

FACULTE : TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE
N°D'ORDRE / ELT



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
SPECIALITE : COMMANDES ELECTRIQUES

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME DE MASTER

Présenté par

AHMED ABD ELMALEK Oussama

BOUDINA Ibrahim

Intitulé

**Commande vectorielle de la machine
asynchrone double alimentation
basée sur la logique floue**

Soutenue le ... / 06 / 2021 devant le jury composé de :

Dr. Abderrahim Zemmit	Université Mohamed Boudiaf -M'SILA	Président
Dr. BELHAMDI Saad	Université Mohamed Boudiaf -M'SILA	Encadreur
Dr. HELLALI lallouani	Université Mohamed Boudiaf -M'SILA	Co-Encadreur
Dr. Loukal Keltoum	Université Mohamed Boudiaf - M'SILA	Examineur

Année universitaire : 2020 / 2021

Remerciements

Nous tenons à remercier le dieu de nous avoir donné la patience de terminer ce travail.

*Au terme de cette étude, nous souhaitons remercier chaleureusement notre encadrant de mémoire **Dr. BELHAMDI SAAD et Dr. HELLALI LALLOUANI** pour leur suivi et ses encouragements, ses orientations et ses précieux conseils.*

Nous remercions également tous les professeurs et les enseignants du département génie électrique pour leurs conseils constructifs et encouragements qui ont été à la fois un complément et supplément indispensable dans notre projet de fin d'étude.

Enfin, nous exprimons nos reconnaissances à tous les membres de jury d'avoir acceptés de lire ce manuscrit et d'apporter les critiques nécessaires à la mise en forme finale de ce travail.

Dédicaces

اللهم إن هذا بعض ما علمتني فهو منك وإليك، والصلاة والسلام على سيد الخلق رسول الله

صلى الله عليه وسلم

قال الله تعالى: «وَاخْفِضْ لَهُمَا جَنَاحَ الذُّلِّ مِنَ الرَّحْمَةِ وَقُلْ رَبِّي ارْحَمْهُمَا كَمَا رَبَّيَانِي

صَغِيرًا.»

أهدي ثمرة عملي وجهدي إلى: نور قلبي وقرّة عيني إلى القلب الدافق حنانا والصدر العامر
أمانا، إلى أول كلمة نطق بها لساني، إلى من تمدني بالقوة وتبعث فيا الأمل فأبتسم وأنا في عز
البكاء، أُمّي الغالية حفظها الله وأطال في عمرها
إلى قدوتي في الحياة الذي علمني معنى الصمود
إلى من يجعلني أحب الخير للغير لأكون في قمة الهناء
إلى الذي سال عرقه طويلا ولا يزال أيضا من اجل تعليمي وتربيتي، وكان لي السند القوي الذي
ارتكز عليه واحتميت به أبي العزيز والغالي حفظه الله وأطال في عمره
إلى الشموع التي تنير طريقي إخواني وأخواتي حفظهم الله من كل بلاء
إلى من شاركني عناء انجاز هذه المذكرة
إلى أساتذتي الكرام
إلى كل الأصدقاء والأحباب من دون استثناء
إلى كل من نسيهم قلبي ويذكرهم قلبي

BOUDINA Ibrahim

Dédicaces

الحمد لله الذي وفقنا لهذا ولم نكن لنصل إليه لولا فضل الله علينا

أما بعد

فإلى من نزلت في حقهم الآيتين الكريمتين

أهدي هذا العمل المتواضع إلى أمي وأبي العزيزين حفظهما الله لي اللذان سهرا وتعبا على

تعلمي في إتمام هذا العمل من قريب أو من بعيد

وإلى أفراد أسرتي سندي في الدنيا ولا أحصي لهم فضل

إلى إخوتي وأخواتي حفظهم الله من كل بلاء

إلى كل الأقارب

إلى كل الأصدقاء والأحباب من دون استثناء

وفي الأخير أرجو من الله أن يجعل عملي هذا نفعا يستفيد منه جميع

طلبة العلم.

AHMED ABD ELMALEK

Oussama

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

**CHAPITRE I: ETUDE ET MODELISATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTATION**

I.1 Introduction.....	3
I.2 Description De La Machine Asynchrone A Double Alimentation.....	3
I.3 Principe de Fonctionnement de la MADA.....	4
I.3.1 Stationnaire ($g=1$).....	5
I.3.2 Hypo-Synchrone ($0 < g < 1$).....	5
I.3.3 Synchrone ($g = 0$).....	5
I.3.4 Hyper-Synchrone ($g < 0$).....	5
I.4 Avantages et les Inconvénients d'uneMADA.....	7
I.5 Modélisation de la Machine Asynchrone Double Alimentation.....	7
I.5.1 Hypothèse Simplifiées.....	8
I.5.2 Model de la MADA dans le Repère ABC.....	8
I.5.2.1 Equation Electriques.....	8
I.5.2.2 Equation Magnétique.....	9
I.5.2.3 Equation Mécanique.....	9
I.5.3 Modelé de la MADA dans le Plans (dq).....	10
I.5.3.1 Application de la Transformation de Park.....	10
I.5.4 Mise Sous la Forme D'équation D'état.....	11
I.6 Résultats de Simulation de la MADA.....	12
I.6.1 Rotor en Court-Circuit ($V_r=0$ V.=0 Hz, $C_r=10$ N.m à $t=2$ Sec).....	13
I.6.2 Mode Hypo-Synchrone ($V_r= 9$ V. $f_r=3$ Hz, $C_r=10$ N.m At= 2 Sec).....	15
I.6.3 Régime hyper-Synchrone ($V_r =9$ V ; $f_r=3f_n=9$ Hz, $C_r=10$ N.m à $t=2$ Sec).....	17

I.7 Alimentation de la MADA.....	19
I.7.1 Modélisation de l'onduleur de tension	19
I.7.2 Commande par modulation sinus-triangle	20
I.8 Simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI	22
I.9 Conclusion.....	26

CHAPITRE II: COMMANDE VECTORIELLE DIRECT APPLIQUEE A LA MADA

II.1 Introduction.....	28
II.2 Commande vectorielle du MADA.....	28
II.2.1 Principe de la commande vectorielle	29
II.2.2 Procède d'orientation du flux	30
II.3 Méthodes de la commande vectorielle	30
II.3.1 Commande vectorielle directe	30
II.3.2 Commande vectorielle indirecte	30
II.4 Commande vectorielle par orientation du flux statorique	31
II.5 Structure de la commande vectorielle directe appliquée à la MADA	34
II.5.1 Principe du découplage par compensation	34
II.5.2 Estimation du flux statorique.....	35
II.5.3 Calcul des régulateurs.....	35
II.5.3.1 Les régulateurs des courants rotoriques	35
II.5.3.2 Régulateur du flux statorique	38
II.5.3.3 Régulation de vitesse	39
II.6 Résultats de simulation avec application de la commande.....	40
II.6.1 Test de la variation de la charge	40
II.6.2 Test de la variation de la vitesse.....	42

II.6.3 Variation de la résistance statorique.....	43
II.7 Conclusion.....	44

CHAPITRE III: COMMANDE VECTORIELLE FLOUE APPLIQUE A LA MADA

III.1 Introduction.....	45
III.2 Principe de la logique floue	45
III.3 Domaines d'application	46
III.4 Commande par la logique floue de la MADA.....	46
III.4.1 Notions fondamentales de la logique floue.....	46
III.4.2 Structure d'une commande a logique floue.....	51
III.4.3 Application de la commande par la logique floue à la MADA.....	53
III.4.3.1 Structure de base d'un contrôleur flou de courant.....	55
III.5 Résultats de simulation du système.....	57
III.5.1 Test de l variation de la charge	57
III.5.2 Test de la variation de la vitesse.....	59
III.5.3 Variation de la résistance statorique.....	60
III.5.3 Etude Comparative.....	61
III.6 Conclusion	64
Conclusion générale.....	65

