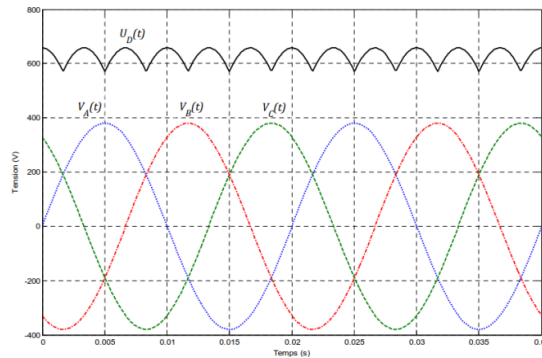


Figure (I.13): Représentation de la tension redressée.

I.8.3.Modélisation du filtre :

Pour minimiser l’ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas [23]. Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous.

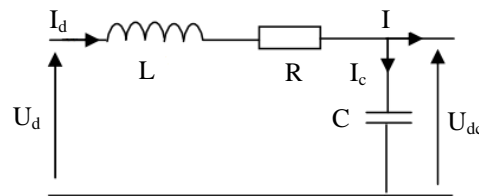


Figure (I.14): Filtre RLC passe-bas [24].

Le condensateur permet d’obtenir à l’entrée de l’onduleur une tension sensiblement constante, et d’absorber le courant négatif restitué par la charge. L’inductance permet de rendre sensiblement le courant constant [24].

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) \tag{I.44}$$

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) \tag{I.45}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{U_{dc}}{U_d(t)} = \frac{U_{filtrée}}{U_{redressée}} = \frac{1}{L.C.S^2 + R.C.S + 1} \tag{I.46}$$

C’est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est [14] :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L.C}} = 2\pi . f_c \tag{I.47}$$

f_c : est la fréquence de coupure du filtre.

I.8.4.Modélisation de L’onduleur de Tension:

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d’une source continue en une tension alternative. Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances.

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d’un transistor (T) et d’une diode (D) montés en tête-bêche (Figure I.14). Les couples d’interrupteurs (K11, K21), (K12, K22), (K13, K23) sont commandés d’une manière complémentaire,

pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [25]. Les diodes D_{ij} ($ij=1, 2, 3$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors.

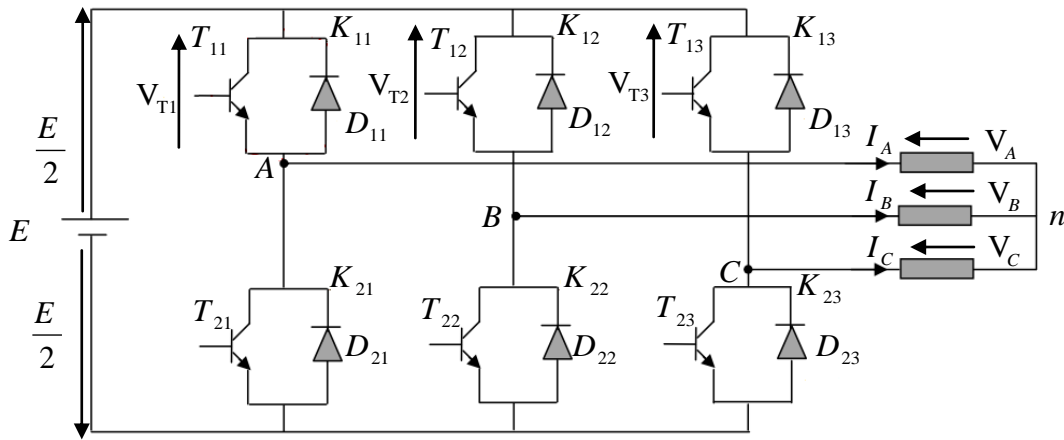


Figure (I.15) : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux [25].

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d’obtenir à la sortie deux niveaux de tension [24]. Un bras de l’onduleur est représenté par la figure (I.15).

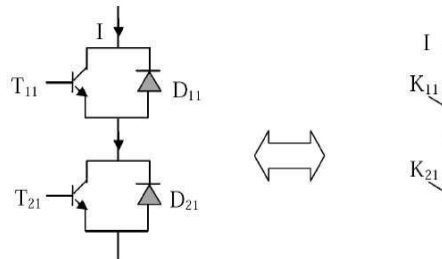


Figure (I.16) : Représentation d’un GTO [14].

Afin d’éviter de court-circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d’un même bras doivent être complémentaires. Pour simplifier l’étude nous supposons que le couplage est du type étoile sans neutre (bien que le branchement d’une charge en triangle soit envisageable). Ainsi les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminées, et le système triphasé obtenu à la sortie de l’onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impaires différentes de trois.

Pour obtenir une tension alternative à partir d’une tension continue, il faut découper la tension d’entrée et l’appliquer à la charge tantôt dans un sens, tantôt dans l’autre sens.

L’onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d’ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d’une succession de créneaux rectangulaires, la période de fonctionnement étant fixée par la commande des interrupteurs [23].

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{On} \\ V_B = V_{BO} + V_{On} \\ V_C = V_{CO} + V_{On} \end{cases} \tag{I.48}$$

Par addition on a : $V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{On}$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

Donc :

$$V_{On} = \frac{-1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (\text{I.49})$$

On remplace (I.47) dans (I.48), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (\text{I.50})$$

On peut écrire le système (I.49) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{I.51})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2}S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2}S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2}S_3 \end{cases} \quad (\text{I.52})$$

$$\text{Tel que : } \begin{cases} S_1 = 1 & \text{si } K_{11} \text{ fermé} & \text{si non } S_1 = -1 & \text{donc } K_{11} \text{ ouvert} \\ S_2 = 1 & \text{si } K_{12} \text{ fermé} & \text{si non } S_2 = -1 & \text{donc } K_{12} \text{ ouvert} \\ S_3 = 1 & \text{si } K_{13} \text{ fermé} & \text{si non } S_3 = -1 & \text{donc } K_{13} \text{ ouvert} \end{cases}$$

On remplace (I.52) dans (I.51), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.53})$$

I.8.5. Modélisation de la commande à modulation de largeur d'impulsion :

La de largeur d'impulsion, triangulo-sinusoidale, est appelée également modulation intersectée puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoidale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoidale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [25].

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoidale [25]:

- L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence: $m = f_p/f_r$
- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_p à la valeur crête V_r de la porteuse: $r = \frac{V_r}{V_p}$.

Le shema de principe donnee par la figure (I.18) :

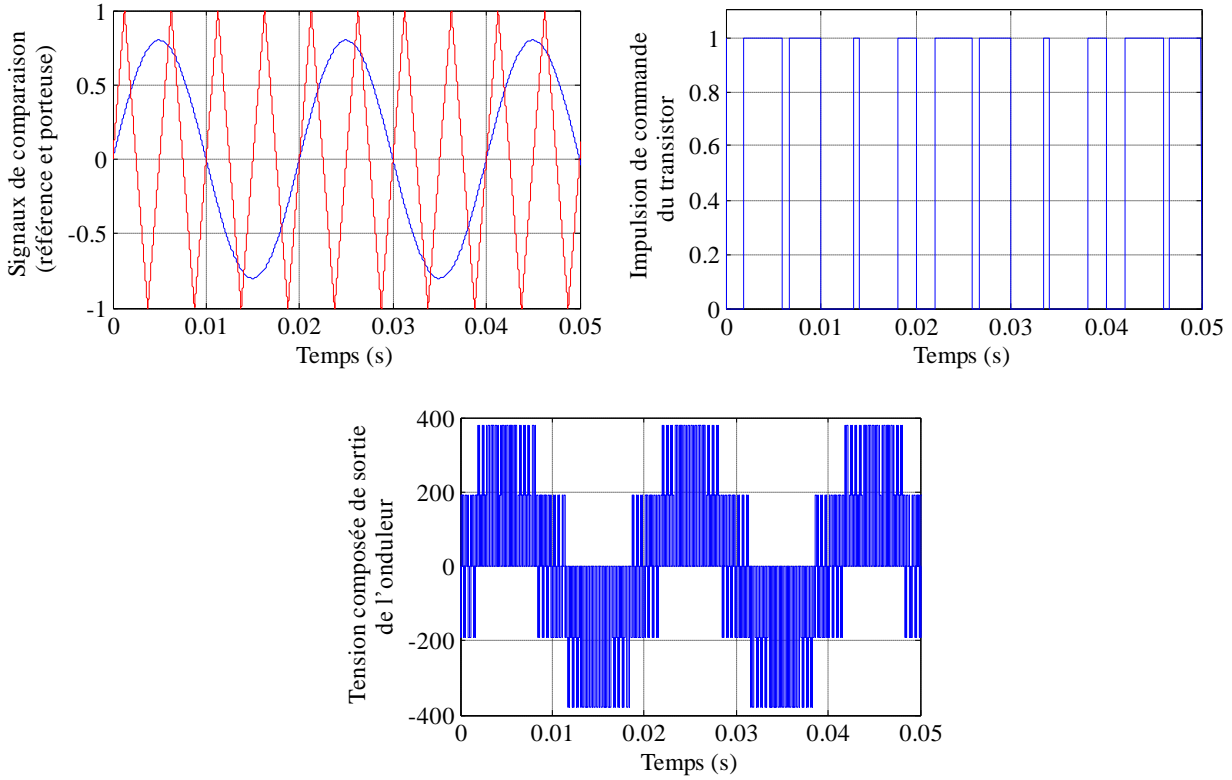


Figure (I.17): Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p , On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par [25] :

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) \\ x_2(t) = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) \end{cases} \quad \text{si} \quad \begin{cases} t \in \left[0, \frac{T_p}{2} \right] \\ t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad (\text{I.54})$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} V_{rA}(t) = V_r \sin 2\pi f_r t \\ V_{rB}(t) = V_r \left(\sin 2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{rC}(t) = V_r \left(\sin 2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{I.55})$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S1, S2 et S3 des interrupteurs de l'onduleur. Ceux-ci sont donnés par l'équation (I.55) suivante [24]:

$$S_{123} = \begin{cases} 1 & \text{si} \quad (V_{rABC} - x(t)) \geq 0 \\ -1 & \text{si} \quad (V_{rABC} - x(t)) \leq 0 \end{cases} \quad (\text{I.56})$$

On note que la MLI permet une nette réduction des harmoniques des courants, en augmentant la fréquence de découpage. Elle permet aussi de repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension ce qui facilite le filtrage ; comme elle permet aussi de faire varier le fondamental de la tension désirée [26].

I.9. Résultats de simulation :

Afin de simuler notre machine, on a fait appel au logiciel **MATLAB/Simulink**. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe B. Pour faire un bon fonctionnement de la MADA, on préfère de suivre la procédure suivante :

I.9.1. Résultats de simulation sans alimentation rotorique :

Dans ce cas, on a simulé le comportement dynamique de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court-circuit), le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré, on remarque une décroissance de la vitesse qui se stabilise à la valeur 151(rad/s) traduite par une augmentation du glissement de la machine, le couple électromagnétique rejoint la valeur qui compense le couple résistant appliqué (15 N.m) de qui compense l'effet de charge et des frottements.

Les flux statoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de ses modules, les courants rotoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge. On remarque également que le flux varie avec la variation de la charge ce qui montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux.

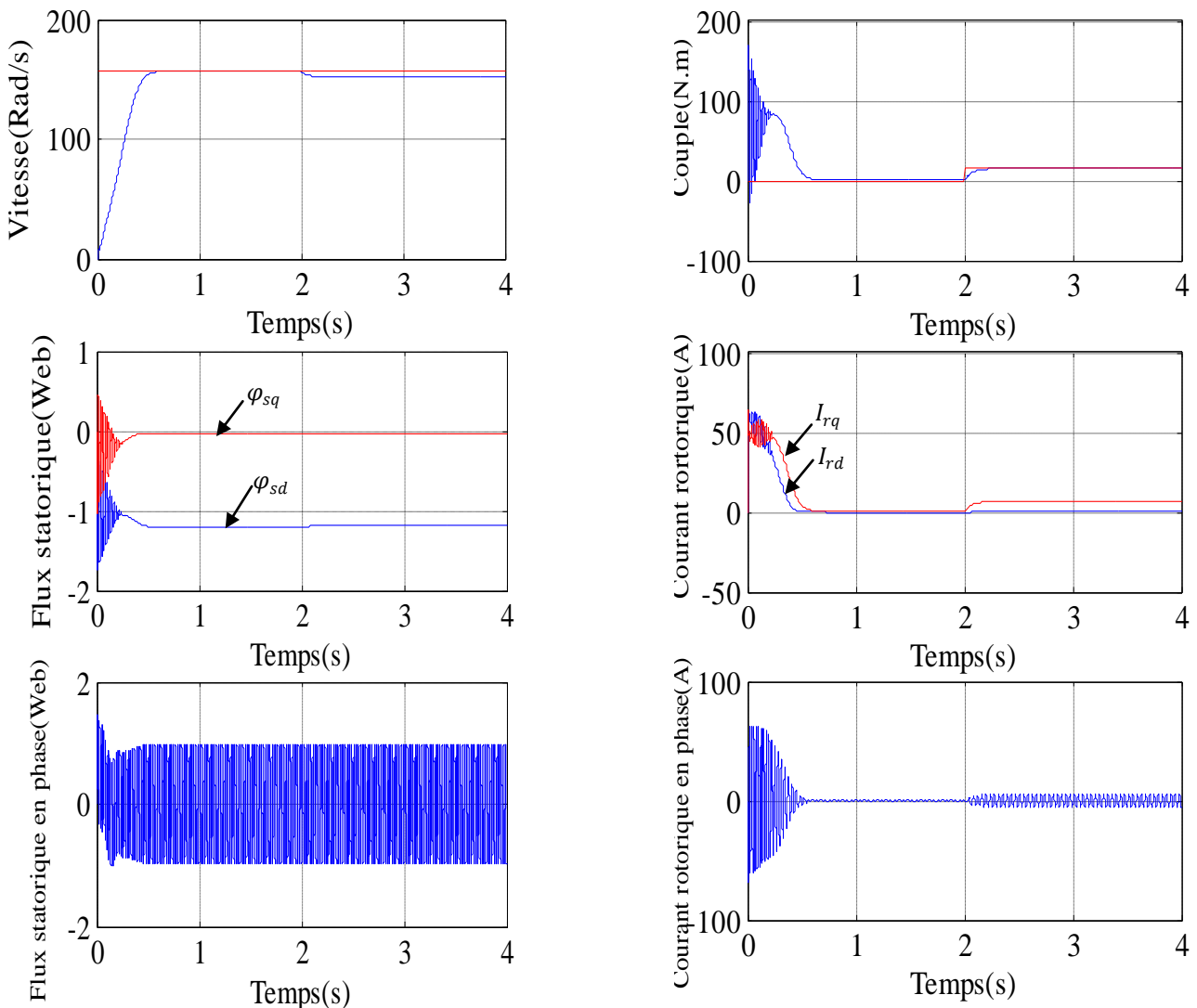


Figure (I.18): Résultats de simulation de la MADA en charge.

I.9.2. Résultats de simulation avec alimentation rotorique :

Dans ce cas, le rotor est alimenté par une tension de $V_r = 12V$; $f_r = 5Hz$ à l'instant ($t=1s$), les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (I.19). On remarque des oscillations importantes au niveau de toutes les grandeurs sauf pour la vitesse des petites oscillations quand on applique l'alimentation du rotor à l'instant, on peut remarquer aussi quand on applique un couple résistant à l'instant ($t=2s$) la vitesse diminue et le courant direct, le flux quadrature et le couple électromagnétique sont augmentés.

Ces dernières sont dues à l'absence d'un contrôle strict de la position relative entre les deux forces magnétomotrices développées par les deux armatures de la machine. Pour résoudre ce problème, on doit impérativement faire recours aux commandes bouclées et améliorer la réponse dynamique de la machine.

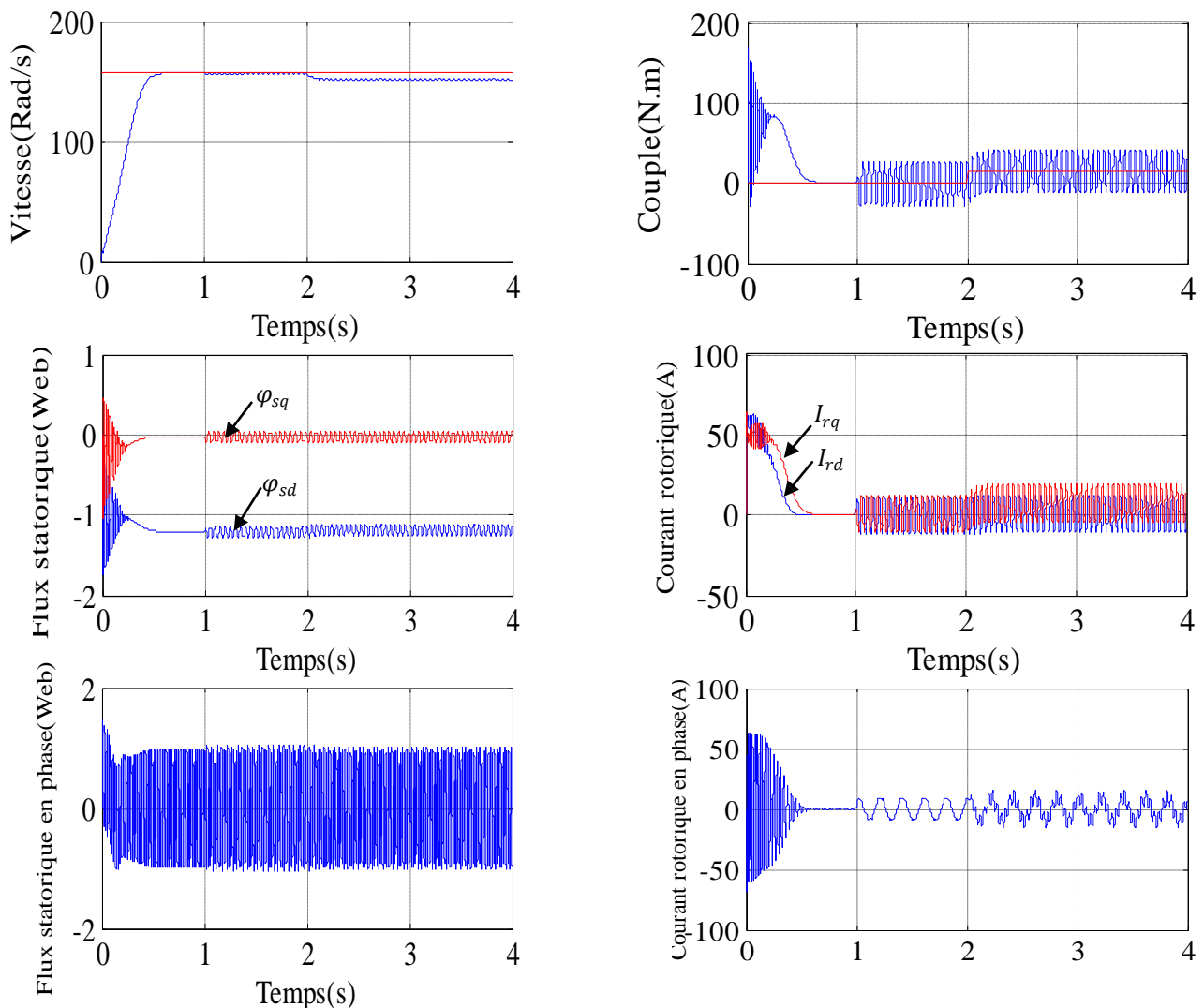


Figure (I.19): Résultats de simulation de la MADA avec $V_r = 12V$; $f_r = 5Hz$.