Références

Annexe

Résumé

LISTE DES FIGURES

Figure I.1: Stator.....	4
Figure I.2: Rotor bobiné.....	4
Figure I.3: Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone	6
Figure I.4: Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.....	6
Figure I.5: Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.....	6
Figure I.6: Fonctionnement en mode générateur hyper- synchrone.....	6
Figure I.7: Représentation de la MADA dans les deux repères	7
a) Représentation de la MADA dans le repère (abs);b) Représentation de la MADA dans (dq).....	
Figure I.7.b: transformation de Park.....	10
Figure I.8: schéma bloc de simulation de MADA.....	12
Figure I.9: Résultats de simulation fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en Court-circuit) avec un couple de charge (10 N.m) à t =2 sec.....	14
Figure I.10: Résultat de simulation de la MADA avec alimentation rotorique à t= 0.35s ($V_r=9$ v et $f_r=5$ Hz), (hypo-synchrone), avec un couple de charge (10 N.m) à t=2s.....	16
Figure I.11: Résultat de simulation de la MADA avec alimentation rotorique à t= 0.35s ($V_r=9$ V et $f_r=10$ Hz), (hyper-synchrone), avec un couple de charge (10 N.m) à t=2s.....	18
Figure I.12: Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	19
Figure I.13: Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.....	22
Figure I.14: Réponses du système avec $C_r=10$ N.m à t = 2sec (seul onduleur du coté rotorique), ($V= 9$ v 5Hz à t=0.35s).....	24
Figure I.15: Réponses du système avec $C_r=10$ N.m à t = 2sec (seul onduleur du coté rotorique), (9v, 10Hz à t=0.35s).....	25
Figure II.1: Schéma de principe du découplage pour le MADA par analogie avec la machine à courant continu.....	29
Figure II.2: Illustration de l'orientation du flux statorique.....	31
Figure II.3: Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.....	34
Figure II.4: Schéma de régulation de courant i_{rd}	36
Figure II.5: Schéma de régulation de courant i_{rq}	38
Figure II.6: Schéma de régulation du flux statorique.....	39
Figure II.7: Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.....	39

Figure II.8: Résultats de simulation lors de la variation de la charge.....	41
Figure II.9: Résultatsde simulation lors de la variation de la vitesse.....	42
Figure II.10: Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.....	43
Figure III.1: Comparaison d'un Logique Booléenne et d'un Logique floue.....	45
Figure III.2: Formes des fonctions d'appartenances usuelles.....	48
Figure III.3: Caractéristiques d'un ensemble flou.....	49
Figure III.4: Fonctions d'appartenances de $T(\text{erreur}) = \{NG, NP, EZ, PP, PG\}$	50
Figure III.5: Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.....	52
Figure III.6: Schéma bloc de la structure de commande flou.....	55
Figure III.7: Schéma bloc de la structure du contrôleur du type PI-flou.....	55
Figure III.8: Les fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.....	56
Figure III.9: Résultats de simulation lors de la variation de la charge.....	58
Figure III .10: Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.....	59
Figure III .11: Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.....	60
Figure III.12 Résultats de simulation de la comparaison entre la commande vectorielle et la commande vectorielle-floue.....	63

NOTATIONS ET SYMBOLES

MADA: Machine asynchrone à double alimentation.

FOC: Commande à flux orienté.

MCC: Machine à Courant Continu.

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsions.

Fmm: Force magnétomotrice.

Fem: Force électromotrice.

PARK -1: Transformation de Park inverse.

PI: Proportionnel Intégral.

RLF: Régulateur logique floue.

d, q : Indice des composantes orthogonales directs et en quadrature.

f_s, f_r : Respectivement les fréquences statorique et rotorique.

V_s : Tension appliquée au stator.

V_r : Tension appliquée au rotor.

θ_s, θ_r : Positions respectives du référentiel synchrone par rapport à l'axe.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M: Inductance cyclique mutuelle.

C_{em} : Couple électromagnétique de la machine.

C_r : Couple résistant.

J: Inertie des masses tournantes.

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

P: Nombre de paire de pôle de la MADA.

G: Glissement.

Ω_r : Vitesse mécanique.

Ω_{ref} : Vitesse de référence.

Φ_{ref} : Flux de référence.

i_{sd}, i_{sq} : Courant statorique selon l'axe d,q.

(d, q): Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.

i_{rd}, i_{rq} : Courant rotorique selon l'axe d,q.

NOTATIONS ET SYMBOLES

Φ_{sd}, Φ_{sq} :Flux statorique selon l'axe d,q.

Φ_{rd}, Φ_{rq} :Flux rotorique selon l'axe d,q.

V_{sd}, V_{sq} :Composantes de la tension statorique dans le référentiel Synchrone.

V_{rd}, V_{rq} :Composantes de la tension rotorique dans le référentiel Synchrone.

L_{ss}, L_{rr} : Matrice d'inductances statorique et rotorique.

M_{sr} :Matrice des inductances mutuelles du couplage stator/ rotor.

U, V: biphasés de Park.

$P(\theta)$: Matrice de transformation de Park.

$P(\theta)^{-1}$:Matrice de transformation de Park inverse.

K_i, K_p :Gains du régulateur PI classique.

LISTE DES TABLEAUX

Tableau III.1: Méthode usuelles de l'inférence floue.....53

Tableau III.2: Table des règles de décision pour le contrôleur des puissances.....57

Introduction générale

Introduction générale

L'énergie électrique et la conversion électromécanique représentent une des priorités les plus importantes de l'homme. Dans les pays industrialisés, 65% de l'énergie électrique est consommée par des moteurs dont la plus part sont asynchrones. Ce type de moteur est de plus en plus utilisé en industrie pour de différentes applications telles que le transport (TGV), la robotique et les véhicules. On doit aussi noter qu'ils sont en voie de remplacer les actionneurs hydrauliques et pneumatiques dans beaucoup de domaines tels que l'aérospatiale, les portes de métro, etc... [1]

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) est très populaire puisqu'elle bénéficie de certains avantages par rapport à tous les autres types à vitesse variable, son utilisation dans la chaîne de conversion électromécanique en tant que aérogénérateur ou moteur a connu une croissance spectaculaire au cours des dernières années. En effet, le convertisseur d'énergie utilisé afin de redresser-onduler les courants alternatifs du rotor a une puissance nominale fractionnaire de celle du générateur, ce qui réduit son cout par rapport aux topologies concurrentes [2].

Il ya un couplage entre le flux et le couple électromagnétique dans La machine asynchrone à double alimentation, dû au. La commande vectorielle par orientation du flux permis de résoudre le problème du découplage. Le but de cette technique est d'arriver à commander la MADA comme une machine à courant continu où il existe un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle lié au couple (le courant d'induit) [3].

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 double alimentation, 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 côté 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 [4].

L'objectif général de ce mémoire était la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation basée sur la logique floue.

Le mémoire est subdivisé à trois chapitres :

Dans le premier chapitre on a présenté une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation, ainsi qu'un bilan de ses avantages et de ses inconvénients. Notre choix s'est orienté vers une configuration utilisant un onduleur relié aux enroulements rotorique de la MADA. Nous présenterons le modèle mathématique biphasé de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) permettant l'étude que fera l'objet d'une étude de modélisation de la MADA et de son alimentation statorique et rotorique.

Le deuxième chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone à double alimentation. Dans cette partie nous abordons une méthode d'orientation du flux statorique, ceci nous permet d'obtenir un modèle de la MADA analogue à celui de la machine à courant continu. Les performances de cette commande vectorielle seront validées par des résultats de simulation seront présentés.

Le troisième chapitre a pour but de présenter les aspects théoriques de la logique floue et ses applications dans les systèmes de commande. On va aussi construire un régulateur de vitesse à base de la logique floue. La deuxième partie du chapitre est consacrée à l'étude de la robustesse de la commande. Les performances de cette méthode PI floue seront montrées par des résultats de simulation par ce régulateur flou.

Finalement une conclusion générale qui clôturera notre travail.

Chapitre I

Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone Double Alimentation

I.1 Introduction

Actuellement, en raison des progrès énormes dans l'électronique de puissance, la machine à induction à double alimentation (MADA) est devenu l'une des meilleures solutions prometteuses pour nombreuses applications grâce à ces nombreux avantages, en particulier pour conversion de l'énergie éolienne, l'application à vitesse variable, traction ferroviaire...etc. [5].

La machine asynchrone a double alimentation (MADA) est une machine asynchrone a rotor bobiné dont les enroulements statorique et rotorique sont connectées a des sources électriques, une machine triphasé à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessible, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à traversés enroulements. Ce type de machine nécessite une seule source d'alimentation alternative qui peut alimenter les deux côtés de la machine et ceci constitue un avantage principale surtout dans les domaines de l'entraînement et de la génération à vitesse variable et ou le glissement de la machine à double alimentation peut être modifié au moyen de l'association des convertisseurs de puissance du coté statorique ou rotorique ou bien les deux à la fois [7].

Dans ce chapitre, nous allons présenter description et principe de fonctionnement de la MADA, concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients, domaines d'applications et la modélisation de la machine ainsi que la modélisation du système d'alimentation. Finalement des résultats de simulations.

I.2 Description De La Machine Asynchrone A Double Alimentation

La première apparition de la machine asynchrone à double alimentation " Doubly-fed induction machine (DFIM)", date de l'année 1899 [6] ; il s'agit d'une nouvelle structure et nouveau mode d'alimentation.

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements (Figure I.1) [8].

L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulement triphasés disposés de la même manière que les enroulements statorique (rotor bobiné) [9], [3].

Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator raccordé en étoile et dont l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague et permet une

connexion externe des bobinages au rotor. Cette connexion d'alimentation externe qui permet de réaliser un contrôle des grandeurs rotoriques (Figure I.2) [10].

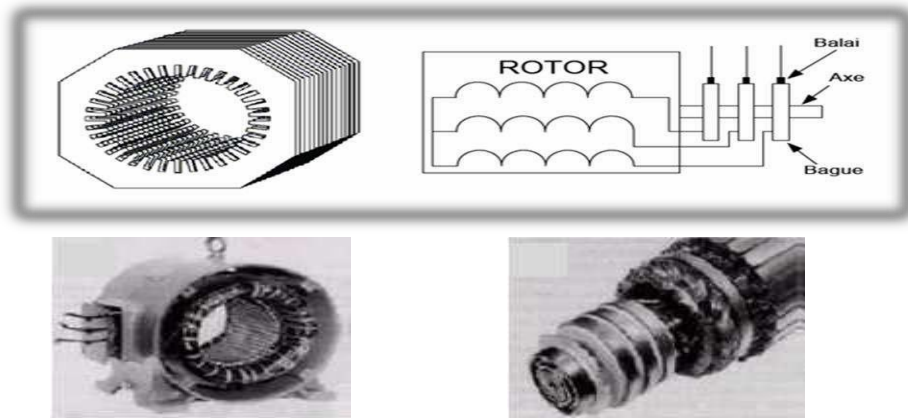


Figure I.1 Stator

Figure I.2 Rotor bobiné

I.3 Principe de Fonctionnement de la MADA

La MADA est une machine asynchrone à rotor bobiné avec l'enroulement du stator connecté directement au réseau. Le champ des enroulements statorique tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire $\omega_s = 2\pi f_s$.

Le rotor est constitué par des enroulements triphasés relié à un convertisseur de puissance bidirectionnel par un système balais-bague, qui tourne avec la vitesse ω .

Dans le cas où le nombre de pôles au stator et au rotor sont identiques, la vitesse angulaire de rotation du rotor est définie par :

$$\omega = \omega_s - \omega_r = P\Omega_m \quad (I.1)$$

Avec :

Ω_m : vitesse mécanique du rotor

ω_s et ω_r la pulsation statorique et rotorique respectivement

P : nombre de paires de pôles

Si la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de synchronisme ($\omega < \omega_s$) le champ tournant créé par les enroulements du stator tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du rotor ; c'est-à-dire que la machine fonctionne en régime hypo-synchrone, dans ce cas le signe (-) est attribué dans l'équation (I.1).

Dans le cas contraire, la vitesse étant supérieure à celle du synchronisme ($\omega_s < \omega$), les champs tournants créés par les enroulements du stator et du rotor tournent dans des sens opposés; c'est-à-dire que la machine fonctionne en régime hyper-synchrone et le signe (+) apparaît dans l'équation (I.1).

D'autre part, la relation qui relie la fréquence du stator et celle du rotor est donnée par [10]:

$$f_s = f_r + p \cdot f_m \quad (I.2)$$

Avec :

f_m : fréquence de rotation du rotor

Le glissement g est défini comme suit :

$$g = \frac{f_s}{f_r} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (I.3)$$

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

I.3.1 Stationnaire ($g=1$)

Le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s . Le circuit rotorique est siège d'une force électromotrice induite avec une fréquence f_r identique à f_s . Dans ce cas, la MADA se comporte simplement comme un transformateur.

I.3.2 Hypo-Synchrone ($0 < g < 1$)

En tournant le rotor dans la direction du flux statorique, la fréquence f_r du rotor va commencer à décroître. Plus la vitesse du rotor s'approche de celle de synchronisme, plus f_r tend vers 0, de même la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible pour une vitesse du synchronisme.

I.3.3 Synchrone ($g = 0$)

Lorsque la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse de 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, par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements rotoriques.

I.3.4 Hyper-Synchrone ($g < 0$)

Par d'avantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et la fréquence du rotor devient négative selon les équations (I.2) et (I.3). Cette valeur négative signifie que

l'ordre de succession de phase du rotor « A_r , B_r , C_r » 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.

Contrairement à la machine asynchrone classique, qui ne peut fonctionner en moteur qu'en dessous de sa vitesse de synchronisme et ne peut être en générateur qu'au-dessus de cette vitesse, dans la MADA c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper synchronisme ou en hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. On a donc quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine [11].

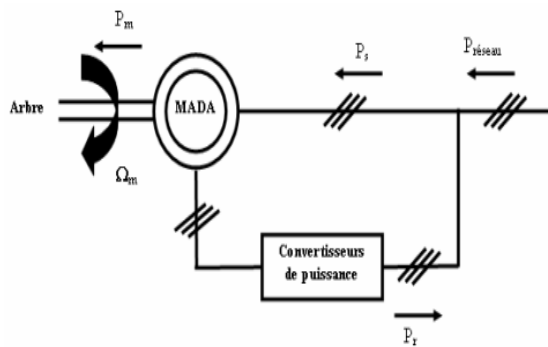


Figure I.3 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

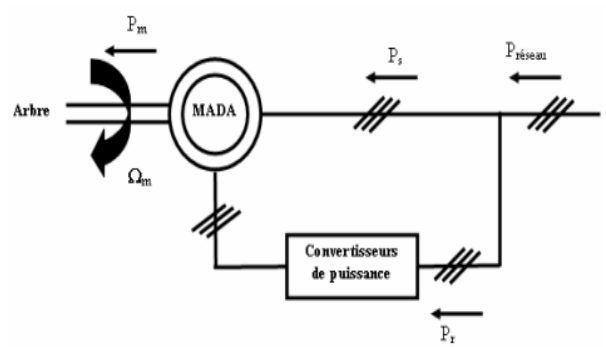


Figure I.4 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

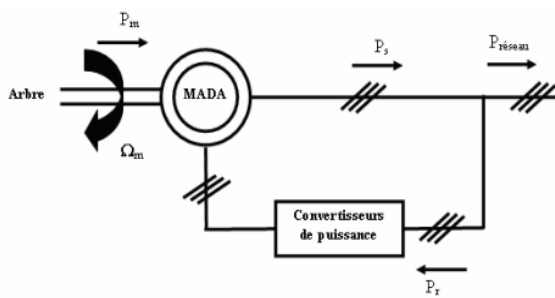


Figure I.5 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone

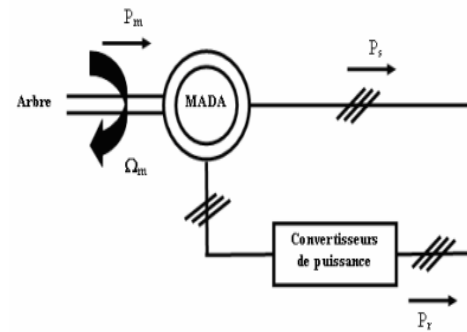


Figure I.6 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone

I.4 Avantages et les Inconvénients d'une MADA [11]

AVANTAGES	INCONVENIENTS
<ul style="list-style-type: none"> • La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique. • Les possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation, ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application • Une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines de grandes puissances. • Un fonctionnement possible à couple constant au-delà de la vitesse nominale. 	<ul style="list-style-type: none"> • La MADA est plus volumineuse que la machine à cage d'écureuil à cause du système balais-bague. • Elle nécessite une maintenance périodique.

I.5 Modélisation de la Machine Asynchrone Double Alimentation

Comme nous l'avons précédemment vu, la machine asynchrone à double alimentation est une machine asynchrone classique à rotor accessible et identique au stator. Donc, le modèle de la MADA est le même que celui de la MAS avec l'exception des tensions rotoriques nulles [12].