Dans le cas où on fait varier la fréquence rotorique de 5 Hz à 20 Hz et on maintient la tension rotorique constante (12V), comme indiqué dans la figure (I.20), on remarque que cette augmentation au niveau de la fréquence rotorique f_r implique des oscillations au niveau de toutes les grandeurs de la

machine. Les résultats obtenus montrent bien le couplage existant entre les différentes variables de la machine.

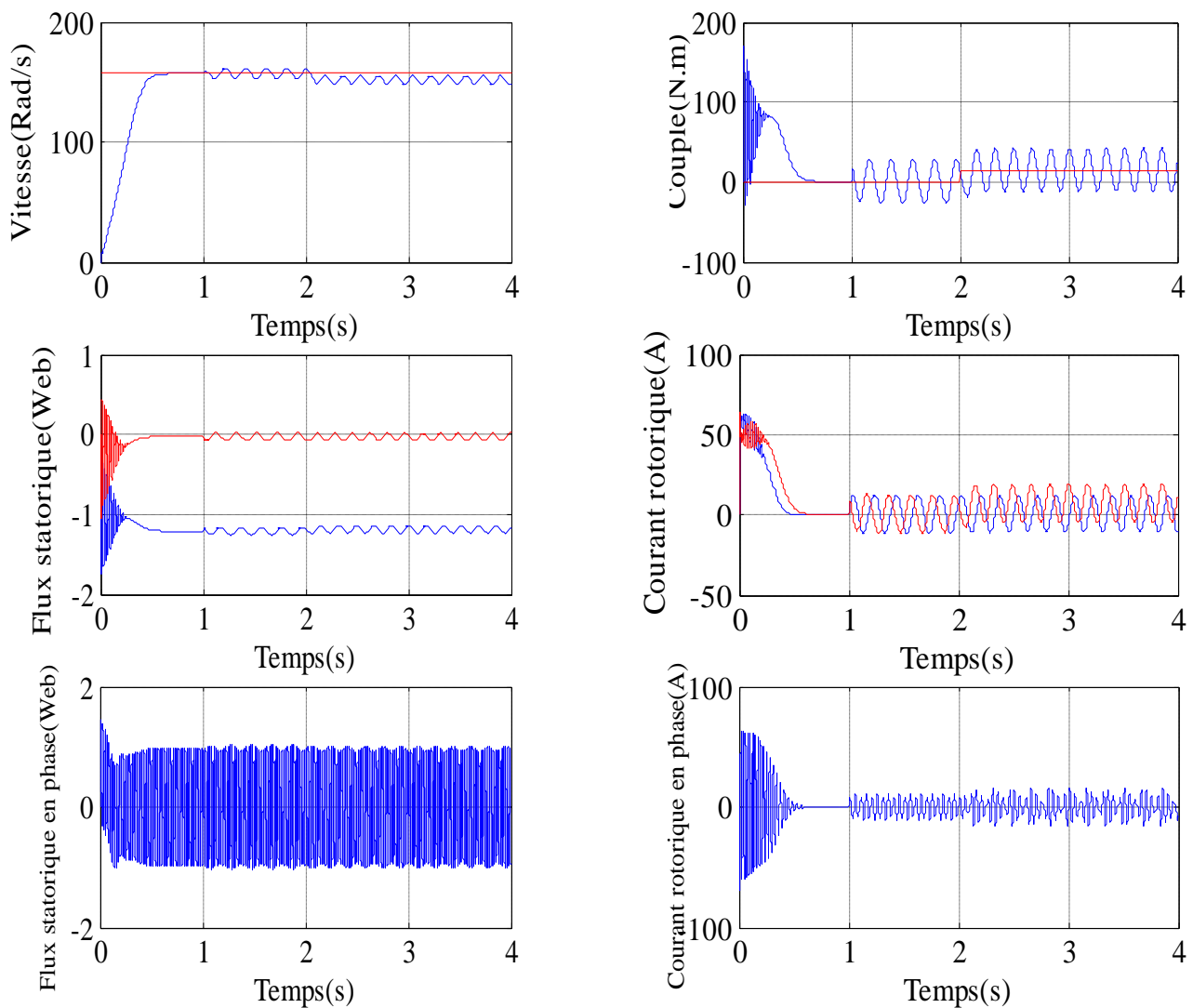


Figure (I.20): Résultats de simulation de la MADA avec $V_r = 12V$; $f_r = 20Hz$

I.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu général sur la machine asynchrone à double alimentation. Ensuite, le modèle de la MADA dans le repère de Park lié au champ tournant (d, q), ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter. Lors de cette modélisation, nous nous sommes attachés à développer un modèle en vue de la commande de la machine.

Comme nous avons pu le voir dans les résultats de simulation, et vu son caractère spécifique, la modélisation de la machine asynchrone double alimentée pose de sérieux problèmes de stabilité en boucle ouverte, dans ce cas, le recours aux commandes bouclés, et spécialement les commandes de type vectoriel devient indispensable. Ainsi, le chapitre suivant sera consacré à la commande vectorielle (découplée) de la MADA, qui permet d'avoir un comportement dynamique similaire à celui d'une machine à courant continu.

Chapitre II

Commande par backstepping de la MADA

II.1.Introduction :

La machine asynchrone est difficilement commandable. La difficulté réside dans le fait que son modèle mathématique dans le repère de PARK est non linéaire multi variables et fortement couplé. Malgré tout ça, la communauté des chercheurs a donné un essor appréciable à la commande du moteur.

La technique du Backstepping est une méthode de commande relativement récente des systèmes non linéaires. Elle permet, de manière séquentielle et systématique, par le choix d'une fonction de Lyapunov, de déterminer la loi de commande du système. Son principe est d'établir d'une manière constructive la loi de commande du système non linéaire en considérant quelques variables d'état comme étant des commandes virtuelles et leur concevoir des lois de commande intermédiaires [27-28].

Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande par Backstepping de la MADA basée sur le principe de l'orientation du flux statorique. Cette approche nous permet de déterminer les composantes des tensions d'alimentation de la machine en assurant la stabilité globale par la théorie de Lyapunov. La commande ainsi obtenue, permet d'assurer le suivi de vitesse, de flux et de courant en assurant à chaque fois des dynamiques stables pour les erreurs entre des grandeurs réelles et de références. Des résultats de simulation de cette commande.

II.2.Généralités sur la technique du Backstepping:

La technique de backstepping a été développée par Kanellakopoulos et al. (1991) [29] est inspiré par les travaux de Feurer et Morse (1978) [30] d'une part et Tsiniias (1989) [31] et Kokotovii & Sussmann (1989) [32] d'autre part. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. L'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que sa dérivée soit toujours négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant [33]. Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation.

La technique du backstepping est une approche relativement récente de commande des systèmes non linéaires [34]. C'est une technique permettant de manière séquentielle et systématique de construire une fonction de Lyapunov stabilisante.

II.3.Principe du contrôle par Backstepping:

L'idée principale du backstepping, est de concevoir d'une manière constructive une loi de commande pour le système non linéaire en considérant quelques variables d'états comme étant des commandes virtuelles, et leurs concevoir des lois de commandes intermédiaires [34].

Comme la majorité des méthodes de commande étudiées, l'application de la technique du backstepping est limitée à certaines classes de systèmes. Les systèmes dans ce cas doivent être sous forme triangulaire.

La forme générale du système à analyser est donnée par :

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta \\
 \dot{x}_2 &= x_3 + \varphi_2(x_1, x_2)^T \cdot \theta \\
 \dot{x}_{n-1} &= x_n + \varphi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})^T \cdot \theta \\
 \dot{x}_n &= \beta(x) \cdot u + \varphi_n(x_n)^T \cdot \theta
 \end{aligned}
 \tag{II.1}$$

Le schéma bloc représente un tel système non linéaire d'ordre n avec $\beta(x) = 1$ est donné par la figure (II.1) :

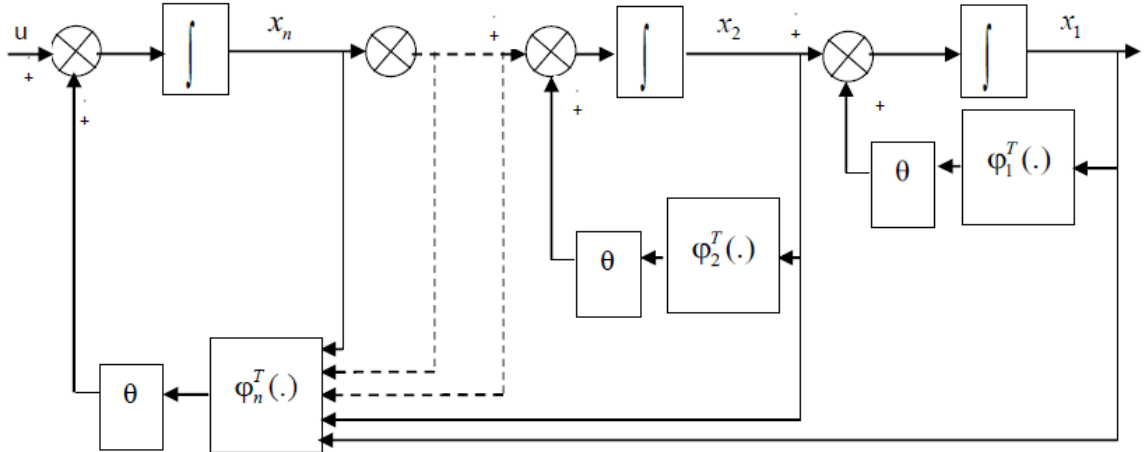


Figure (II.1): Schéma bloc d'un système sous forme triangulaire d'ordre n .

Les variations des paramètres non mesurables et inconnues d'un système donné affectent les performances de sa commande utilisant un régulateur à paramètres fixes. Ces variations sont provoquées par des perturbations paramétriques agissant sur le procédé, en plus des perturbations agissant sur les variables à réguler.

L'idée de base du Backstepping est de stabiliser au départ le premier sous-système par une fonction stabilisante connue via une fonction de Lyapunov choisie, ensuite d'ajouter à son entrée un intégrateur. On procède de même pour le prochain sous-système augmenté et ainsi de suite pour les sous-systèmes successifs pour aboutir enfin à une fonction de Lyapunov globale donnant la loi de commande globale qui stabilise le système. Dans cette partie, l'idée principale de la technique du Backstepping est démontrée par son application à travers deux exemples, du deuxième et du troisième ordre.

II.3.1. Système du second ordre:

Considérons le système du second ordre suivant :

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta \\
 \dot{x}_2 &= x_3 + \varphi_2(x_1, x_2)^T \cdot \theta \\
 y &= x_1
 \end{aligned}
 \tag{II.2}$$

Tel que :

θ : Vecteur paramétrique connu.

$\varphi_1(x_1)$ et $\varphi_2(x_1, x_2)$ sont des vecteurs de fonctions non linéaires lisses ($\varphi_1(0) = 0$).

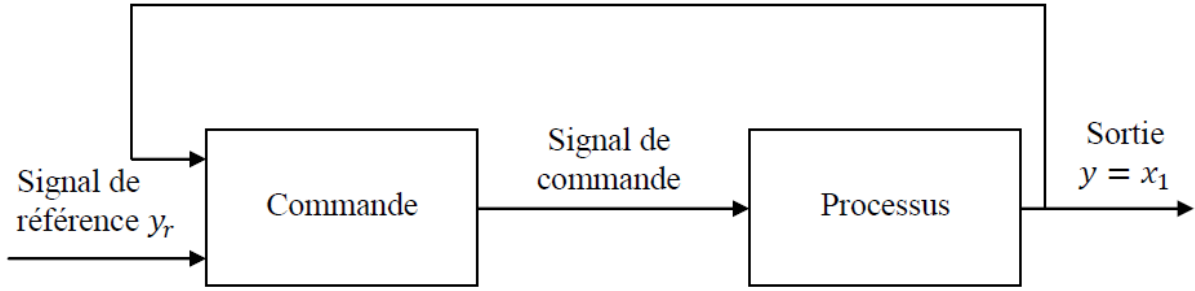


Figure (II.2): Schéma de principe de la commande de système du second ordre.

Dans un premier temps, on considère le système non linéaire (II.1) avec les simplifications $\beta(x) = 1$ et $\varphi_2(x_1, x_2) = 0$.

La conception du backstepping est récursive. D'abord, on choisit l'état x_2 comme étant la commande virtuelle de l'état x_1 , ensuite on adopte la fonction stabilisante suivante:

$$\alpha_1(x_1) = -k_1(x_1 - y_r) - \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta \quad (\text{II.3})$$

Avec : k_1 un gain positive.

Cette solution est conçue pour stabiliser l'équation (II.2), on définit alors les erreurs suivantes :

$$\begin{aligned} z_1 &= x_1 - y_r \\ z_2 &= x_2 - \alpha_1(x_1) - \dot{y}_r \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

Alors, le système complet (II.1) peut être formulé en utilisant les nouvelles coordonnées

z_1 et z_2 :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -k_1 z_1 + z_2 \\ \dot{z}_2 &= u - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \cdot (x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta) - \ddot{y}_r - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \cdot \dot{y}_r \end{aligned} \quad (\text{II.5})$$

Pour le système d'équations (II.5), on va concevoir une loi de commande $u = \alpha_2(x_1, x_2)$ afin de rendre la dérivée de la fonction de Lyapunov définie négative. Cet objectif peut être complété par une simple fonction de Lyapunov définie positive :

$$v = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{II.6})$$

La dérivée de (II.6) le long de la trajectoire donne :

$$\begin{aligned} \dot{v} &= z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 \\ \dot{v} &= -k_1 z_1^2 + z_2 \left[u + z_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \cdot (x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta) - \ddot{y}_r - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \cdot \dot{y}_r \right] \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

Pour garantir la condition de stabilité de Lyapunov ($\dot{v} < 0$), la commande u est choisie par :

$$u = \alpha_2(x_1, x_2) = -k_2 z_2 - z_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \cdot (x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta) + \ddot{y}_r + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \cdot \dot{y}_r \quad (\text{II.8})$$

Donc :

$$\dot{z}_2 = -k_2 z_2 + z_1 \quad (\text{II.9})$$

Avec: $k_2 > 0$

Dans ces conditions la dérivée de v devient :

$$\dot{v} = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 \leq 0 \quad (\text{II.10})$$

Ce qui signifie que l'équilibre est atteint et le système est asymptotiquement stable. Le système des erreurs z en boucle fermée résultant est linéaire stable de la forme :

$$\dot{Z} = A.Z \tag{II.11}$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 \\ -1 & -k_2 \end{bmatrix}, Z = \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix}$$

La solution dans ce cas se traduit par :

$$Z = Z(0).exp(-A.t) \tag{II.12}$$

L'équation (II.12) montre que les erreurs z convergent bien vers zéro. Le schéma bloc de la figure (II.3) présente la commande d'un système non linéaire dont le calcul de la commande u se fait par backstepping.

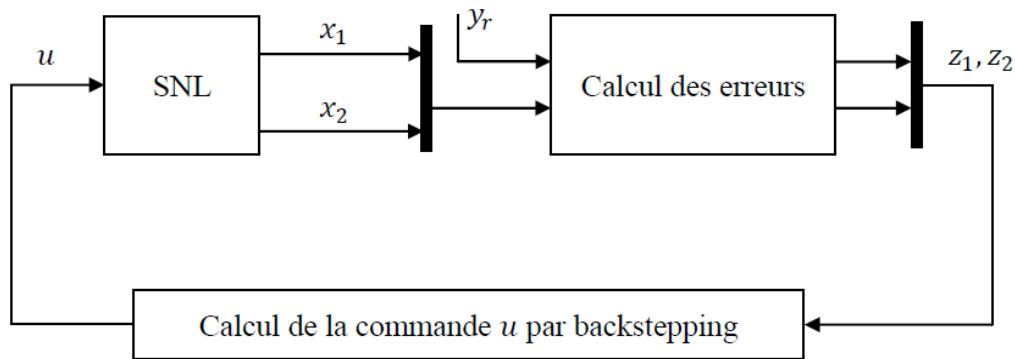


Figure (II.3): Schéma de principe du contrôle par backstepping.