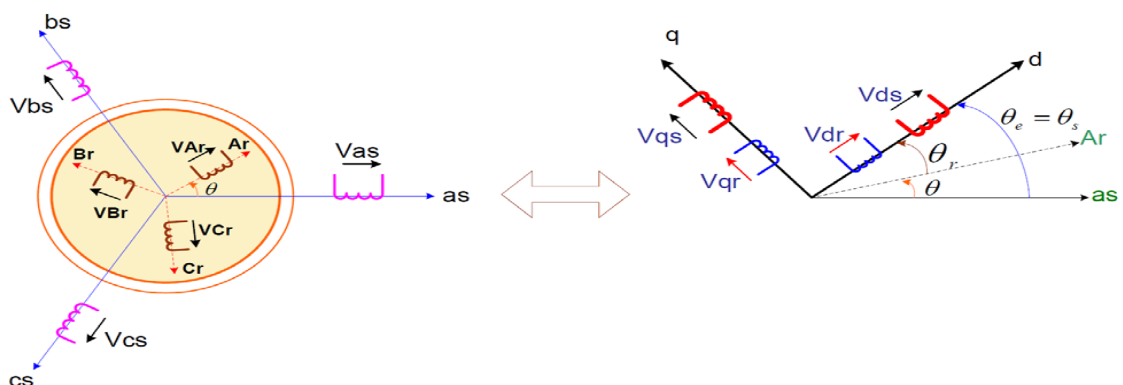


Figure I.7 : Représentation de la MADA dans les deux repères
a) Représentation de la MADA dans le repère (abs) ; b) Représentation de la MADA dans (dq).

Telle que :

a_s, b_s, c_s : correspondent aux trois phases du stator.

a_r, b_r, c_r : correspondent aux trois phases du rotor.

Les deux axes O_d et O_q , sont perpendiculaires et serviront à transformer les équations de la machine.

Leurs positions peuvent être quelconques vue l'isotropie du stator et du rotor

" $O_{as}, O_d = \theta_s$ ", " $O_{Ar}, O_d = \theta_r$ ", " $O_{as}, O_{Ar} = \theta_s - \theta_r = \theta$ ".

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire:

Avec : $\omega = P \cdot \Omega$

Ω est la vitesse de rotation angulaire mécanique, et P c'est le nombre de paires de pôles.

I.5.1 Hypothèse Simplifiées

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

- ✓ La machine a une parfaite symétrie de construction .
- ✓ Un entrefer constant.
- ✓ L'effet d'encoche, l'effet de peau et l'échauffement des résistances sont négligeable.
- ✓ Un même nombre des phases entre le stator et rotor.
- ✓ Une répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, de la force magnétomotrice créée par chaque bobinage.
- ✓ L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- ✓ Les pertes ferromagnétiques sont négligeables.

I.5.2 Model de la MADA dans le Repère ABC

I.5.2.1 Equation Electriques

Dans les conditions précédentes les équations sous forme matricielle s'écrivent :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} U_{as} \\ U_{bs} \\ U_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Avec : U_s et Φ_s : la tension et le flux statorique , I_s et r_s ; le courant et la résistance statorique .
pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} U_{ar} \\ U_{br} \\ U_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} ; [R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Avec : U_r et Φ_r ; La tension et le flux rotorique , I_r et r_r : le courant et la résistance rotorique.

I.5.2.2 Equation Magnétique

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases 'y' compris la sienne.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Les valeurs des inductances mutuelles entre les phases statorique et rotorique sont :

$$\begin{cases} M_1 = M \cdot \cos(\theta) \\ M_2 = M \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = M \cdot \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

Avec M : valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique.

I.5.2.3 Equation Mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_{em} = C_r + f_r \Omega + J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.7)$$

Avec :

C_{em} : Couple électromagnétique de la machine ;

C_r : Couple résistant ;

f_r : Coefficient de frottement visqueux de la MADA ;

j : L'inertie des parties tournantes ;

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} : P[I_{sr}]^t \frac{d}{d\theta} [[M_{sr}][I_r]] \quad (I.8)$$

Avec P : le nombre de pair de pole de la MADA.

I.5.3 Modelé de la MADA dans le Plans (dq)

I.5.3.1 Application de la Transformation de Park

Pour un référentiel lié au champ tournant, on a $\omega_s = \omega_r + \omega_m$ dans le système d'équation devient

Comme suit :

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$\begin{bmatrix} u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

En appliquant cette transformation sur chacun de vecteurs tension, courants et flux on obtient

Les équations suivantes :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \end{cases} \begin{cases} \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{rs} i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{rs} i_{sq} \end{cases} \quad (I.11)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M_{sr} \\ M_{rs} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_{rs} & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

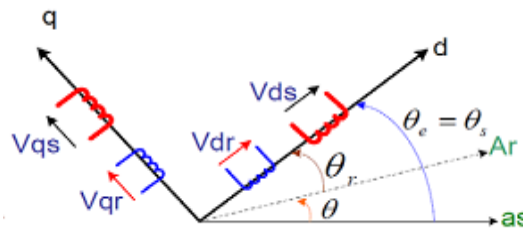


Figure I.7.b transformation de Park

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (i_{rd} \Phi_{sq} - i_{rq} \Phi_{sd}) \quad (I.13)$$

I.5.4 Mise Sous la Forme D'équation D'état

Notre but est de représenter l'équation établis ci-dessous sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [A][x] + [B][U] \quad (I.14)$$

$$\text{Avec } \begin{cases} u_{sd} = r_s + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + M \frac{di_{rd}}{dt} - \omega(L_s i_{rq} + M i_{sq}) \\ u_{sq} = r_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + M \frac{di_{rq}}{dt} - \omega_{os}(L_s i_{sd} + M i_{rd}) \\ u_{rd} = r_r + L_r \frac{di_{rd}}{dt} + M \frac{di_{sd}}{dt} - (\omega_{os} - \omega_r)(L_r i_{rq} + M i_{sq}) \\ u_{rq} = r_r i_{rq} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} + M \frac{di_{sq}}{dt} + (\omega_{os} - \omega_r)(L_r i_{rd} + M i_{sd}) \end{cases}$$

$$x = \begin{bmatrix} i_{sd} i_{sq} i_{rd} i_{rq} \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} u_{sd} u_{sq} u_{rd} u_{rq} \end{bmatrix}$$

On peut écrire les expressions précédentes sous forme matricielles comme suit :

$$[U] = \begin{bmatrix} r_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s M & r_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & -(\omega_s - \omega_r)M & r_r & (\omega_s - \omega_r)L_r \\ (\omega_s - \omega_r) & 0 & (\omega_s - \omega_r)L_r & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

Le système d'équation peut être écrite sous la forme :

$$[U] = [A] * [I] + [L] \frac{d[I]}{dt} \quad (I.16)$$

$$[A] = [C] + \omega_r [E] + \omega_{os} [B] \quad (I.17)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}; [B] = \begin{bmatrix} 0 & -L_s & 0 & -M \\ L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & -M & 0 & -L_r \\ M & 0 & L_r & 0 \end{bmatrix}; [E] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

$$[U] = \{[A] + \omega_r[E] + \omega_{os}[B]\}[I] + [L]\frac{D[I]}{dt} \quad (I.19)$$

Le système d'équation devient :

Les expressions des couples électromagnétiques et du mouvement sont de la forme :

$$C_{em} = P(\Phi_{sd}i_{sq} - \Phi_{sq}i_{sd})$$

Ou

$$C_{em} = \frac{3}{2} PM(i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd}) \quad (I.20)$$

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (I.21)$$

I.6 Résultats de Simulation de la MADA

La structure générale de la machine asynchrone double alimentation est représentée par la figure suivante :