II.3.2. Système du troisième ordre:

Considérons le système du troisième ordre suivant:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta \\ \dot{x}_2 &= x_3 + \varphi_2(x_1, x_2)^T \cdot \theta \end{aligned} \tag{II.13}$$

$$x_3 = u$$

$$y = x_1$$

Avec :

$$\beta(x) = 1, \varphi_3(x_1, x_2, x_3) = 0 \text{ et } \varphi_2(0,0) = 0$$

Le système étant du 3^{ème} ordre, la conception par Backstepping est exécutée en trois étapes :

Etape 1 :

Pour le premier sous-système, l'état x_2 est choisit comme commande virtuelle de l'état x_1 . On considère l'erreur entre le variable x_1 et la grandeur de référence y_r .

$$z_1 = x_1 - y_r \tag{II.14}$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{z}_1 = -k_1 z_1 + z_2 \tag{II.15}$$

z_2 est exprimée par :

$$z_2 = x_2 - \alpha_1(x_1) - \dot{y}_r \quad (\text{II.16})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{z}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1(x_1) - \ddot{y}_r \quad (\text{II.17})$$

La première fonction de Lyapunov est :

$$v_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (\text{II.18})$$

La dérivée de la fonction s'écrit comme suit :

$$\dot{v}_1 = z_1 \dot{z}_1 = (\dot{x}_1 - \dot{y}_r) \cdot z_1 \quad (\text{II.19})$$

$$\dot{v}_1 = -k_1 z_1^2 + z_2 z_1$$

Etape 2 :

Prenons x_3 comme une commande virtuelle du deuxième sous-système et définissons l'erreur z_3 comme :

$$z_3 = x_3 - \alpha_2(x_1, x_2) - \dot{y}_r \quad (\text{II.20})$$

Où : $\alpha_2(x_1, x_2)$ la fonction stabilisante donnée par l'équation :

$$\alpha_2(x_1, x_2) = -z_1 - k_2 z_2 - \varphi_2(x_1, x_2)^T \cdot \theta \cdot \dot{\alpha} \quad (\text{II.21})$$

En tenant compte des équations (II.14), (II.15), (II.16), l'équation (II.17) devient :

$$\dot{z}_2 = -z_1 - k_2 z_2 + z_2 z_3 \quad (\text{II.22})$$

La fonction de Lyapunov est :

$$v_2 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{II.23})$$

La dérivée de v_2 est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 &= z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 \\ \dot{v}_2 &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - z_2 z_3 \end{aligned} \quad (\text{II.24})$$

Le terme $z_2 z_3$ sera éliminé dans l'étape suivante.

Etape 3 :

C'est l'étape finale. La dérivée de l'erreur z_3 est donnée par :

$$\dot{z}_3 = \dot{x}_3 - \dot{\alpha}_2(x_1, x_2) - \ddot{y}_r = u - \dot{\alpha}_2(x_1, x_2) - \ddot{y}_r \quad (\text{II.25})$$

On choisit la fonction de Lyapunov suivante :

$$v_3 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_3^2 \quad (\text{II.26})$$

Sa dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{v}_3 &= \dot{z}_1 z_1 + \dot{z}_2 z_2 + \dot{z}_3 z_3 \\ \dot{v}_3 &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_3 (z_2 + u - \dot{\alpha}_2(x_1, x_2) - \ddot{y}_r) \end{aligned} \quad (\text{II.27})$$

Pour que $\dot{v}_3 < 0$ il faut choisir la commande u tel que :

$$u = -k_3 z_3 - z_2 + \dot{\alpha}_2(x_1, x_2) + \ddot{y}_r \quad (\text{II.28})$$

Dans ce cas :

$$\dot{v}_3 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 \quad (\text{II.29})$$

Où :

$$k_3 > 0$$

Alors l'équation (II.25) devient :

$$\dot{z}_3 = -z_2 - k_3 z_3 - k_3 z_3 \tag{II.30}$$

La dynamique de toutes les erreurs z données sous forme matricielle :

$$\dot{Z} = A.Z \tag{II.31}$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 & 0 \\ -1 & -k_2 & 0 \\ 0 & -1 & -k_3 \end{bmatrix}, Z = \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{bmatrix}$$

La solution est donnée par : $Z = Z(0).e^{-At}$

L'équation (II.31) donne une convergence des erreurs vers zéros par un bon choix des gains (k_1, k_2, k_3) et la sortie du système suit sa référence.

II.4. Principe de la commande à flux orienté :

La commande vectorielle par flux orienté, notée FOC (Field Oriented Control) est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle des moteurs électriques, elle consiste à rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Par conséquent, les dynamiques du flux rotorique sont linéaires d'où l'utilisation d'un simple PI pour réguler le flux. Quand les dynamiques du flux rotorique ont atteint une consigne constante, la dynamique de la vitesse devient linéaire et peut être régulée par un PI classique [13, 14].

La commande à flux orienté permet de piloter la machine suivant deux axes : un axe pour le flux et un autre pour le couple. La figure (II.4) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machines à courant continu et la commande vectorielle d'une MADA.

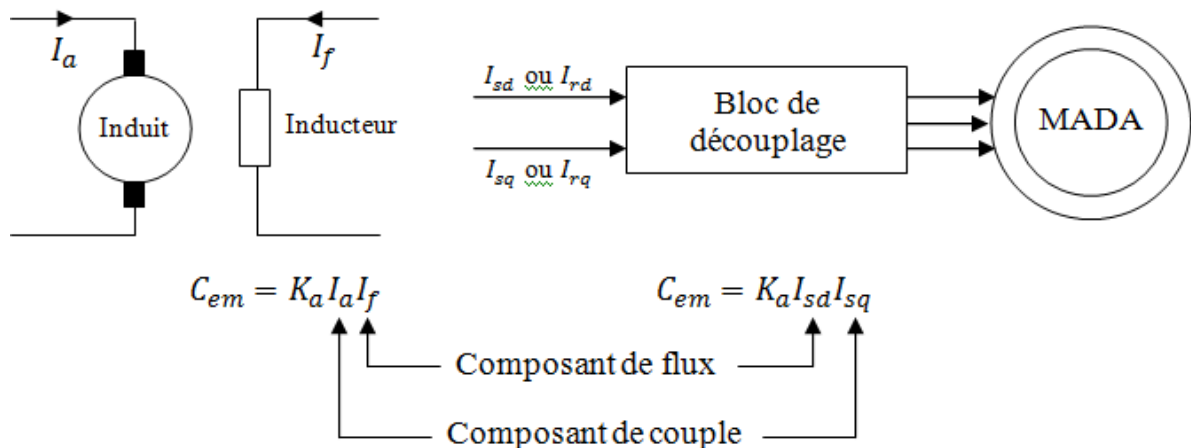


Figure (II.4) : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC.

De nombreuses variétés ont été présentes dans la littérature, que l'on peut classifier : Suivant la source d'énergie :

- Commande en tension ;
- Commande en courant ;

Suivant l'orientation du repère :

- Le flux rotorique ;
- Le flux statoriques ;
- Le flux d'entrefer ;

Suivant la détermination de la position du flux :

- Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase) ;
- Indirecte par contrôle de la fréquence du glissement ;

L'examen de l'expression du couple de la machine montre qu'elle résulte d'une différence de deux composantes en quadrature du courant statorique et de flux rotorique qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. Le référentiel de travail pour la commande est celui lié au champ tournant afin que l'axe (d) coïncide avec la direction désiré du flux, qui peut être rotorique, statorique, ou d'entrefer. Ainsi il est possible d'orienter les différents flux de la machine [10].

Le principe d'orientation de flux statorique sur l'axe direct de repère de Park est illustré par la figure (II.5).

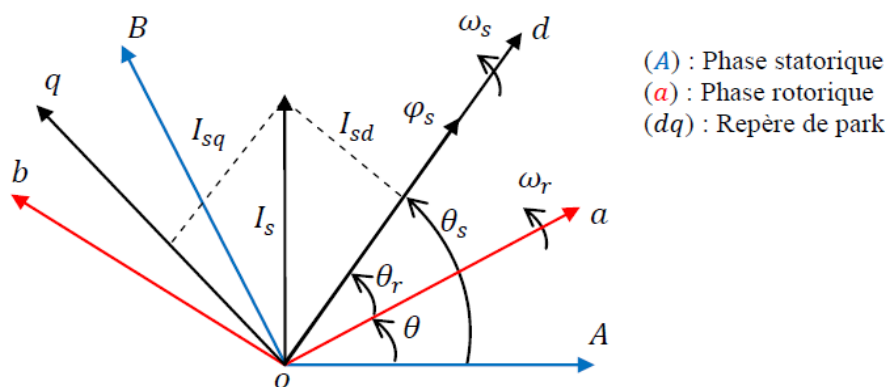


Figure (II.5): Principe de l'orientation du flux statorique.

Compte tenu des hypothèses de travail retenues, cela nous incite à prendre le courant statorique dans l'axe d nul, $I_{sd} = 0$, Le courant et la tension dans cet axe sont alors en phase $V_s = V_{sq}$ et $I_q = I_{sq}$

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour orienter le flux statorique, il faut choisir un référence (d, q) de telle manière que le flux statorique soit aligné avec l'axe (od). Cela permet d'obtenir une expression du couple dans laquelle les deux composantes de courant statorique ou rotorique interviennent le premier produit le flux et l'autre produit le couple. L'orientation du flux statorique conduit à ce que :

$$\varphi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \varphi_{sd} = \varphi_s \quad (\text{II.32})$$

Modélisent notre système en régime permanent de la façon suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rd} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

L'équation des flux statorique donne par remplace l'équation (II.31) dans l'équation (I.32), on trouve :

$$\begin{cases} I_{sd} = 0 \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \varphi_{sq} = M I_{rd} \\ I_{rd} = \frac{\varphi_{sd}}{M} = \frac{\varphi_s^*}{M} \\ I_{sq} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

L'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_s} [\varphi_{sq} I_{rd} - \varphi_{sd} I_{rq}] \quad (\text{II.35})$$

Le flux statorique $\varphi_{sq} = 0$, on trouve :

$$C_{em} = -\frac{PM}{L_s} \varphi_{sd} I_{rq} = -\frac{PM}{L_s} \varphi_s^* I_{rq} \quad (\text{II.36})$$

Alors :

$$I_{rq} = -\frac{L_s C_{em}}{PM \varphi_s^*} \quad (\text{II.37})$$

De (II.33) l'équation on a :

$$\omega_s = \frac{(V_{sq} + \frac{R_s M}{L_s} I_{rq})}{\varphi_s^*} \quad (\text{II.38})$$

D'après les équations des flux statorique on aura :

$$\varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \Rightarrow I_{sd} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sd} - M I_{rd}) \quad (\text{II.39})$$

$$\varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \Rightarrow I_{sq} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sq} - M I_{rq}) \quad (\text{II.40})$$

On remplace l'équation (II.39) et (II.40) dans (I.30) on trouve :

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \quad (\text{II.41})$$

$$\frac{d\varphi_{sq}}{dt} = V_{sq} + \frac{M}{T_s} I_{rq} - \omega_s \varphi_{sq} = 0 \quad (\text{II.42})$$

Pour exprimer le flux rotorique en fonction de flux statorique φ_{sd} et le courant rotorique I_{rd} en remplaçant l'équation (II.41) et (II.42) l'équation dans l'équation (I.32), on trouve les deux équations suivantes :

$$\varphi_{rd} = \sigma L_r I_{rd} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} \quad (\text{II.43})$$

$$\varphi_{rq} = \sigma L_r I_{rq} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sq} \quad (\text{II.44})$$

En introduisant les équations (II.43) et (II.44) dans l'équation (I.31) on trouve :

$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rq} \quad (\text{II.45})$$

$$V_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rd} \quad (\text{II.46})$$

L'approche du Backstepping, que nous allons appliquer à la commande de la machine asynchrone double alimentation, est basée sur le principe de l'orientation du flux statorique.

Le modèle de la machine dans le repère (d, q) est donné par :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} + V_{sd} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = \frac{M}{T_s} I_{rq} - \omega_s \varphi_{sd} + V_{sq} \\ \frac{dI_{rd}}{dt} = -\delta I_{rd} + (\omega_s - \omega) I_{rq} + \alpha \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \\ \frac{dI_{rd}}{dt} = -(\omega_s - \omega) I_{rd} - \delta I_{rq} + \beta \omega \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \\ \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{1}{J} \left(P \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} I_{rq} + f\Omega + C_r \right) \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

II.5. Application de la commande par backstepping à la MADA :

La technique de commande par backstepping est une méthode de synthèse en non linéaire quand il est difficile d'appliquer la méthode directe de Lyapunov. Il s'agit de choisir au départ une fonction de Lyapunov pour le premier sous-système et de l'augmenter au fur et à mesure que l'on stabilise les différents sous-systèmes successifs, pour aboutir enfin à une fonction de Lyapunov globale qui stabilise le système global [35, 36, 37].

L'application du backstepping à la commande de la machine asynchrone à double alimentation est divisée en trois étapes.

Etape 1 :

Cette première étape consiste à identifier les erreurs z_1 et z_2 qui représentent respectivement l'erreur entre la vitesse réelle Ω et la vitesse de référence Ω_{ref} ainsi que le module de flux statorique φ_{sd} et celui de référence φ_{sd}^{ref} .

$$\begin{aligned} z_1 &= \Omega_{ref} - \Omega \\ z_2 &= \varphi_{sd}^{ref} - \varphi_{sd} \end{aligned} \quad (\text{II.48})$$

La dérivée de l'erreur est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} + \frac{1}{J} \left(P \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} I_{rq} + f\Omega + C_r \right) \\ \dot{z}_2 &= \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - \dot{\varphi}_{sd} = \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - \left(\frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} + V_{sd} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.49})$$

La première fonction de Lyapunov est définie par:

$$v_1 = \frac{1}{2} (z_1^2 + z_2^2) \quad (\text{II.50})$$

Alors, la dérivée de v_1 est donnée comme suit :

$$\dot{v}_1 = z_1 \left(\dot{\Omega}_{ref} + \frac{1}{J} \left(P \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} I_{rq} + f\Omega + C_r \right) \right) + z_2 \left(\dot{\varphi}_{sd}^{ref} - \left(\frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} + V_{sd} \right) \right) \quad (\text{II.51})$$

On choisit les fonctions stabilisantes :

$$\begin{cases} I_{rq}^{ref} = -\frac{JL_s}{pM\varphi_{sd}} \left(k_1 z_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right) \\ I_{rd}^{ref} = \frac{T_s}{M} \left(k_2 z_2 + \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - V_{sd} + \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right) \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

Alors la dynamique des erreurs est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -k_1 z_1 \\ \dot{z}_2 = -k_2 z_2 \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

La dérivée de la fonction de lyapunov par rapport au temps est :

$$\dot{v}_1 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 < 0 \quad (\text{II.54})$$

Avec :

$$k_1 > 0 \text{ et } k_2 > 0$$

Etape 2 :

Dans cette étape, on définit deux nouvelles erreurs des composantes du courant statorique données par :

$$\begin{cases} z_3 = I_{rq}^{ref} - I_{rq} = -\frac{JL_s}{pM\varphi_{sd}} \left(k_1 z_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right) - I_{rq} \\ z_4 = I_{rd}^{ref} - I_{rd} = \frac{T_s}{M} \left(k_2 z_2 + \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - V_{sd} + \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right) - I_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

Alors :

$$\begin{cases} I_{rq} = -\frac{JL_s}{pM\varphi_{sd}} \left(k_1 z_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right) - z_3 \\ I_{rd} = \frac{T_s}{M} \left(k_2 z_2 + \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - V_{sd} + \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right) - z_4 \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

On remplace l'expression des courants dans l'équation (II.34) on trouve :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -k_1 z_1 - \frac{PM\varphi_{sd}}{JL_s} z_3 \\ \dot{z}_2 = -k_2 z_2 - \frac{M}{T_s} z_4 \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

La dérivée de (II.40) nous donne :

$$\begin{cases} \dot{z}_3 = \dot{i}_{rq}^{ref} - \dot{i}_{rq} = \dot{i}_{rq}^{ref} - \left(\eta_1 + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \right) \\ \dot{z}_4 = \dot{i}_{rd}^{ref} - \dot{i}_{rd} = \dot{i}_{rd}^{ref} - \left(\eta_2 + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \right) \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Où :

$$\begin{cases} \eta_1 = -(\omega_s - \omega)I_{rd} - \delta I_{rq} + \beta \omega \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} \\ \eta_2 = -\delta I_{rd} + (\omega_s - \omega)I_{rq} + \alpha \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} \end{cases}$$

Etape 3 :

Pour définir les lois de commande, on adopte une nouvelle fonction de lyapunov décrite par l'expression suivante :

$$v_2 = \frac{1}{2} (z_1^2 + z_2^2 + z_3^2 + z_4^2) \quad (\text{II.59})$$

Ainsi la dérivée de la fonction de lyapunov finale est :

$$\dot{v}_2 = \dot{z}_1 z_1 + \dot{z}_2 z_2 + \dot{z}_3 z_3 + \dot{z}_4 z_4 \quad (\text{II.60})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{v}_2 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 - k_4 z_4^2 + z_3 \left(k_3 z_3 + i_{rq}^{ref} - \eta_1 - \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \right) + z_4 \left(k_4 z_4 + i_{rd}^{ref} - \eta_2 - \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \right) \quad (\text{II.61})$$

Où :

$$k_3 > 0 \text{ et } k_4 > 0$$

On choisie la commande comme suit :

$$\begin{aligned} V_{rq}^{ref} &= \sigma L_r (k_3 z_3 + i_{rq}^{ref} - \eta_1) \\ V_{rd}^{ref} &= \sigma L_r (k_4 z_4 + i_{rd}^{ref} - \eta_2) \end{aligned} \quad (\text{II.62})$$

Ce qui rend $\dot{v}_2 < 0$.

La dérivée de l'erreur z_3 et z_4 sera comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 &= -k_3 z_3 \\ \dot{z}_4 &= -k_4 z_4 \end{aligned} \quad (\text{II.63})$$

La forme matricielle des erreurs est donnée par :

$$\dot{Z} = A.Z \quad (\text{II.64})$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -K_1 & 0 & \frac{PM\varphi_{sd}}{JL_s} & 0 \\ 0 & -K_2 & 0 & \frac{M}{T_s} \\ 0 & 0 & -K_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -K_4 \end{bmatrix} \text{ et } [Z] = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}$$

La stabilité de la commande est obtenue si seulement si un bon choix des gains k_1 , k_2 , k_3 et k_4 .