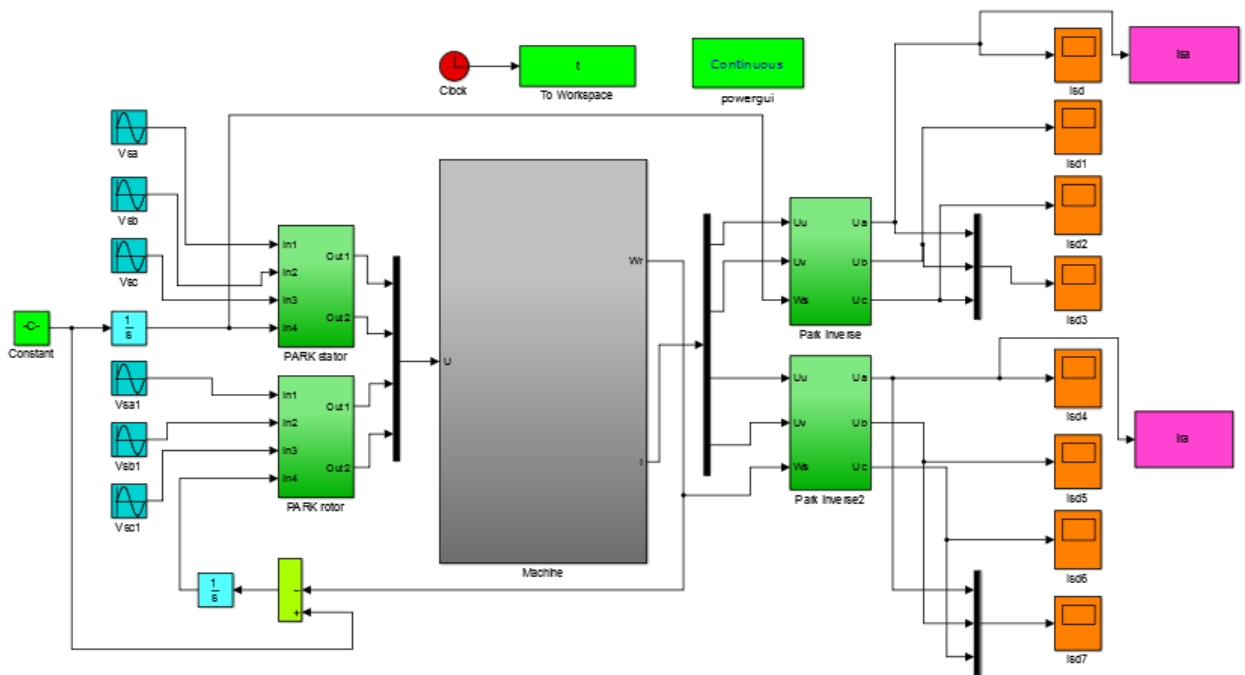


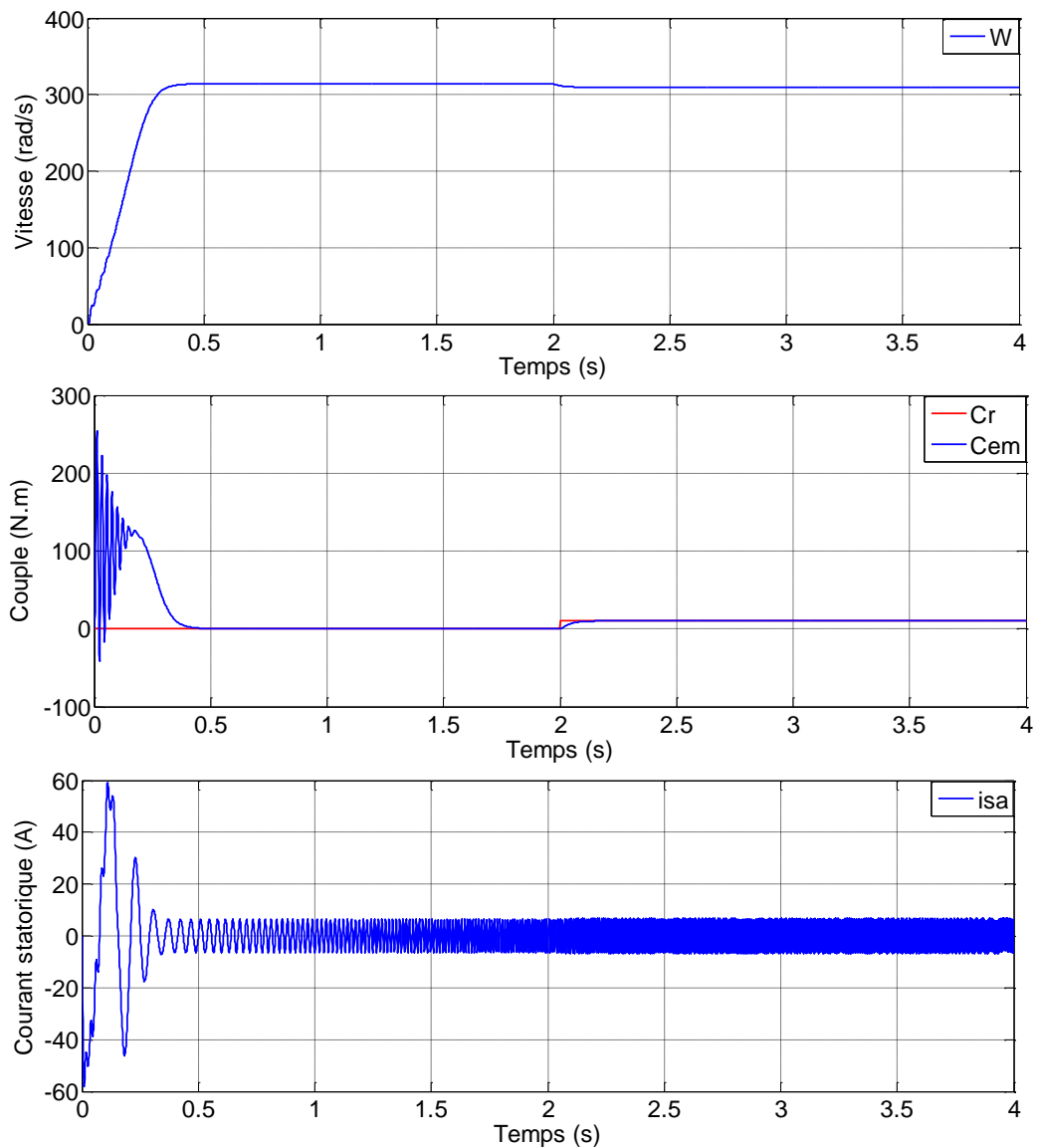
Figure I.8 schéma bloc de simulation de MADA

La simulation consiste à implanter le modèle électromécanique de la MADA sous l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation utilisée dans ce travail détaillé dans annexe.

I.6.1 Rotor en Court-Circuit ($V_R=0$ V, $\omega_r=0$ Hz, $C_r=10$ N.m à $t=2$ Sec)

La figure (I.9), représente le fonctionnement de la MADA sous la charge nominale (10 N.m) après un démarrage à vide et sans alimentation rotorique (elle fonctionne comme une machine asynchrone classique), on remarque que la vitesse atteint sa valeur finale qui vaut 314 rad/s environ au bout d'un temps de réponse de 0.2 sec, et on remarque également que le courant du rotor est faible.

Après l'introduction de la charge à l'instant $t=2$ sec, la caractéristique de la vitesse présente une diminution de la vitesse à 309.5 rad/s, traduite par une augmentation du glissement de la machine et par conséquent on remarque que les courants statorique et rotorique sont augmentés.



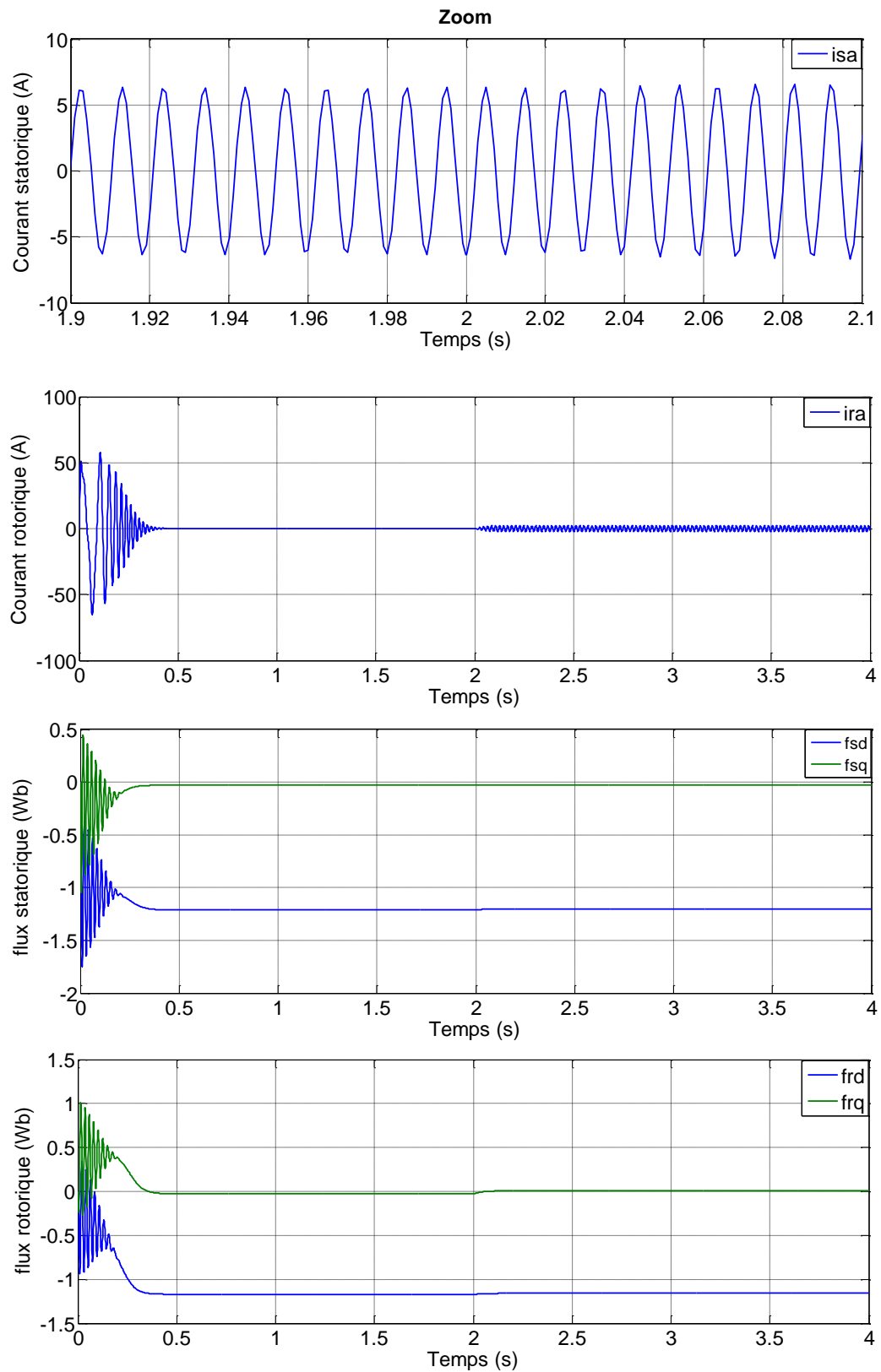
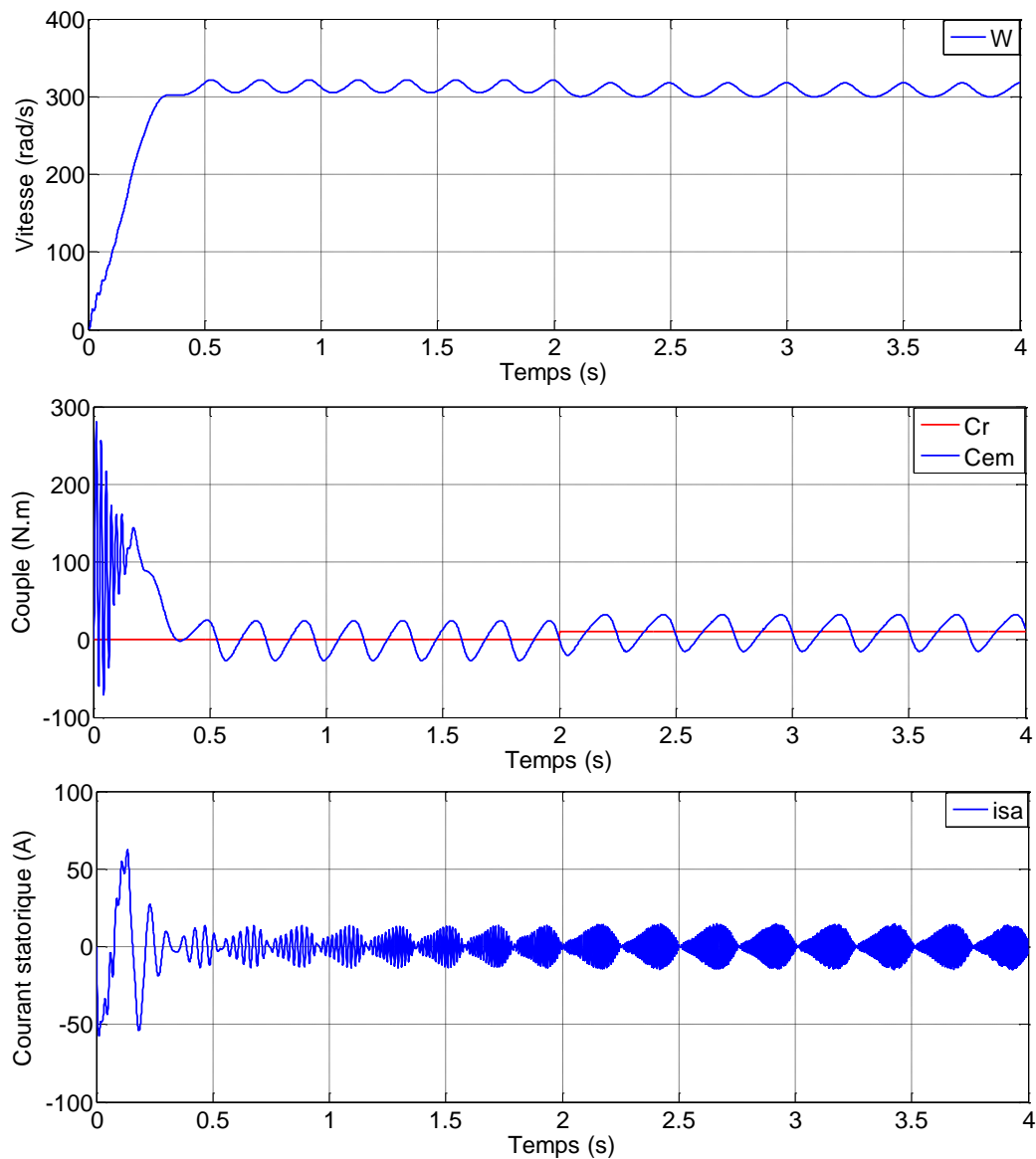


Figure I.9 Résultats de simulation fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court-circuit) avec un couple de charge (10 N.m) à $t = 2$ sec

I.6.2 Mode Hypo-Synchrone ($V_r = 9V$, $f_r = 5Hz$, $C_r = 10N.m$ à $t = 2$ Sec)

La figure (I.10) représente le fonctionnement de la MADA lors de mode hypo-synchrone, à l'instant 0.35 sec de simulation on remarque un pic sur le relevé de la vitesse (fonctionnement en mode hypo-synchrone), cela est dû à l'injection d'une tension alternative aux bornes de rotor, par conséquent le courant du rotor est augmenté. Donc, toute augmentation au niveau de la tension rotorique influe sur les courant rotorique et statorique ; d'autre part, on remarque que le couple reste stable dans le régime établi mais avec oscillation durant un faible instant en régime transitoire.

A l'instant $t=2$ sec, on applique un couple de charge (10 N.m), on observe que pour une légère variation de la charge, la vitesse reste toujours constante ; cela dans un avantage de la machine asynchrone à double alimentation.