II.6. Résultats de simulation:

Dans cette étape on va tester la commande par Backstepping de la machine asynchrone basée sur le principe du contrôle vectoriel. Pour arriver à cet objectif, on a appliqué différents tests pour montrer les performances de cette commande et pour démontrer que cette technique offre un outil efficace qui permet, pour les systèmes non linéaires de tout ordre, de construire une loi de commande à base d'une fonction de Lyapunov en assurant la stabilité. Nous avons simulé le système dans les conditions de fonctionnement variable à savoir, la variation de la vitesse, de couple et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique et statorique.

II.6.1. Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge:

Dans ces conditions, la machine tourne à sa vitesse nominale sous une charge nominale, entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$, on lui applique une autre charge de valeur $C_r = 15N.m$. Les résultats de simulation correspondante sont regroupés dans la figure (II.6). Nous constatons que le couple

électromagnétique suit parfaitement sa consigne. On peut noter également que la variation de charge n'influe pas sur les grandeurs de vitesse, de flux et des courants une petite augmentation, ainsi le découplage entre flux et couple est toujours réalisé.

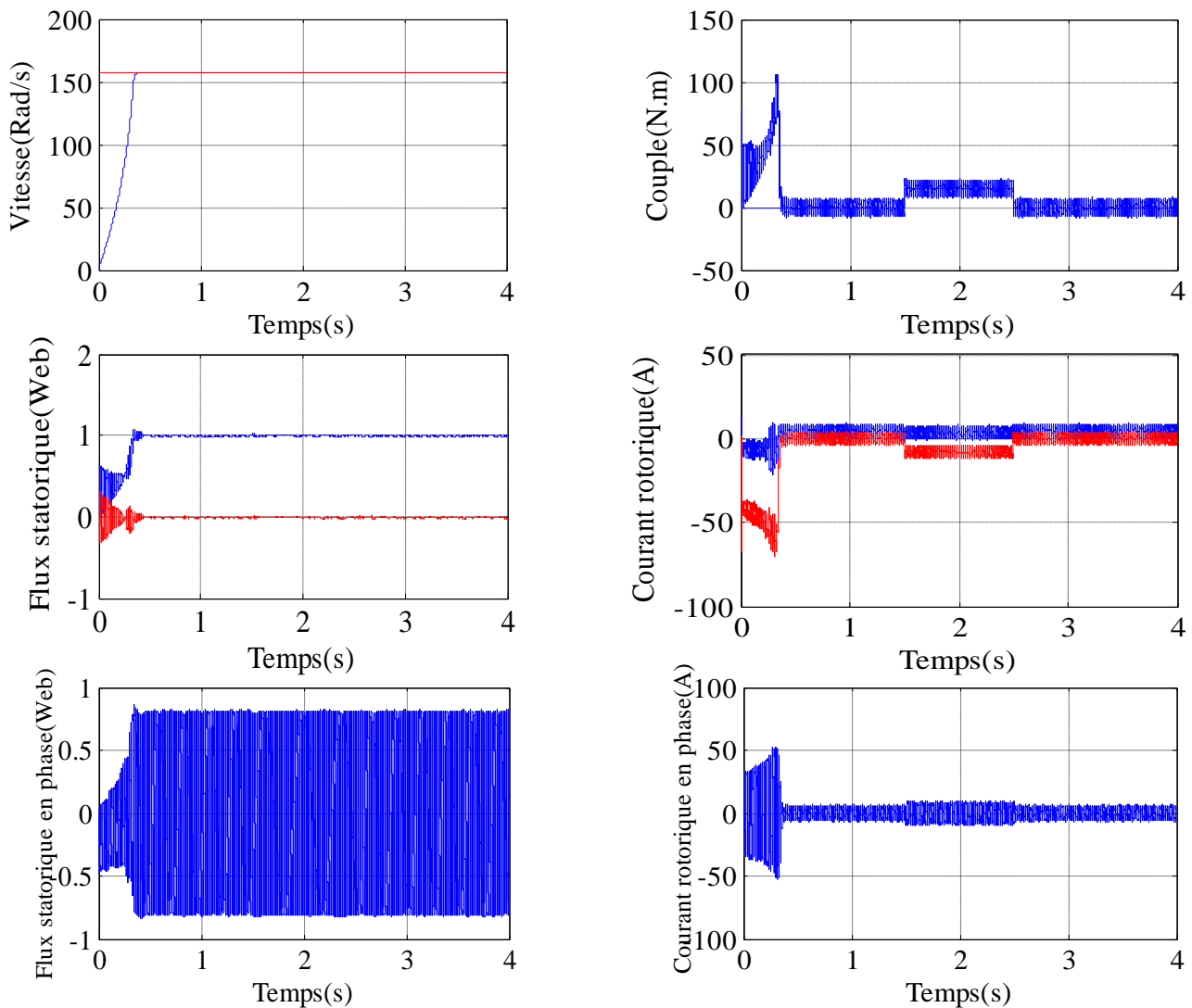


Figure (II.6) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

II.6.2. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse :

La machine est initialement chargée à sa valeur nominale $C_r = 0N.m$ et tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s. Ensuite, la machine est chargée par une valeur $C_r = 15N.m$ entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. À l'instant $t = 1.5s$ on inverse le sens de rotation de la machine de $(-157rad/s)$ et à l'instant $t = 2.5s$, la machine tourne à une faible vitesse de 50 rad/s. Les résultats de simulation correspondante sont regroupés dans la figure (II.7), où sont présentés, la vitesse, le couple, le flux et les courants générés par le principe du backstepping.

On peut signaler la bonne poursuite de la vitesse vers sa nouvelle référence présentant une erreur complètement nulle avec un pic lors du passage d'un état à un autre. De même le flux statorique suit parfaitement sa valeur de référence présentant un découplage parfait avec le couple ($\varphi_{sq} = 0Wb$). Le flux subi une faible variation lors du changement de la vitesse au moment de la variation.

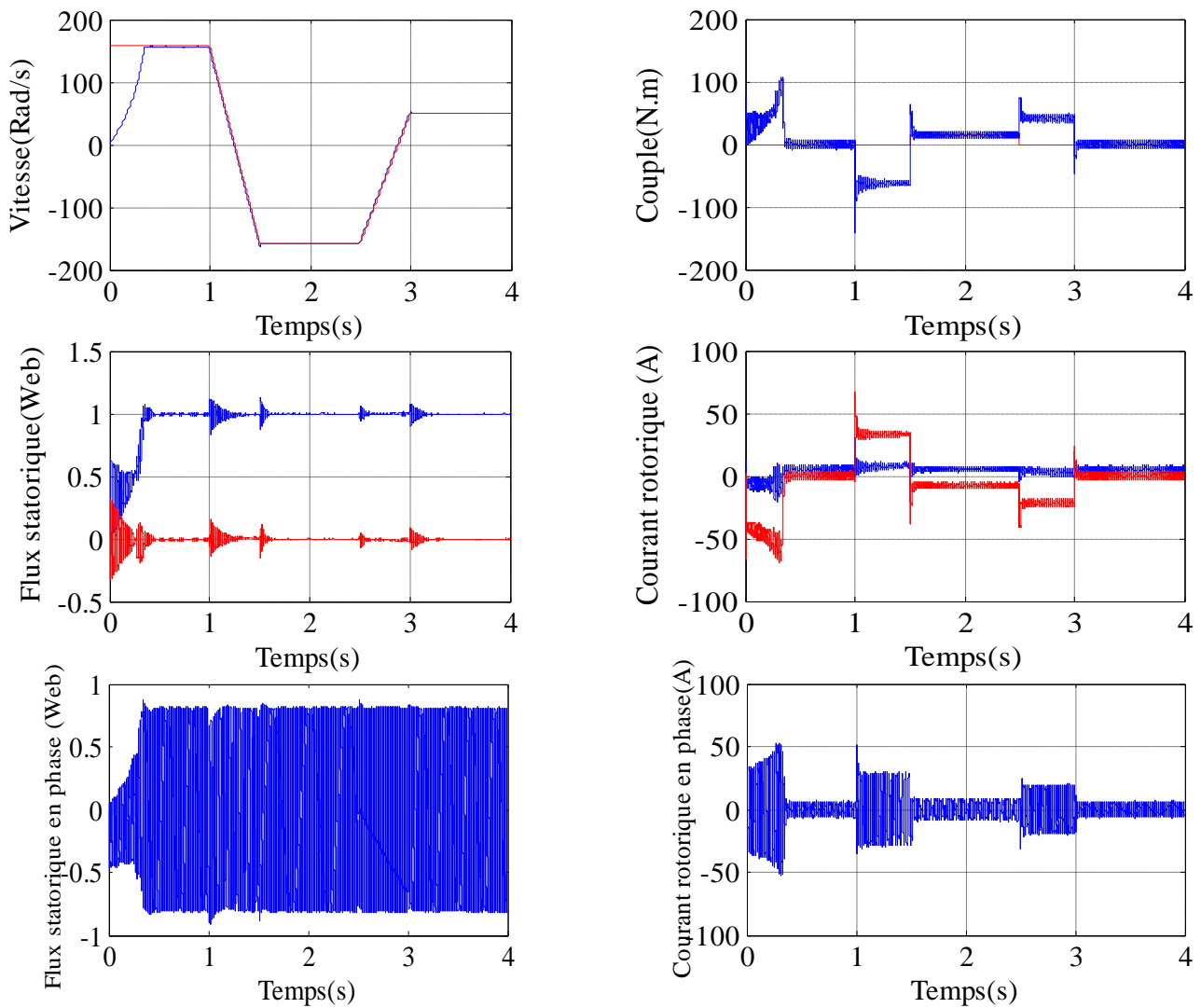
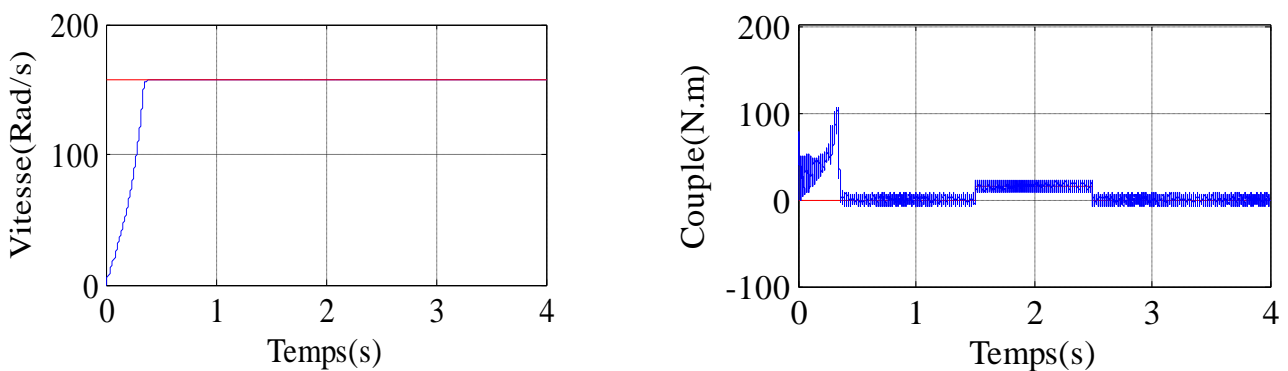


Figure (II.7) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

II.6.3.Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique:

La figure (II.8) présente les résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale due à l'échauffement de la machine. La variation de R_r sera appliquée entre les instants $t=1.5s$ et $t=2.5s$. Les résultats montrent que la variation de la résistance rotorique n'influe pas sur la vitesse de la machine, présentant une erreur de vitesse nulle. Le flux présente une légère variation de son module alors que le découplage est toujours maintenu. Les courants présentent une forme sinusoïdale qui augmente avec l'augmentation de la résistance et la charge.



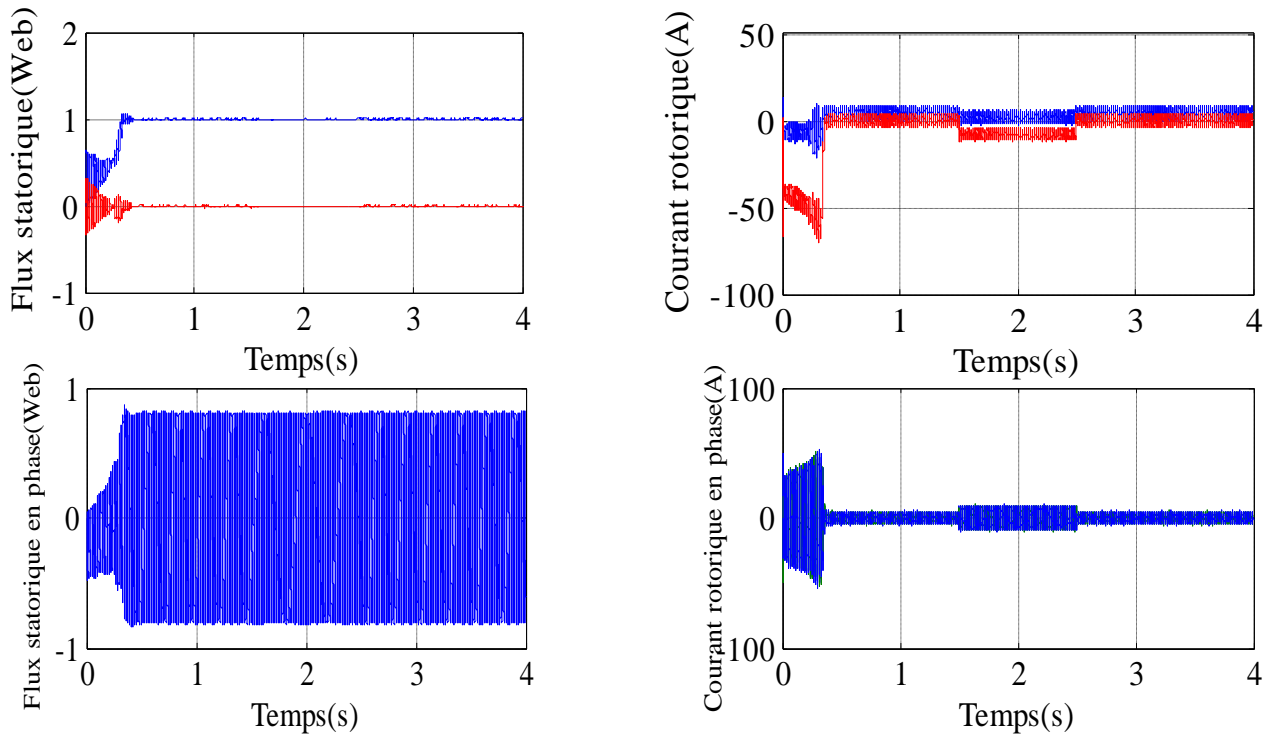
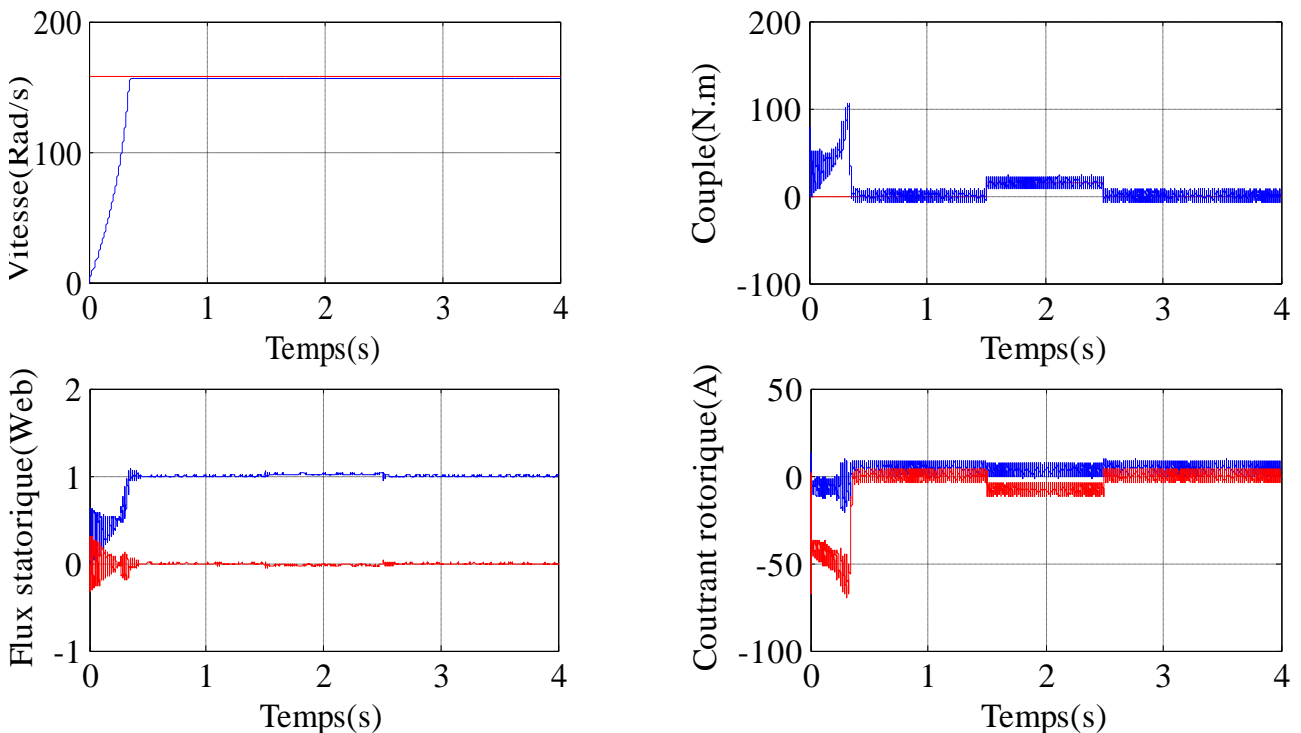


Figure (II.8) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

II.6.4.Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique:

Dans ce test de robustesse de la commande par backstepping de la MADA, concerne la variation de la résistance statorique de +100% de sa valeur nominale, appliquée entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (II.9). Ils montrent que la variation de la résistance statorique ne présente aucun changement sur la variation des courbes de vitesse et de flux (variation négligeable). Le découplage est toujours maintenu. Cela prouve que la commande par backstepping est robuste vis-à-vis de la variation de la résistance statorique.



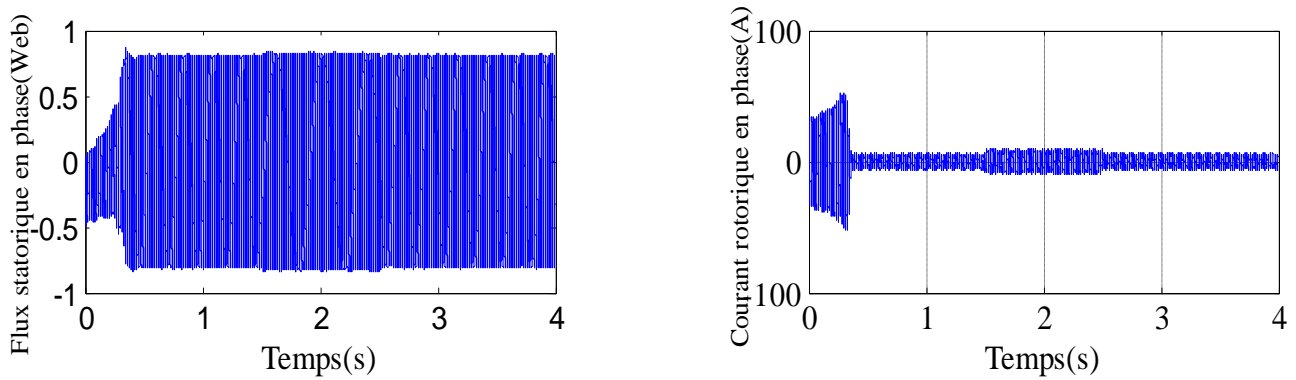


Figure (II.9) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

II.7. Conclusion :

Dans ce chapitre, une nouvelle loi de commande par backstepping à la MADA basée sur le principe de la commande vectorielle par orientation de flux statorique, l'annulation de sa composante en quadrature nous a permis d'avoir un modèle mathématique simplifié de la machine. L'application du contrôle par backstepping permet de corriger les quatre grandeurs vitesse, flux et les deux composants des courants rotoriques. En remplaçant les régulateurs PI présents dans la commande vectorielle classique par des fonctions de Lyapunov garantissant la stabilité à tout instant

Des tests de robustesse de cette commande ont été appliqués à la machine telle que la variation de la charge et la variation paramétriques. Les résultats de simulation obtenus montrent une bonne poursuite de la vitesse et du flux aux valeurs de références correspondantes, ainsi le découplage entre flux et couple est toujours maintenu ce qui prouve la robustesse de la commande par backstepping.

Chapitre III

Commande hybride backstepping-floue de la

MADA

III.1.Introduction :

Les techniques de l'intelligence artificielle, notamment la logique floue, sont connues actuellement pour leur grande potentialité de pouvoir résoudre les problèmes liés aux processus industriels, l'estimation et l'identification des paramètres des systèmes variants. Pourront être utilisées à bon escient pour leurs qualités à résorber certains problèmes liés aussi bien aux erreurs de modélisation qu'à la méconnaissance même du modèle du système commandé. Un contrôleur PI sera un contrôleur flou (Fuzzy Logic Controller « FLC »), i.e. un PI-flou, a l'aptitude d'améliorer les performances dynamiques et statiques d'un contrôle bouclé et cela indépendamment de la connaissance du modèle du système à commander. Ceci pourrait donner un a priori favorable pour le FLC, notamment pour l'amélioration de la robustesse d'une commande contre les erreurs de modélisations et les dérives paramétriques, souvent inévitables. En effet, la difficulté de la commande ou de l'estimation sera surmontée par l'usage des règles linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir faire d'un expert pour répondre à une problématique spécifique du système à commander.

Dans ce chapitre, on présentera un aperçu général sur l'historique de la logique floue, le domaine d'application et la théorie de logique floue et ses principes de base. Ensuite, on montrera la description de la commande par logique floue avec ses différentes étapes de fuzzification, inférence et défuzzification et on appliquera cette commande pour le réglage de vitesse du MADA à flux statorique orienté. Les performances de ce réglage seront montrées par des résultats de simulation, et les tests de robustesse seront aussi effectués.

III.2.Historique de la logique floue :

Ce sont les premières approches du concept d'incertitude d'Heisenberg développées par des chercheurs américains dans les années 20 et 30 qui ont conduit à l'apparition de la logique floue. Mais ce n'est qu'en 1965 que les bases théoriques de cette logique sont proposées par le professeur Lotfi Zadeh, dans un article intitulé «Fuzzy sets» (Ensembles flous). Cet automaticien, de réputation internationale, a depuis réalisé de nombreuses avancées théoriques qui ont contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, dans le but de palier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle [38, 39-40].

Voici l'essentiel de l'historique de la logique floue :

- En 1973, Lotfi Zadeh propose d'appliquer la logique floue pour résoudre les problèmes de réglage ;
- En 1975, le professeur Mamdani propose à Londres, une première application très encourageante du réglage par la logique floue et développe une stratégie pour le contrôle d'une chaudière à vapeur ;
- En 1978, c'est la société danoise F.L. Smidth-Fuller qui réalise le contrôle d'un four à ciment : c'est la première véritable application industrielle de la logique floue ;
- En 1983, c'est un épurateur d'eau à commande par la logique floue qui est mis au point avec

succès;

- A partir de 1985, la logique floue est introduite par le chercheur M. Suegnoau Japon. Ce type de commande fut alors l'objet des premières réalisations remarquables développées à la fin des années 80 et au début des années 90 telles que le métro Sendai (1987) et le lave-linge Aïsaïgo Pay Fuzzy de Matsushita (1990).

III.3. Domaine d'application :

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [41] :

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...);
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.);
- Systèmes autonomes mobiles ;
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...);
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet ;
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules ;
- Robotique : Contrôle de la place et organisation de chemin.

III.4. Principe de la logique floue :

Dans la théorie des ensembles conventionnels, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble, donc le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble ne peut être que nul ou égal à l'unité. Par contre dans la théorie des ensembles flous, un élément peut plus ou moins appartenir à un ensemble, le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble flou peut prendre n'importe quelle valeur comprise dans l'intervalle $[0,1]$. La figure (III.1) illustre ce qui différencie les deux théories provient des limites des ensembles définis [42].

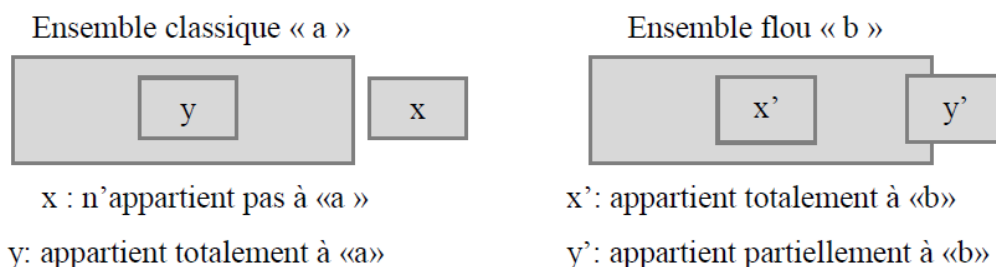


Figure (III.1) : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.

III.5. Éléments de base de la logique floue :

Dans cette section, nous présentons d'une façon non exhaustive, uniquement les points les plus importants, les notions de base de la logique floue pour la compréhension d'un raisonnement flou.

III.5.1. Variables linguistiques et ensembles flous :

La description imprécise d’une certaine situation, d’un phénomène ou d’une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues à savoir (grand, petit, positif, négatif, ...). Ses différentes classes d’expressions floues dites ensembles flous forment ce qu’on appelle des variables linguistiques. Un ensemble flou est défini sur un univers de discours x , et par une fonction d’appartenance (μ) qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1. Il est permis qu’une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s’appelle le degré d’appartenance. Dans un domaine continu, les ensembles flous sont définis analytiquement par leurs fonctions d’appartenance [15, 43-44].

III.5.2. Fonctions d’appartenance :

Les ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation mathématique de labels linguistiques largement utilisée dans l’expression de connaissances expertes, qualitatives et manipulées dans le raisonnement approché qui sera fait à partir de cette connaissance. Ils apparaissent donc comme un moyen de réaliser l’interface entre l’information numérique (quantitative) et l’information symbolique (linguistique, qualitative). Généralement, dans les applications électriques en particulier, les fonctions d’appartenance utilisées pour la description des sous-ensembles flous sont de formes triangulaire, trapézoïdale ou gaussienne. Cependant, Il n’existe pas de règles générales pour le choix de la forme de fonction d’appartenance [15, 43, 44-45].

- La fonction d’appartenance triangulaire : Elle est définie par trois paramètres a , b et c qui déterminent les coordonnées des trois sommets.

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & c \leq x \end{cases} \text{ ou } \mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right) \tag{III.1}$$

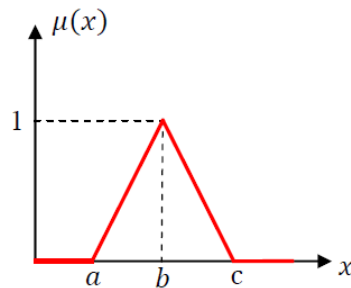


Figure (III.2) : Représentation de la fonction triangulaire.

- La fonction trapézoïdale : Elle est définie par quatre paramètres a , b , c et d .

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{c-x}{c-b} & c \leq x \leq d \\ 0 & d \leq x \end{cases} \text{ ou } \mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right) \tag{III.2}$$

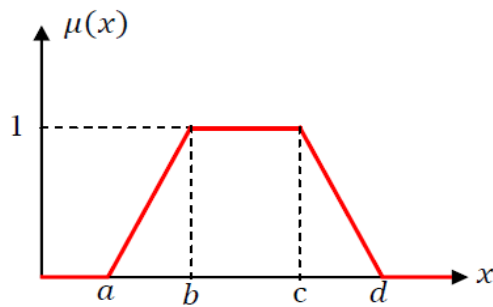


Figure (III.3) : Représentation de la fonction trapézoïdale.

– La fonction gaussienne : elle est définie par deux paramètres σ, x_0 .

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma^2}\right) \tag{III.3}$$

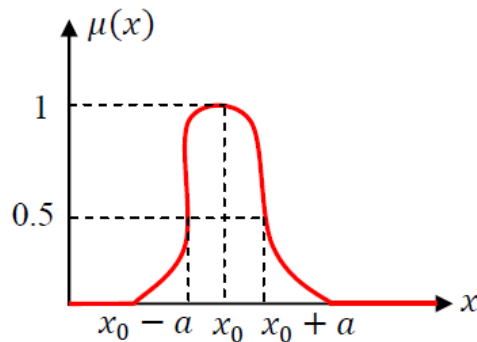


Figure (III.4) : Représentation de la fonction gaussienne.

III.5.3. Propriétés des ensembles flous :

Soit A un ensemble flou de x . On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou, (figure III.5) [46, 47].

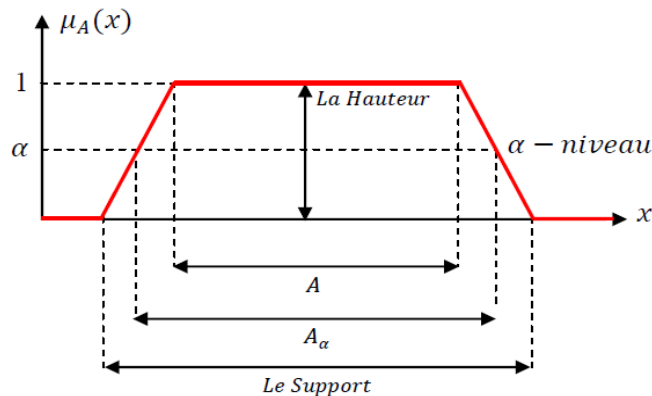


Figure (III.5) : Caractéristiques d'un ensemble flou.

– **Le Noyau** : le noyau d'un ensemble flou A est l'ensemble qui contient tous les éléments qui appartiennent sûr et certain à A ; leurs degrés d'appartenance sont égaux à 1. Quand le noyau est réduit à un point, celui-ci est appelé valeur modale. Il est donné par :

$$N(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \tag{III.4}$$

– **Le Support** : le support est défini comme l'ensemble des valeurs du domaine X pour les quelles la fonction d'appartenance n'est pas nulle. Il est donné par :

$$S(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \tag{III.5}$$

- **La Hauteur** : c'est la valeur maximale de la fonction d'appartenance sur le domaine X qui est égale à 1. Il est donné par :

$$H(A) = \max_{x \in X} (\mu_A(x)) \quad (\text{III.6})$$

- **Le cardinal** : est définie par la somme des degrés d'appartenance :

$$|A| = \sum_{i=1}^n \mu_A(x_i) \quad (\text{III.7})$$

Pour un domaine continu, la cardinalité sera définie par :

$$|A| = \int_x \mu_A(x) dx \quad (\text{III.8})$$

- **Couple de niveau α** : On appelle *couple de niveau α* ou *α – coupe* de l'ensemble flou A les éléments qui possèdent un degré d'appartenance supérieur ou égal α . Le sous ensemble A_α de X défini par :

$$A_\alpha = \{x / \mu_A(x) \geq \alpha\}, \quad x \in [0, 1] \quad (\text{III.9})$$

III.5.4. Opérateurs de la logique floue :

Similairement à la théorie des ensembles ordinaires, les opérations de base qui sont l'égalité, l'inclusion, l'union, l'intersection et le complément, les plus utilisés sont définis ci-dessous [47, 48].

Soit A et B deux ensembles flous définis dans l'univers de discours X par les fonctions d'appartenances $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ x respectivement.

- **Egalité** : Deux ensembles flous A et B sont égaux ($A = B$) si et seulement si :

$$\forall x \in X: \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{III.10})$$

- **Inclusion** : L'ensemble B est inclus dans l'ensemble A ($A \subset B$) si pour tout $x \in X$ on a la relation suivante est vérifiée :

$$A \subset B \text{ si } \forall x \in X, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{III.11})$$

- **Union (opérateur ou)** : L'union de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou ($A \cup B$) de fonction d'appartenance « somme » :

$$\forall x \in X: \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) \quad (\text{III.12})$$

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A ou B » est le maximum des degrés d'appartenances de A et de B :

$$\mu_A(x) + \mu_B(x) = \max (\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.13})$$

- **Intersection (opérateur et)** : l'intersection de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou ($A \cap B$) de fonction d'appartenance « produit » :

$$\forall x \in X: \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \times \mu_B(x) \quad (\text{III.14})$$

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A et B » est le minimum des degrés d'appartenance de A et de B :

$$\mu_A(x) \times \mu_B(x) = \min (\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.15})$$

$$\mu_A(x) \times \mu_B(x) = \mu_B(x) \times \mu_A(x) \quad (\text{III.16})$$

– **Complémentation (opérateur non)** : Le complément A de l'ensemble flou A est défini par la fonction d'appartenance :

$$\forall x \in X: \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \tag{III.17}$$

III.5.5.Règles floues :

La connaissance experte permet de déduire une proposition ou une décision définissant une loi de commande à partir d'une ou plusieurs règles floues appelées règles d'inférence. Celles-ci sont liées par des opérateurs flous ET, OU, ALORS, ..., etc. Ces règles peuvent avoir la forme suivante [41, 49] :

Si condition une ET/OU si condition deux ALORS décision ou action.

À titre d'illustration, on prend l'exemple suivant : Si l'erreur de vitesse est nulle 'ET' si la variation de l'erreur de vitesse est nulle ALORS garder un couple de référence constant.

Généralement, la décision ou l'action dépendant de deux variables linguistiques est donnée par :

Action ou opération = { Si condition 1 ET 1' ALORS opération 1 OU
 Si condition 2 ET 2' ALORS opération 2 OU
 Si
 Si condition m ET m' ALORS opération m }

III.6.Structure d'un régulateur floue :

Contrairement aux techniques de réglage classiques, le réglage par la logique floue ne traite pas des formules ou des relations mathématiques bien déterminées. Mais, utilisent des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs flous ET, OU, ALORS, ..., etc., appliquées à des variables linguistiques. Les variables d'entrées sont dans un premier temps converties en variables floues en définissant pour chacune d'elles une fonction d'appartenance. Par la suite, on convertit la commande floue résultante de l'inférence à commande réelle pour les appliquer au procédé.

Un régulateur flou est traditionnellement décomposé en quatre blocs : la base des règles, la fuzzification, le moteur d'inférence et la Défuzzification. Il comprend aussi des gains de normalisation et de dénormalisation qui sont ajoutés respectivement à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou [44, 47, 48, 50, 51].

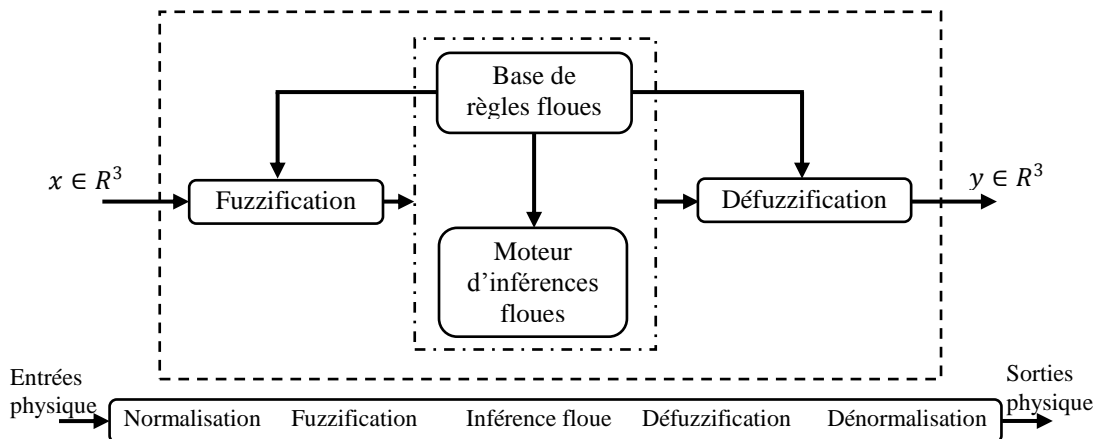


Figure (III.6) : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

III.6.1.Fuzzification :

Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes : établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées ; effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables qui peuvent être considérées comme l'étiquette des ensembles flous. Cette opération doit être effectuée dans un domaine normalisé généralement par l'intervalle $[0, 1]$ afin de faciliter le calcul [12].