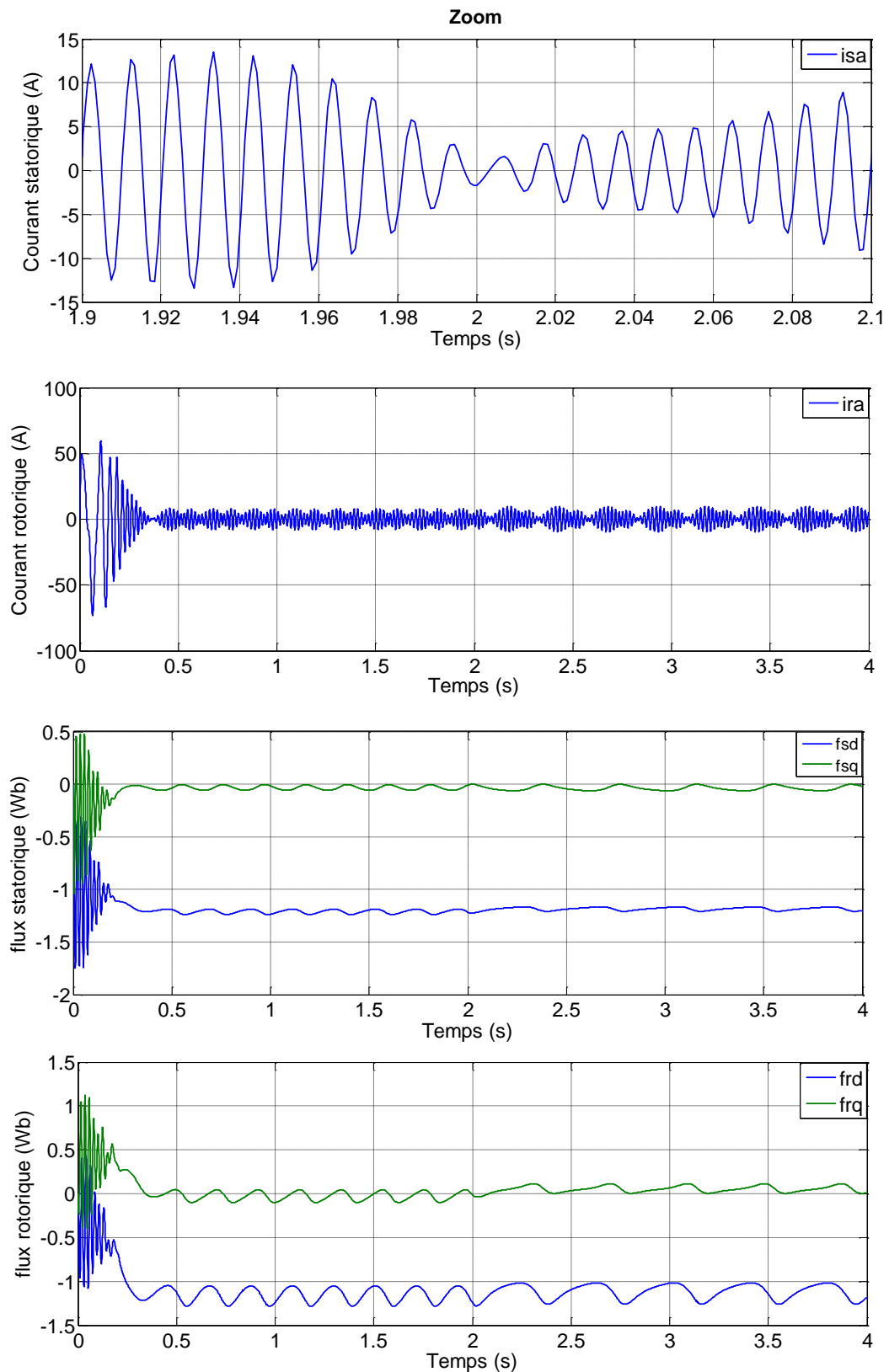
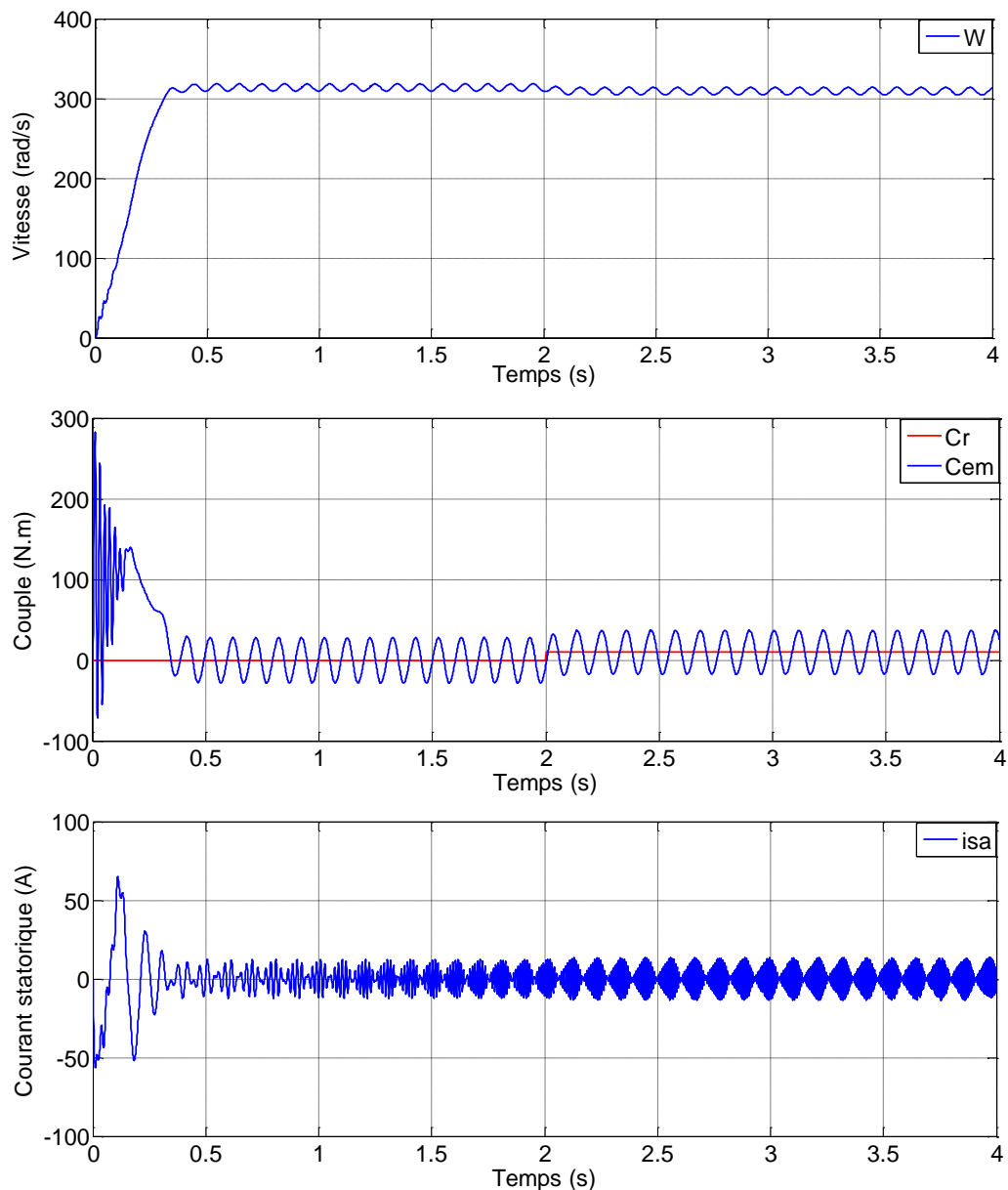


Figure I.10 Résultat de simulation de la MADA avec alimentation rotorique à $t = 0.35$ s ($V_r = 9$ V et $f_r = 5$ Hz), (hypo-synchrone), avec un couple de charge (10 N.m) à $t = 2$ s

I.6.3 Régime hyper-Synchrone ($V_r = 9V$; $f_r = 10Hz$, $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 2 \text{ Sec}$)

La simulation du modèle montre clairement les capacités de la MADA en fonctionnement en mode hyper-synchrone même si la fréquence statorique est fixée à 50Hz. La MADA ne peut démarrer directement en mode double alimentation, elle doit être en rotor court-circuité pour sa mise en marche en asynchrone [8], [11].

A l'instant $t = 2 \text{ sec}$, on applique aussi un couple de charge (10 N.m), on constate que la vitesse reste constante avec une légère variation durant l'application de la charge et harmoniques à hautes fréquences (figure I.11).