III.6.2.Base de règles :

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final, elle est composée [12] :

- La base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation.
- La base de règles constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles : Si "condition" Alors "conséquence".

III.6.3.Mécanisme d'inférence floue :

L'inférence floue est le processus de formulation de la relation entre les entrées et les sorties par logique floue. Cette relation offre une base avec laquelle la décision est prise par le système flou. L'inférence floue fait appel alors aux concepts expliqués dans les sections précédentes, à savoir : fonctions d'appartenance, les opérateurs flous et les règles floues. On peut décrire l'inférence de manière explicitée par la description linguistique à l'aide d'un certain nombre de règles, chaque règle possède une condition précédée d'un ensemble SI et une conclusion, action OU opération précédée d'un ensemble ALORS.

La stratégie du réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie. Le traitement numérique des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait généralement par trois méthodes [15] :

- **Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani) :** La méthode d'inférence max-min est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur «ET» par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par «ALORS», lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur «OU» qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.
- **Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen) :** La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur «ET» par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par «ALORS» est réalisée par la formation du produit. L'opérateur «OU», qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum.

- **Méthode d'inférence Somme-produit (méthode de Sugeno) :** L'opérateur «ET» est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue « ET, OU et ALORS ».

Opérateurs flous	Et	Ou	Alors
Méthodes d'inférence			
Max - Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max - Produit	Minimum	Maximum	Produit
Somme - Produit	Produit	Moyenne	Produit

Tableau (III.1) : Méthode usuelles de l'inférence floue.

III.6.4. Défuzzification:

Cette étape consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence (loi de commande) en des grandeurs numériques (valeurs physiques), c'est-à-dire que les ensembles flous résultant de l'inférence sont convertis en des valeurs numériques ; ensuite, ces valeurs sont dénormalisées et appliquées au processus. On distingue plusieurs méthodes de défuzzification telle que : méthode de maximum, méthode de la moyenne des maximums, méthode du centre de gravité, ..., etc. [15, 12, 51, 52]

- **La méthode de maximum :** est la plus simple, elle consiste à ne considérer pour chaque sortie que la règle présentant le maximum de validité cette technique est peu employée car elle représente des inconvénients lorsqu'il y a plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.
- **La méthode de la moyenne pondérée :** le défuzzificateur examine l'ensemble flou qui détermine les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite se fait le calcul de la moyenne de ces valeurs comme résultat de défuzzification.
- **La méthode du centre de gravité :** est plus performante et donne les meilleurs résultats. Elle consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance de sortie à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^1 x \mu_B(x) dx}{\int_{-1}^1 \mu_B(x) dx} \quad (\text{III.18})$$

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

III.7. Commande hybride backstepping-floue type 1:

Cette section présente la conception d'une nouvelle commande non linéaire pour la machine asynchrone à double alimentation (MADA). La commande proposée est conçue à partir de la

technique de commande du type Backstepping complétée par un contrôleur flou du type 1 pour améliorer sa robustesse. En utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov, on montre que les dynamiques de poursuite de trajectoire sont asymptotiquement stables. Afin de simplifier la commande, nous appliquons la commande par orientation du flux statorique qui a l'avantage d'avoir un découplage entre le flux et le courant. Cette technique consiste à remplacer les gains des régulations de la commande de backstepping par un contrôleur flou du type 1 à une entrée est l'erreur entre la valeur mesurée et la valeur de référence.

Cette approche nous permet de déterminer les composantes des tensions d'alimentation de la machine en assurant la stabilité globale par la théorie de Lyapunov. La commande ainsi obtenue, permet d'assurer le suivi de vitesse, de flux et de courant en assurant à chaque fois des dynamiques stables pour les erreurs entre les grandeurs de références et réelles sont nuls. La technique de commande proposée présente des hautes performances en régimes transitoires et permanents est aussi vis-à-vis des incertitudes paramétriques.

III.7.1. Technique de commande par backstepping-floue type 1 :

La structure d'un système de contrôle flou complet est composée par les blocs suivants : Fuzzification, Base de connaissances, Moteur d'inférence, Défuzzification. La figure (III.7) montre la structure d'un contrôleur à logique floue [53].

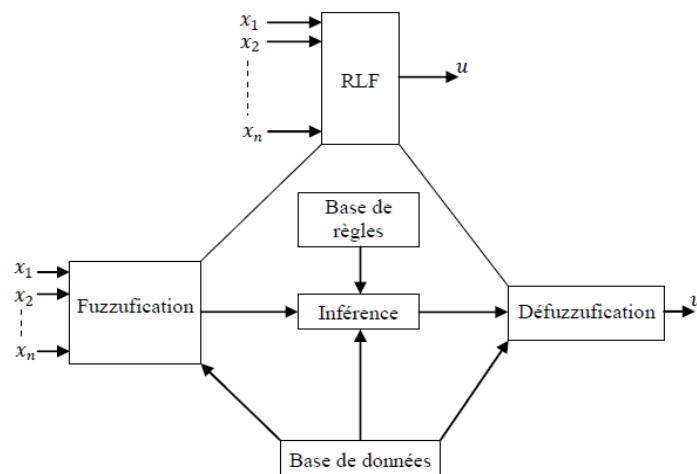


Figure (III.7) : Structure d'un contrôleur à logique floue.

Le module de fuzzification convertit les valeurs nettes des entrées de commande en valeurs floues. Une variable floue a des valeurs, qui sont définies par des variables linguistiques (ensembles flous ou sous-ensembles) telles que faible, moyenne, élevée, lente... où chacune est définie en variant progressivement la fonction d'appartenance. Dans la terminologie des ensembles flous, toutes les valeurs possibles qu'une variable peut supposer sont nommées univers du discours, et les ensembles flous (caractérisés par la fonction d'appartenance) couvrent tout l'univers du discours. Les ensembles de formes floues peuvent être triangulaires, trapézoïdaux, ..., etc. [54].

Un contrôle flou incorpore essentiellement l'intuition et l'expérience d'un opérateur humain, et

parfois celles d'un concepteur et d'un chercheur. La base de données et les règles forment la base de connaissances qui est utilisée pour obtenir la relation d'inférence R . La base de données contient une description des variables d'entrée et de sortie à l'aide d'ensembles flous. La base de règles est essentiellement la stratégie de contrôle du système. Il est généralement obtenu à partir de connaissances d'experts ou d'heuristiques; il contient une collection d'instructions conditionnelles floues exprimées sous la forme d'un ensemble de règles IF-THEN, telles que :

$$R^{(i)}: \quad \text{If } x_1 \text{ est } F_1 \text{ et } x_2 \text{ est } F_2 \dots \text{ et } x_n \text{ est } F_n \\ \quad \text{Then } Y \text{ est } G^{(i)}, i = 1, \dots, M \quad (\text{III.20})$$

Où :

(x_1, x_2, \dots, x_n) est le vecteur de variables d'entrée ; Y est la variable de contrôle ; M est le nombre de règles ; n est le nombre de variables floues ; (F_1, F_2, \dots, F_n) sont les ensembles flous.

Pour la base de règles donnée d'un système de contrôle, le contrôleur flou détermine la base de règles à déclencher pour la condition de signal d'entrée spécifique, puis calcule l'action de contrôle efficace (la variable floue de sortie) [54, 55].

L'opération de composition est la méthode par laquelle une telle sortie de contrôle peut être générée à l'aide de la base de règles. Plusieurs méthodes de composition, telles que max- min ou sup- min et max-dot ont été proposées dans la littérature.

La procédure mathématique de conversion des valeurs floues en valeurs nettes est connue sous le nom de « défuzzification ». Un certain nombre de méthodes de défuzzification ont été suggérées. Le choix des méthodes de défuzzification dépend généralement de l'application et de la puissance de traitement disponible. Cette opération peut être réalisée par plusieurs méthodes dont les méthodes de centre de gravité et de hauteur sont courantes [54, 55].

Le contrôleur flou utilisé dans cette section est présenté dans la figure (III.8) et est composé par :

- Un facteur de normalisation K_i associé à l'erreur (e) et K_f associé à la variation de la commande Δu .
- Un bloc de fuzzification de l'erreur.
- Des règles de contrôle flou, décident des gains de contrôle k_i en fonction de l'état de fonctionnement actuel du système contrôlé.
- Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de commande floue en valeur numérique.

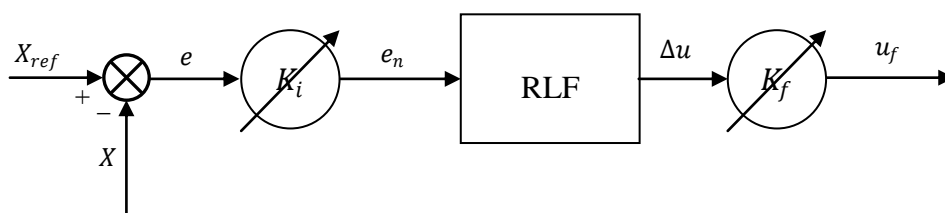


Figure (III.8) : Schéma synoptique d'un régulateur flou.

Dans le schéma ci-dessus, nous notons il est important de bien choisir les valeurs du k_i et k_f . Un bon choix et avec une bonne répartition peut garantir une conception réussie. En revanche, un mauvais choix entraîne des longues corrections dans les étapes qui suivent; il faut souvent même redéfinir les plages des valeurs afin d'éviter l'échec dans la conception. Un bon choix demande de l'expérience et de la connaissance du système à commander [56].

Les fonctions d'appartenance pour l'entrée et le sortie, sont illustré respectivement sur les figures (III.9) et la figure (III.10).

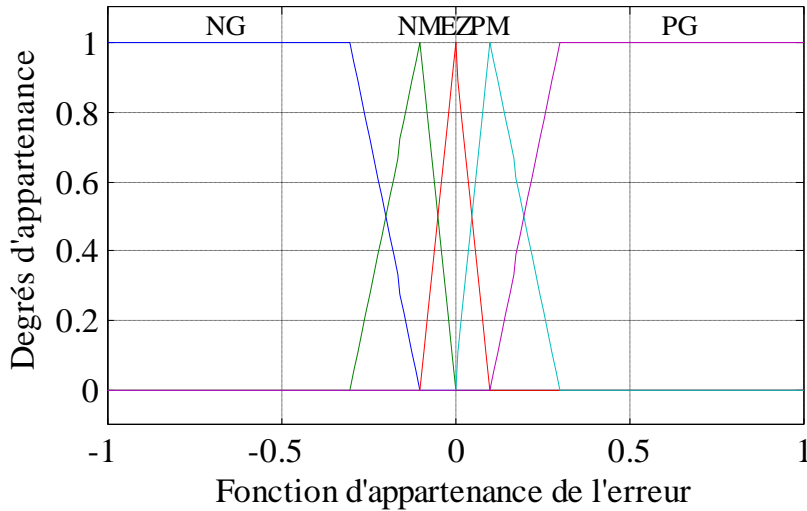


Figure (III.9) : Fonctions d'appartenance de l'erreur.

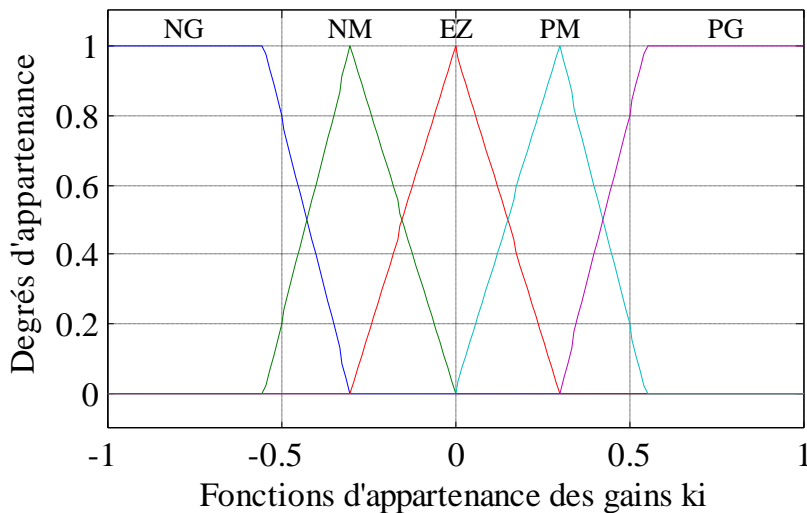


Figure (III.10) : Fonctions d'appartenance de la sortie k_i .

Le schéma de principe de la commande hybride backstepping-floue proposé est présenté dans la figure (III.11). La première étape de la commande consiste à générer les courants de I_{rd}^{ref} et I_{rq}^{ref} , représentant la commande fictive. L'erreur entre ces références et les quantités réelles des courants résulte de nouvelles erreurs z_3 et z_4 . Les gains k_i du réglage sont des sorties des blocs floue. Enfin, nous adaptons la loi de commande V_{rd}^{ref} et V_{rq}^{ref} pour assurer la stabilité de la machine [53].

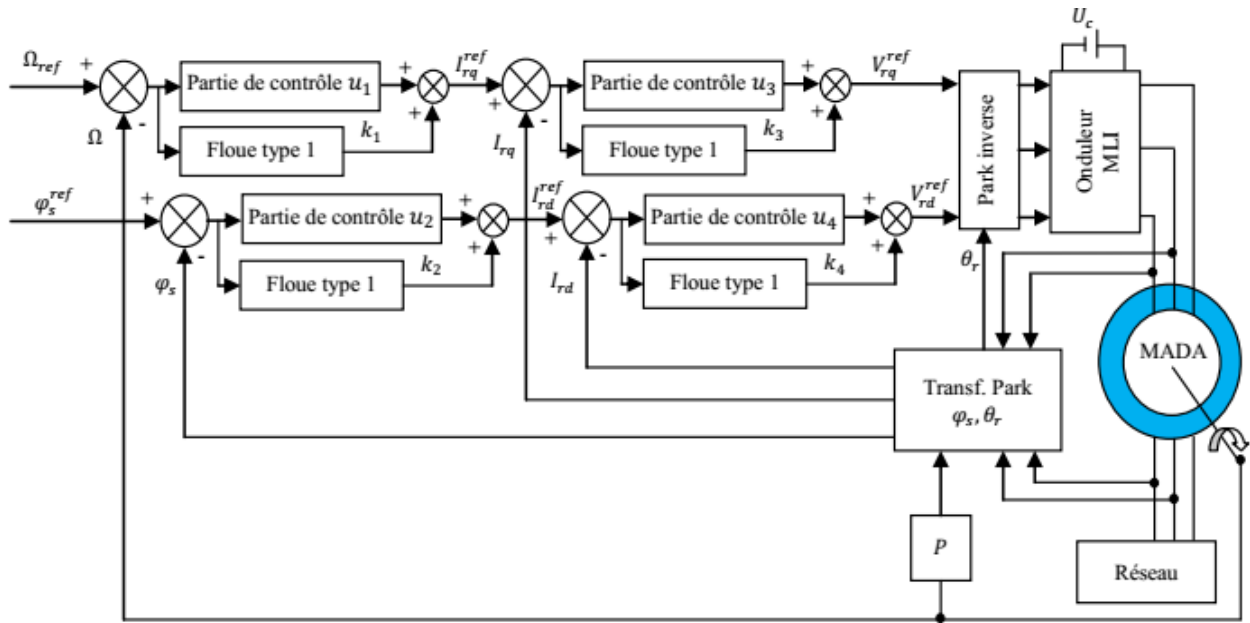
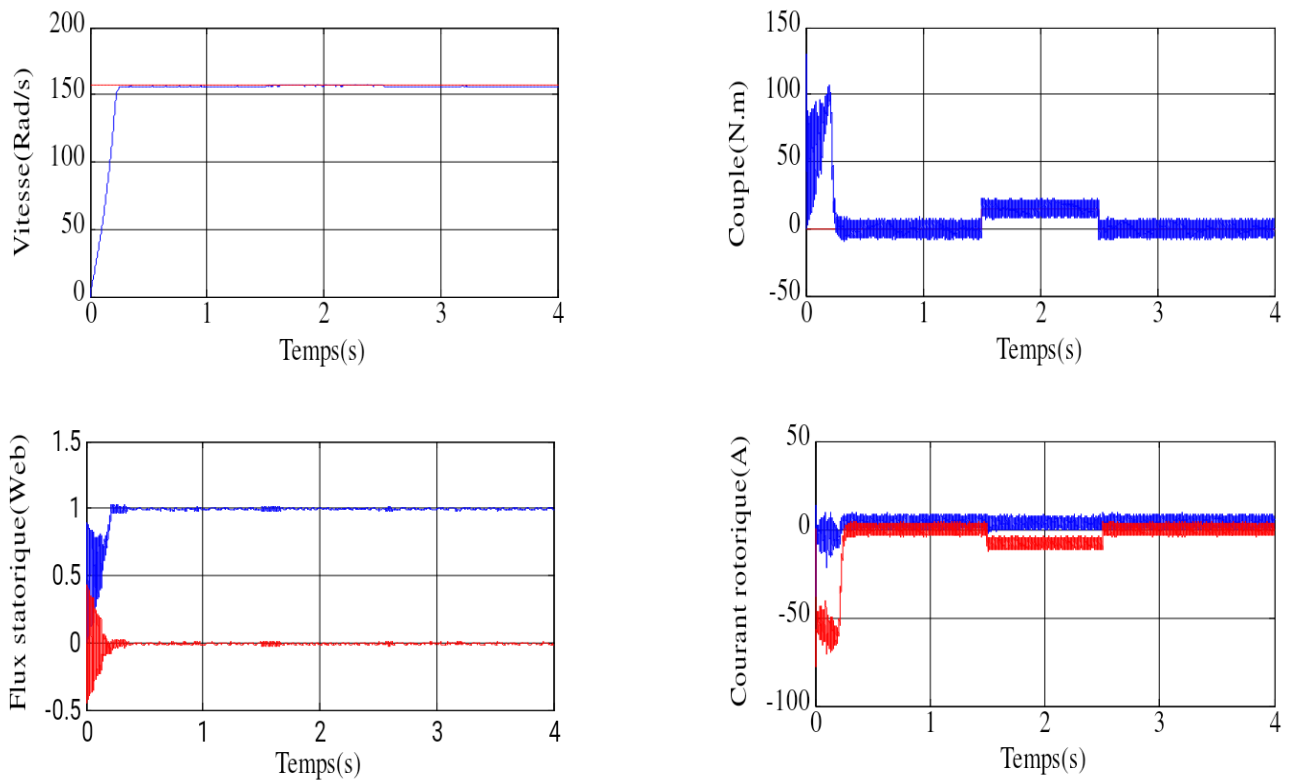


Figure (III.11) : Schéma fonctionnel de la commande hybride backstepping-floue de la MADA.

III.8. Résultats de simulation :

III.8.1. Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge:

La figure (III.12) illustre le comportement de la MADA en charge après un démarrage à vide. A l'instant $t = 1.5s$, on applique une charge de valeur $C_r = 15N.m$. Vu les résultats obtenus, on remarque que le couple répond rapidement pour compenser la charge avec une influence négligeable sur la vitesse. Le flux reste toujours constant ce qui explique le découplage entre le flux et le couple.



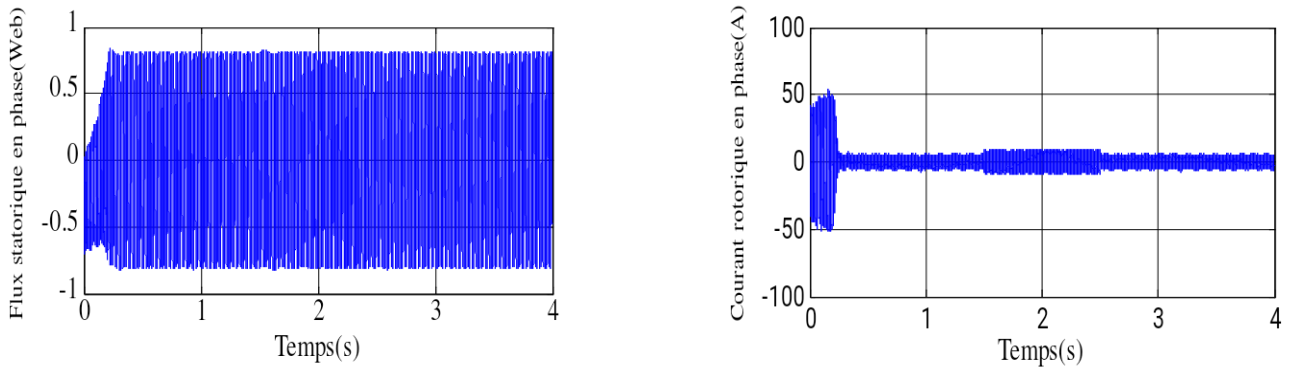


Figure (III.12) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

III.8.2.Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse:

La figure (III.13) représente l'évolution des caractéristiques du MADA lors de la variation le sens de rotation. A l'instant $t = 1.5s$ on inverse le sens de rotation de la machine de $(-157rad/s)$ et à l'instant $t = 2.5s$, la machine tourne à une faible vitesse de $50 rad/s$. on constate d'après les résultats l'efficacité de la commande appliquée.

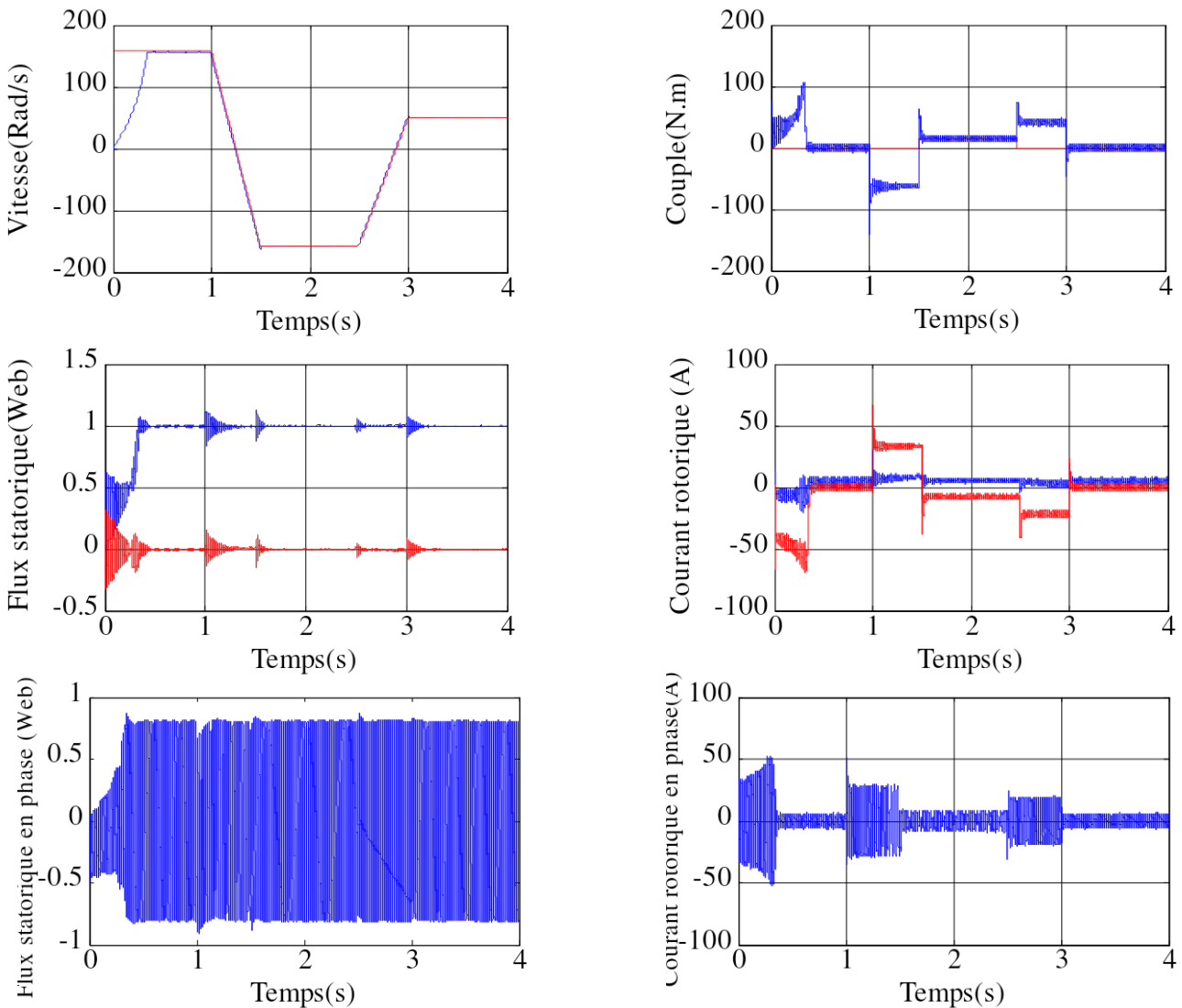


Figure (III.13) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

III.8.3. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique:

Dans cet essai, on a fait augmenter la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale entre les instants $t=1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (III.14). La variation de R_r n'influe pas sur la vitesse et le flux, le découplage est toujours maintenu.

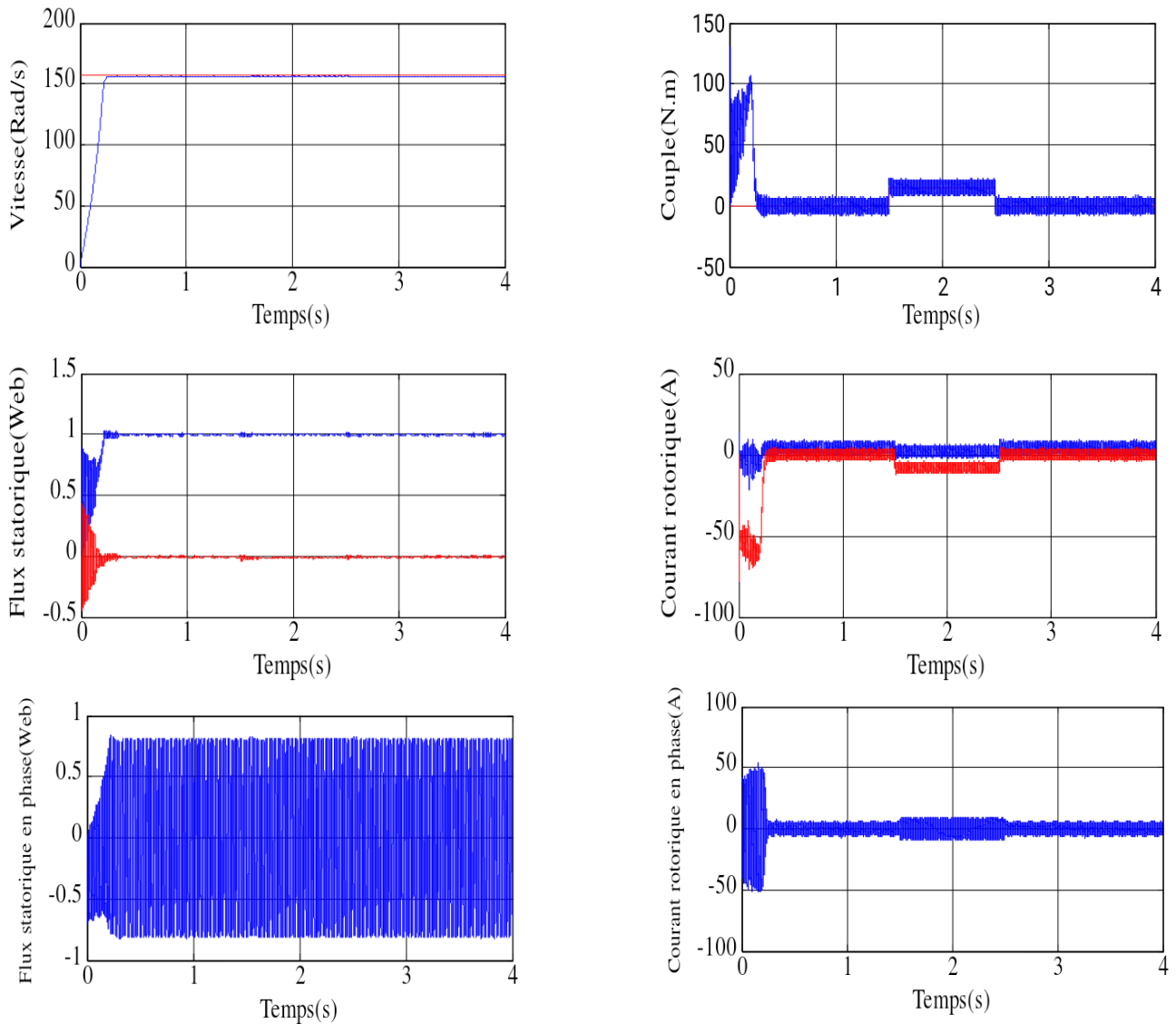


Figure (III.14) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

III.8.4. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique:

La figure (III.15) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple et du flux statorique pour une augmentation de la résistance statorique de +100% de sa valeur nominale. La variation de R_s ne présente aucune influence sur toutes les réponses de la machine.

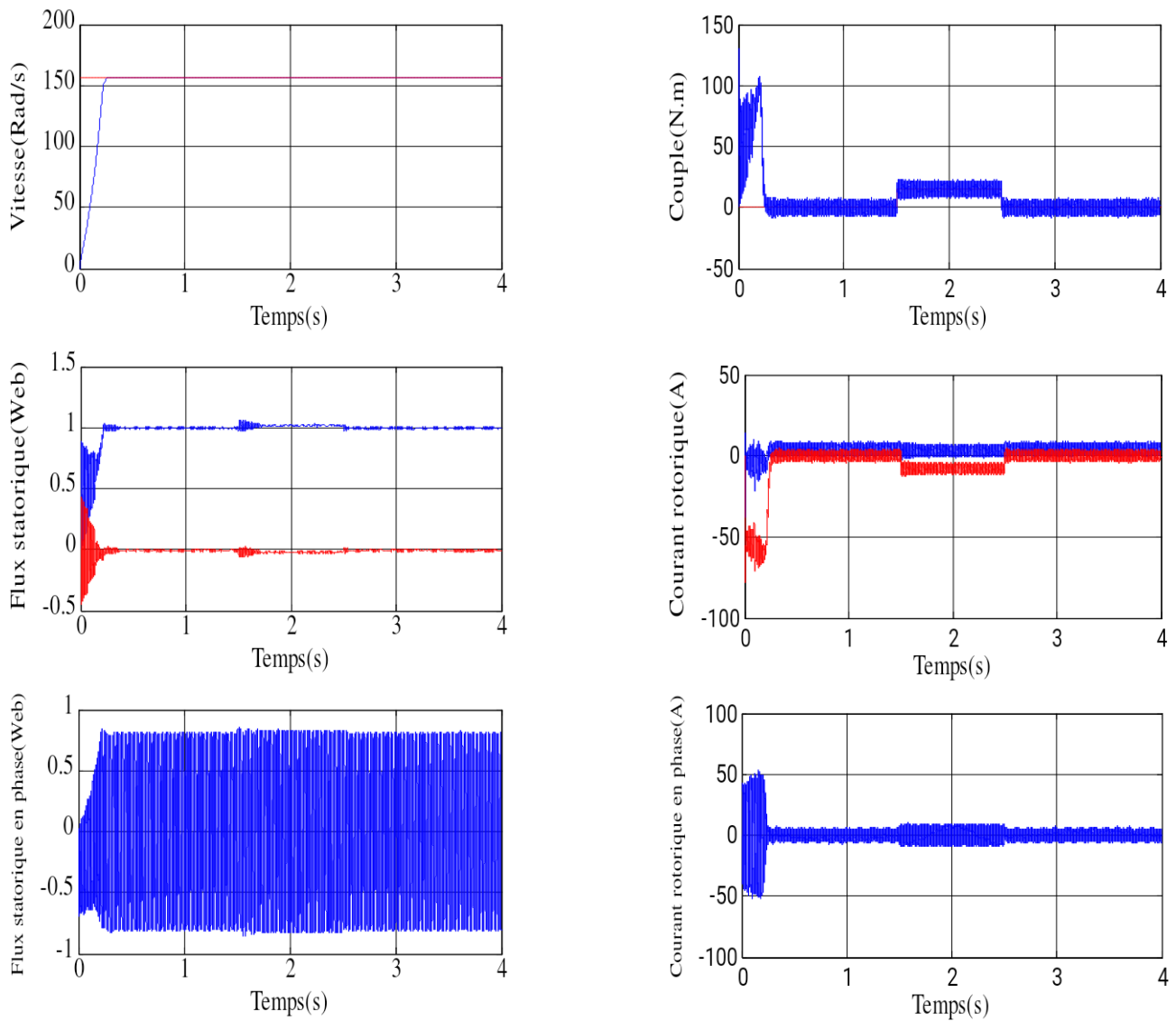


Figure (III.15) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique

III.9. Etude comparative:

Pour examiner la différence entre les deux lois de commande développées et synthétisées de la machine asynchrone à double alimentation dans ce document, nous allons présenter une étude comparative entre ses deux techniques. Cette étude a été reprise dans les mêmes conditions.

Le but de ce parti est de réaliser une comparaison entre la commande par backstepping et backstepping-floue qui nous avons présentées précédemment. Cette comparaison est réalisée à partir d'une série de tests qui nous avons appliqué durant les fonctionnements transitoire et permanent du système. Les résultats présentés dans le tableau ci-dessus:

	Critère	Commande backstepping	Commande backstepping-floue
Application une charge et variation de R_r	IAE_{Ω}	35.4571	23.2665
	ISE_{Ω}	3.9915×10^3	2.3534×10^3
	IAE_{φ}	0.2083	0.1090
	ISE_{φ}	0.1139	0.0442

L'objectif de cette partie est la comparaison des différentes lois de commandes synthétisées pour mettre en évidence les performances de chaque commande en termes de l'erreur quadratique et la valeur absolue de l'erreur. Les valeurs de ISE et de IAE sont calculées dans l'intervalle [0s 4s].

Les résultats présentés dans le tableau en-dessus montrent bien que la commande backstepping-floue type 1 à base de la commande backstepping est la plus performante du point de vue minimisation du critère énergétique ISE ($ISE_{\varphi} = 2.3534 \times 10^3$ pour la variation de la résistance rotorique).

Le second critère, la valeur absolue de l'erreur, on remarque que c'est la commande backstepping-floue type 1 qui donne les valeurs les plus faibles de IAE ($IAE_{\Omega} = 23.2665$ pour la variation de Rr).

III.9. Conclusion

Ce chapitre propose une procédure systématique pour construire les surfaces de glissement. Cette procédure est la technique dite du backstepping qui permet d'obtenir de façon constructive une loi de commande qui assure la stabilité du système en boucle fermée via une fonction de Lyapunov. Après avoir introduit la technique du backstepping sur un système de second et troisième ordre, on construit par étape une fonction de Lyapunov mettant en jeu des commandes virtuelles, fonctions de l'état. De proche en proche, cette technique permet ainsi, de calculer la véritable commande répondant aux objectifs. Cette technique est appliquée à la construction d'une loi de commande via la construction systématique de la surface de glissement. Cette loi de commande à commutation ramène les états de la machine asynchrone à double alimentation vers les surfaces de glissement, attractives et invariantes.

Les résultats de simulation obtenus montrent l'applicabilité de cette technique. Cette méthode est ensuite appliquée à la construction d'une loi de commande hybride avec la technique de l'intelligence artificielle la logique floue pour la MADA. Dans ce cas, on détermine les gains de la commande via la logique floue. Ce chapitre montre l'apport du backstepping-floue dans le cadre de la commande de la machine asynchrone à double alimentation.

Finalement, une comparaison générale entre toutes les commandes appliquées sur la MADA dans cette thèse, où nous avons utilisé trois approches fondamentales : qualitative, robustesse et quantitative. Les résultats obtenus montrent bien la supériorité des régulateurs flous par rapport à tous les autres régulateurs du point de vue l'insensibilité aux variations paramétriques et les bonnes performances dynamiques.

Conclusion Générale

Les systèmes industriels qui requièrent une structure de commande, ont souvent un comportement significativement non linéaire. La linéarisation autour d'un point de fonctionnement est souvent inadaptée pour les besoins de la commande, par conséquent il est important de développer des méthodes de commande pour les systèmes non linéaires qui permis de généraliser de nombreux concepts fondamentaux jusqu'alors réservés aux systèmes linéaires qu'aux systèmes non linéaires.

L'objectif principal de ce mémoire est de réaliser la technique par backstepping et la logique floue type 1, présentent toutes les types de commande précédentes par les résultats de simulation numérique en utilisant l'environnement SIMULINK du logiciel MATLAB.

Le premier chapitre de ce travail a été consacré à la présentation d'une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine, on a présenté la modélisation de la MADA à partir des équations mathématiques dans le repère diphasé en utilisant la transformation de Park, tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'effet de l'application de la charge.

Dans le deuxième chapitre, on a appliqué la technique de commande par backstepping basée sur la théorie de l'orientation du flux statorique à la commande de la machine asynchrone à double alimentation. Cette commande élimine l'utilisation des régulateurs en les remplaçant par des fonctions de Lyapunov qui doivent être vérifiées en tout moment. Des tests de robustesse vis-à-vis des variations de la charge et la vitesse ont montré la qualité de ce type de contrôle.

Dans le chapitre trois, nous avons présenté une nouvelle commande robuste basée sur la logique floue type-1. Les résultats de simulation ont montré que la combinaison entre la technique par backstepping et la logique floue type 1 a permis d'aboutir à plusieurs avantages : des performances remarquables et une réduction sensible des fluctuations des grandeurs de sortie de la MADA.

Cependant, la conception de nouvelles méthodes de commandes robustes reste un sujet ouvert pour obtenir de très bonnes performances. En définitive, on propose quelques perspectives à notre travail, qui se traduisent par :

- Appliquer la commande par backstepping pour d'autres systèmes non linéaires et comparer les résultats.
- Etude comparative de la commande du backstepping de la MADA avec d'autres commandes utilisées auparavant.
- L'introduction des observateurs pour remplacer les capteurs.

Bibliographie

- [01] F. Boumaraf, "Commande Intelligente d'une Association Convertisseur Statique Machine Asynchrone à Double Alimentation," Thèse de magister de l'université de Batna 2009
- [02] S. Drid, "Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation : Théorie & Expérimentation," Thèse de doctorat de l'université de Batna Novembre 2005.
- [03] E. Merabet, "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile," Thèse de magister de l'université de Batna, 2008.
- [04] Y. Elbia, "Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté," Thèse de magister de l'université de Batna, 2009.
- [05] A. Chaiba, "Commande par logique floue de la machine asynchrone à double alimentation en tension," Thèse de magister de l'université de Batna, 2004.
- [06] M. Krstic, I. Kanellakopoulos & P. V. Kokotovic, "Nonlinear and adaptive control design", John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [07] P. V. Kokotović, "The joy of feedback: nonlinear and adaptive", IEEE Control systems Magazine, vol. 12, no. 3, pp. 7-17, 1992.
- [08] S. Chaouch, A. Herizi, H. Serrai & M. Nait said, "Lyapunov and Backstepping Control Design of induction Motor System", 4th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SDD 07), Hammamet, Tunisie, 2007.
- [09] M. El Azzaoui, H. Mahmoudi & C. Ed-dahmani, "Backstepping control of a Doubly Fed Induction Generator integrated to wind power system", International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT), Tangier, Morocco, 2016.
- [10] M. Pinard, "La commande électronique des machines", Dunod, Paris, 2013.
- [11] P.E. Vidal, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 2004.
- [12] K. Loukal, "Commande robuste des machines asynchrones à double alimentation à base des systèmes flous type deux", Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, Algérie, 2017.
- [13] M. Ruviaro, F. Runcos, N. Sadowski & I. M. Borges, "Analysis and test results of a brushless doubly fed induction machine with rotary transformer", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 6, pp. 2670-2677, 2012.
- [14] G. Abad, J. López, M. A. Rodríguez, L. Marroyo & G. Iwanski, "Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation", First edition, Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2011.
- [15] R. Rouabhi, "Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2016.
- [16] Salloum, G. (2007). *Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation* (Doctoral dissertation, Toulouse, INPT).
- [17] Guy ,S, Francis NOTELET, « *Electrotechnique industrielle* ». Edition Lavoisier,2006.
- [18] El Mahdi, A. S. A. (2010). *Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation*.
- [19] Houaria, A. (2011). *Commande par mode de glissement d'une machine asynchrone à double alimentation* (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d'Oran).
- [20] G. Grellet & G. Clerc, "Actionneurs Electriques: Principes, Modèles, commande", Edition Eyrolles, 1999.
- [21] El Mahdi, A. S. A. (2010). *Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation*.
- [22] M. Bouharkat, "Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique," Thèse de doctorat de l'université de Batna, 2006.
- [23] G. Seguiet, « *Convertisseurs De l'Electronique De Puissance: La Conversion Alternative- Continue* », vol.1, 3^{ème} éditions, Technique et Documentation Lavoisier, Paris,2006.
- [24] A. Meroufel, « *Contrôle De La Machine Asynchrone* »,Polycopie De Cours, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.

- [25] DJ. Khodja, « commande des convertisseurs électromécaniques », Polycopie De Cours, Master1 ,ISE ,Université de M'sila , Algérie, 2012.
- [26] Z. Boudjemaa, « Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou » , Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Ecole Normale Supérieure De L'enseignement Technologique D'Oran , Algérie, 2009.
- [27] A. R. Benaskeur, "Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires", Thèse de doctorat (Ph.D), Université de Laval, Québec, Canada, 2000.
- [28] M. Krstic & A. Smyshlyaev, "Boundary control of PDEs : a course on backstepping designs", Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, 2008.
- [29] I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic & A. S. Morse, "Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 36, no. 11, pp. 1241-1253, 1991.
- [30] A. Feurer & A. S. Morse, "Adaptive control of single-input, single-output linear systems", IEEE Conference on Decision and Control including the 16th Symposium on Adaptive Processes and A Special Symposium on Fuzzy Set Theory and Applications, New Orleans, LA, USA, pp. 1030-1035, 1977.
- [31] J. Tsinias, "Sufficient Lyapunov-like conditions for stabilization", Mathematics of Control, Signals and Systems,
- [32] P. V. Kokotovic & H. J. Sussmann, "A positive real condition for global stabilization of nonlinear systems", Systems & Control Letters, vol. 13, no. 2, pp. 125-133, 1989.
- [33] M. Elkhailil, "Modélisation, Observation et Commande : Une approche multimodèle", Thèse de Doctorat, Université de Caen Basse-Normandie, France, et Université de Gabès, Tunisie, 2011.
- [34] A. Herizi et H. Serrai, « COMMANDE DES SYSTEMES NON LINEAIRES PARBACKSTEPPING Application à la machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur d'état. Université de m'sila, 2006.
- [35] A. Benchaib, "Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes, Amiens, 1998.
- [36] M. Ghanes, A. Glumineau & J. Deleon, "Backstepping Observer validation for sensorless induction motor on low frequencies Benchmark", IEEE International conference on industrial Technology, vol. 3, pp. 1368-1373, Hammamet, Tunisia, 2004.
- [37] H. Tan & J. Chang, "Adaptative backstepping control of induction motor with uncertainties", Proceedings of the American control conference, San diego, California, vol. 1, pp. 1-5, 1999.
- [38] Y. Bekakra, "Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra, Algérie, 2014.
- [39] K. Chafaa, "Structures d'identification et de commande des systèmes non linéaires basées sur les techniques floues", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2006.
- [40] Y. Mihoub, "Commande floue adaptative de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université des sciences et de technologie Mohamed Boudiaf, Oran, Algérie, 2012.
- [41] A. M. Joseph, "La logique floue et ses applications industrielles", Quaderni, Intelligence artificielle et entreprise: l'entreprise intelligente, no. 25, pp. 75-86, 1995.
- [42] K. Kouzi, "Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine à induction sans transducteur rotatif", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2008.
- [43] Z. Li, "Fuzzy Chaotic Systems: Modeling, Control and Applications", Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York, 2006.
- [44] S. Bourdim, "Contribution au diagnostic des générateurs utilisés dans les systèmes éoliens", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2015.
- [45] L. Zadeh, "The fuzzy systems handbook: A practitioner's guide to building, using, and maintaining fuzzy systems", Earl Cox, Academic Press, Inc., New York, 1994.
- [46] J. Galindo, A. Urrutia & M. Piattini, "Fuzzy databases: modeling, design and implementation", Idea Group Inc., 2006.
- [47] N. Talbi, "Conception des systèmes d'inférence floue par des approches hybrides: Application pour la commande et la modélisation des systèmes non linéaires", Thèse de doctorat, Université des Frères

- Mentouri, Constantine, Algérie, 2014.
- [48] S. Mokeddem, "Contrôle flou des processus biotechnologiques à base d'algorithmes génétiques". Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas, Setif, Algérie, 2010.
- [49] H. Bühler, "Réglage par logique floue", Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 1994.
- [50] S. Chekkal, N. Aouzellag Lahaçani, D. Aouzellag & K. Ghedamsi, "Fuzzy logic control strategy of wind generator based on the dual-stator induction generator", *Electrical Power and Energy Systems*, vol. 59, pp. 166-175, 2014.
- [51] A. Bouguerra, "Commande tolérante aux défauts d'un appareil à vol vertical", Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, Algérie, 2015
- [52] L. Barazane, P. Sicard & R. Ouiguini, "Cascade fuzzy variable structure control of induction motor based on the approach of fuzzy modelling of Ben-Ghalia", *International Journal of Systems Science*, vol. 40, no. 3, pp. 309-326, 2009.
- [53] A. Herizi, A. Bouguerra, S. Zeglache & R. Rouabhi, "Backstepping control of a doubly-fed induction machine based on fuzzy controller", *European Journal of Electrical Engineering*, vol. 20, no. 5-6, pp. 645-657, 2018.
- [54] A. Aissaoui, M. Abid, H. Abid, A. Tahour & A. Zeblah, "A Fuzzy Logic Controller for Synchronous Machine", *Journal of Electrical Engineering*, vol. 58, no. 5, pp. 285-290, 2007.
- [55] D. Ben Attous and Y. Bekakra, "Speed Control of a Doubly Fed Induction Motor using Fuzzy Logic Techniques", *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, vol. 2, no. 3, pp. 179-191, 2010.
- [56] A. Herizi, "Amélioration des performances de la commande non linéaire robuste d'un moteur asynchrone à double alimentation (MADA)", Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila 2021.

Annexes

ANNEXE A

TRANSFORMATION DE PARK

La transformation qui permet le passage de système triphasé équilibré au système biphasé c'est bien la transformation de PARK. Elle consiste à exprimer (U, V) en fonction de (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) . D'après la figure (II.3) on obtient :

$$\begin{cases} U = \cos(\theta_a)V_{sa} + \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right)V_{sb} + \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right)V_{sc} \\ V = -\sin(\theta_a)V_{sa} - \sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right)V_{sb} - \sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right)V_{sc} \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

Donc :

$$[P(\theta_a)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

La matrice de passage inverse est décrite par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) \\ \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Pour un repère lié au stator ($\theta_a = 0$) avec la composante homopolaire nulle, on obtient :

$$[P] = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Avec :

$K = \frac{2}{3}$: Pour conserver les amplitudes.

$K = \sqrt{\frac{2}{3}}$: Pour conserver la puissance.

Nous avons utilisé $K = \frac{2}{3}$ pour conserver la puissance, alors $[P]$ devient :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

L'application de la transformation de PARK au système triphasé donne :

A.1 Les tensions

$$[V_{sabc}] = R_s [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \quad (\text{A.6})$$

$$[P(\theta_a)][V_{suv}] = R_s [P(\theta_a)][I_{suv}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta_a)][\varphi_{suv}]) \quad (\text{A.7})$$

$$[V_{suv}] = R_s [I_{suv}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{suv}] + \frac{d[P(\theta_a)]}{dt} [P(\theta_a)]^{-1} [\varphi_{suv}] \quad (\text{A.8})$$

Après le remplacement dans l'équation (A.8) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

A.2 Les flux

Pour le stator :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (\text{A.11})$$

$$[\varphi_{suv}] = [P(\theta_a)][L_s][I_{sabc}] + [P(\theta_a)][M_{sr}][I_{rabc}] \quad (\text{A.12})$$

$$[\varphi_{su}] = [P(\theta_a)][L_s][P(\theta_a)]^{-1}[I_{su}] + [P(\theta_a)][M_{sr}][P(\theta_a)]^{-1}[I_{ru}] \quad (\text{A.13})$$

Pour le rotor :

$$[\varphi_{ruv}] = [P(\theta_a)][M_{rs}][I_{sabc}] + [P(\theta_a)][L_r][I_{rabc}] \quad (\text{A.14})$$

$$[\varphi_{rv}] = [P(\theta_a)][M_{rs}][P(\theta_a)]^{-1}[I_{su}] + [P(\theta_a)][L_r][P(\theta_a)]^{-1}[I_{ru}] \quad (\text{A.15})$$

La forme matricielle sera donnée par :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \\ \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & \frac{3}{2}M_0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & \frac{3}{2}M_0 \\ \frac{3}{2}M_0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_0 & 0 & l_r - M_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \\ I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

On pose :

$$L_s = l_s - M_s, L_r = l_r - M_r, M = \frac{3}{2}M_0$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \\ \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \\ I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

On peut écrire l'équation (A.17) sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{ru} \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sv} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sv} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{A.19})$$

ANNEXE B

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

B.1 Paramètres nominaux

$$P_n = 4 \text{ KW}$$

$$v/U = 220/380V - 50Hz$$

$$i/I = 15/8.6A$$

$$\Omega_n = 1440 \text{ tr/min}$$

$$P = 2$$

Puissance nominale.

Tension nominale.

Courant nominale.

Vitesse nominale.

Nombre de paires de pôles.

B.2 Paramètres électriques

$$R_s = 1.2 \Omega$$

$$R_r = 1.8 \Omega$$

$$L_s = 0.1554 \text{ H}$$

$$L_r = 0.1568 \text{ H}$$

$$M = 0.15 \text{ H}$$

Résistance du stator.

Résistance du rotor.

Inductance du stator.

Inductance du rotor.

Inductance Mutuelle.

B.3 Paramètres mécaniques

$$J = 0.2 \text{ Kg. m}^2$$

$$f = 0.001 \text{ N.m.s/rd}$$

Moment d'inertie.

Coefficient de frottement.

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme Master Académique en ELECTROMECHANIQUE

Thème:

Commande hybride backstepping-floue de la machine asynchrone à double alimentation

Par: BOUDJELLAL Djamel eddine

Résumé:

Le sujet de ce travail portait sur une idée principale représentée dans la recherche d'une commande non linéaire robuste pour la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par l'utilisant des techniques intelligences (logique floue type 1) afin d'améliorer les performances de cette commande (réduction des oscillations, entraînement des charges à vitesse variable,...) et surmonter les problèmes affectant le contrôle des moteurs électriques cette mémoire présente les techniques de contrôle du moteur asynchrone à double alimentation (MADA).

Des simulations sont effectuées pour valider chaque commande. Enfin, une étude comparative entre les deux différents type de commande, ou sont affichés les résultats la technique de logique floue type 1 montré de meilleures performances par rapport à la technique de contrôle du backstepping. ceci est fait en améliorant le temps de réponse, la dérivation et en réduisant les ondulations de flux et le couple électromagnétique.

Mots clés:

Machine asynchrone à double alimentation (MADA), backstepping, logique floue type 1

Abstract:

The subject of this work focuses on a main idea represented in the search for a robust nonlinear control for the doubly-fed induction machine (DFIM) by using intelligent techniques (fuzzy logic type 1) in order to improve performance. Of this command (reduction of oscillations, driver of loads at variable speed,...) and to overcome the problems affecting the control of electric motors this memory presents the technique of DFIM.

Simulations are carried out to validate each order. Finally, a comparative study between the two different types of order or are displayed the results the fuzzy logic type 1 technique showed better performances compared to the backstepping control technique. Done by improving response time bypass and reducing flux ripples and electromagnetic torque.

Keywords:

Doubly-fed induction machine (DFIM), Modeling, backstepping, fuzzy logic type 1.

ملخص:

يركز موضوع هذا العمل على فكرة رئيسية تتمثل في البحث عن تحكم غير خطي قوي لماكنة لاتزامنية ثنائية التغذية (MADA) باستخدام تقنيات ذكية (المنطق الضبابي النوع 1) من أجل تحسين أداء هذا الأمر (تخفيض التذبذبات , دفع الأحمال بسرعات مختلفة, ...) ولتغلب على هذه المشاكل تقدم هذه المذكرة تقنيات التحكم الذكي اللاتزامني ثنائي التغذية. نقوم بإجراء عمليات المحاكاة لكل تقنية, في الأخير نعمل على القيام بمقارنة بين التقنيتين. النتائج تظهر أن تقنية المنطق الضبابي النوع 1 أعطت أداء أفضل مقارنة مع تقنية التحكم بالباكستيبينغ, وذلك من خلال تحسين زمن الإستجابة, والتجاوز, وكذا التقليل من تموجات التدفق والعزم الكهرومغناطيسي.

الكلمات المفتاحية:

ماكنة لاتزامنية ثنائية التغذية, النمذجة, الخطوة الخلفية, نوع المنطق الضبابي 1.