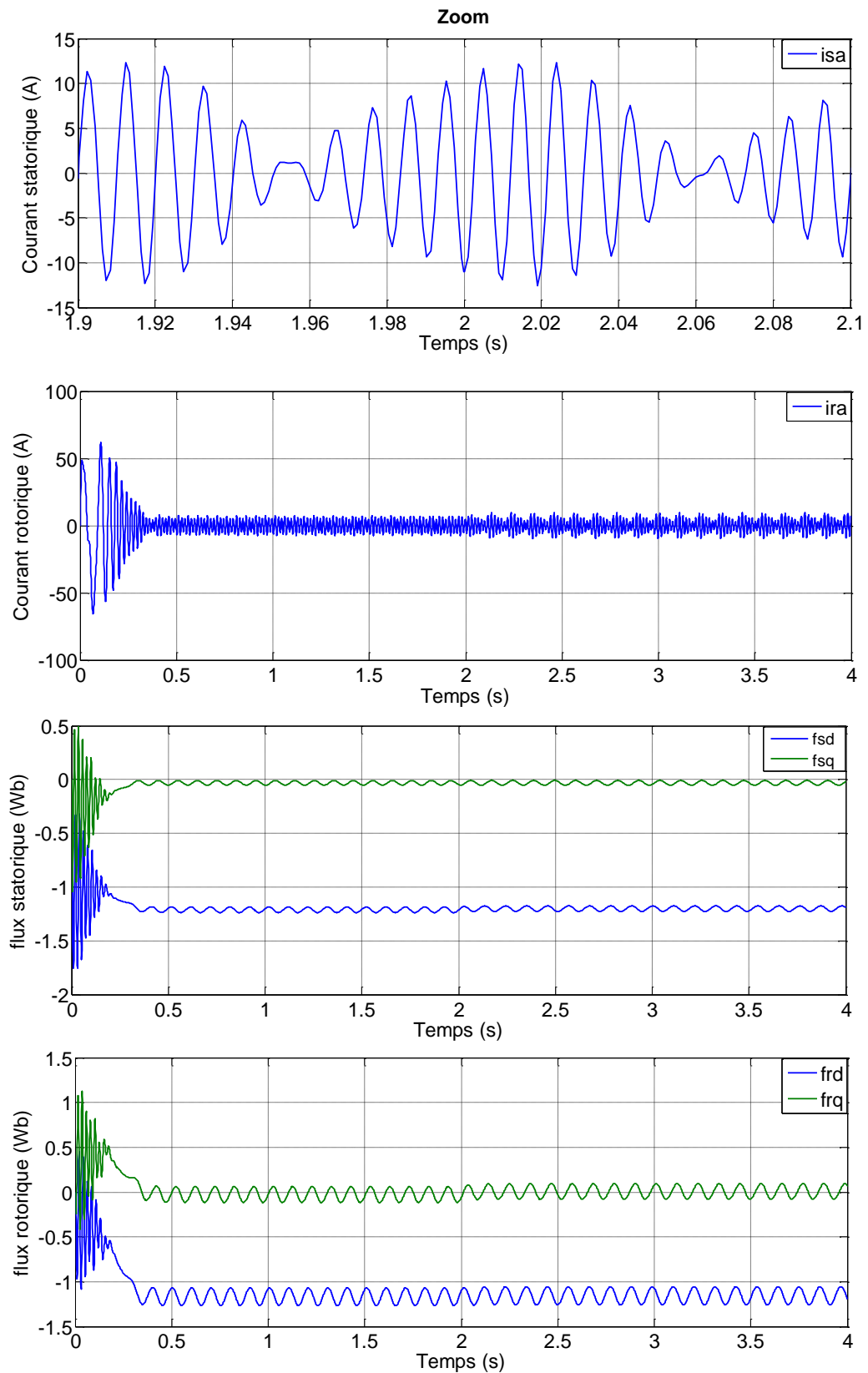


Figure I.11 Résultat de simulation de la MADA avec alimentation rotorique à $t = 0.35s$ ($V_r = 9V$ et $f_r = 10$ Hz), (hyper-synchrone), avec un couple de charge (10 N.m) à $t = 2s$.

I.7 Alimentation de la MADA

I.7.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, Figure I.12, on considère son alimentation comme une source parfaite (bus continu), supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $U_{dc} / 2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [13].

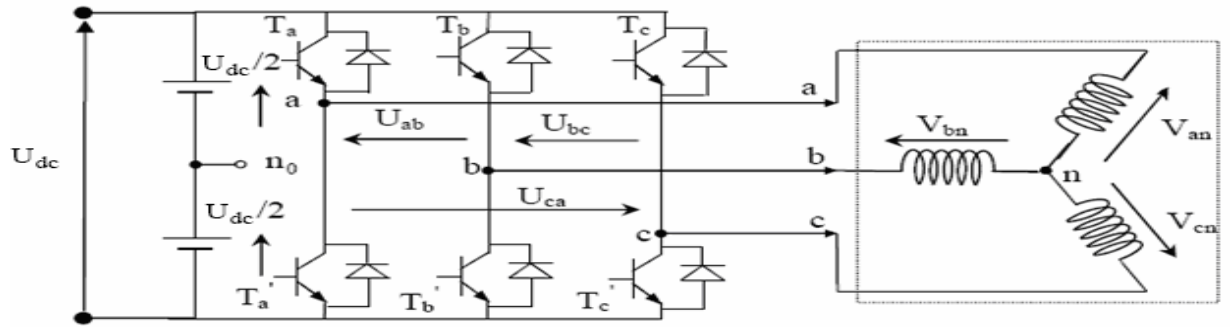


Figure I.12 Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an}, V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux).

On a :

- si $S_i=1$, alors T_i est passant et T_i' est ouvert.
- si $S_i=0$, alors T_i est ouvert et T_i' est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{cn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{an_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{bn_0} \end{cases} \quad (I.22)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une Somme nulle, donc

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (I.23)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} + V_{nn_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} + V_{nn_0} = V_{cn_0} \end{cases} \quad (I.24)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn_0} = \frac{1}{3} [V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}] \quad (I.25)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits S_i ($i = a, b, c$) on a :

$$V_{in_0} = S_i \cdot U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} = (S_i - 0.5)U_{dc} \quad (I.26)$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an_0} = (S_a - 0.5)U_{dc} \\ V_{bn_0} = (S_b - 0.5)U_{dc} \\ V_{cn_0} = (S_c - 0.5)U_{dc} \end{cases} \quad (I.27)$$

En remplaçant l'équation (I.25) dans l'équation (I.24), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} + \frac{2}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} + \frac{2}{3}V_{cn_0} \end{cases} \quad (I.28)$$

En remplaçant l'équation (I.27) dans l'équation (I.28), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Park pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

I.7.2 Commande par modulation sinus-triangle

La MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [14].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{refa} = V_m \sin(2\pi f t) \\ V_{refb} = V_m \sin(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{refc} = V_m \sin(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.30)$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} [4(t/T_p) - 1] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{pm} [-4(t/T_p) + 3] & \text{si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (I.31)$$

$$\text{Où : } T_p(t) = \frac{1}{f_p}$$

f : Fréquence de la tension de référence(Hz).

T_p : Période de la porteuse (s).

V_m : Amplitude de la tension de référence (V).

V_{ref} : Tension de référence (V).

V_{pm} : Valeur crête de l'onde de modulation (V).

f_p : fréquence de la porteuse (Hz).

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1. L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f).

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

Le schéma de principe est donné par la figure(I.13).

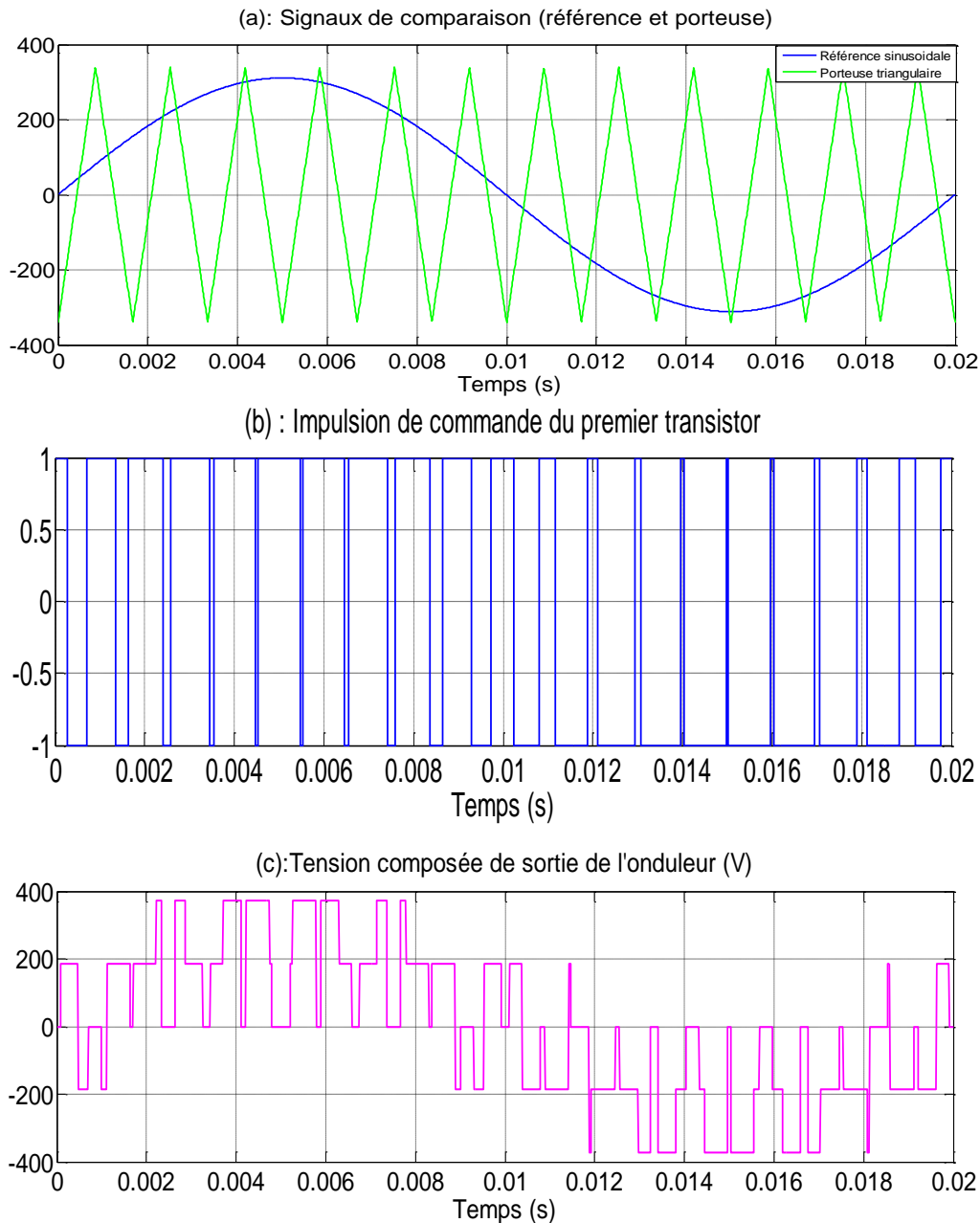
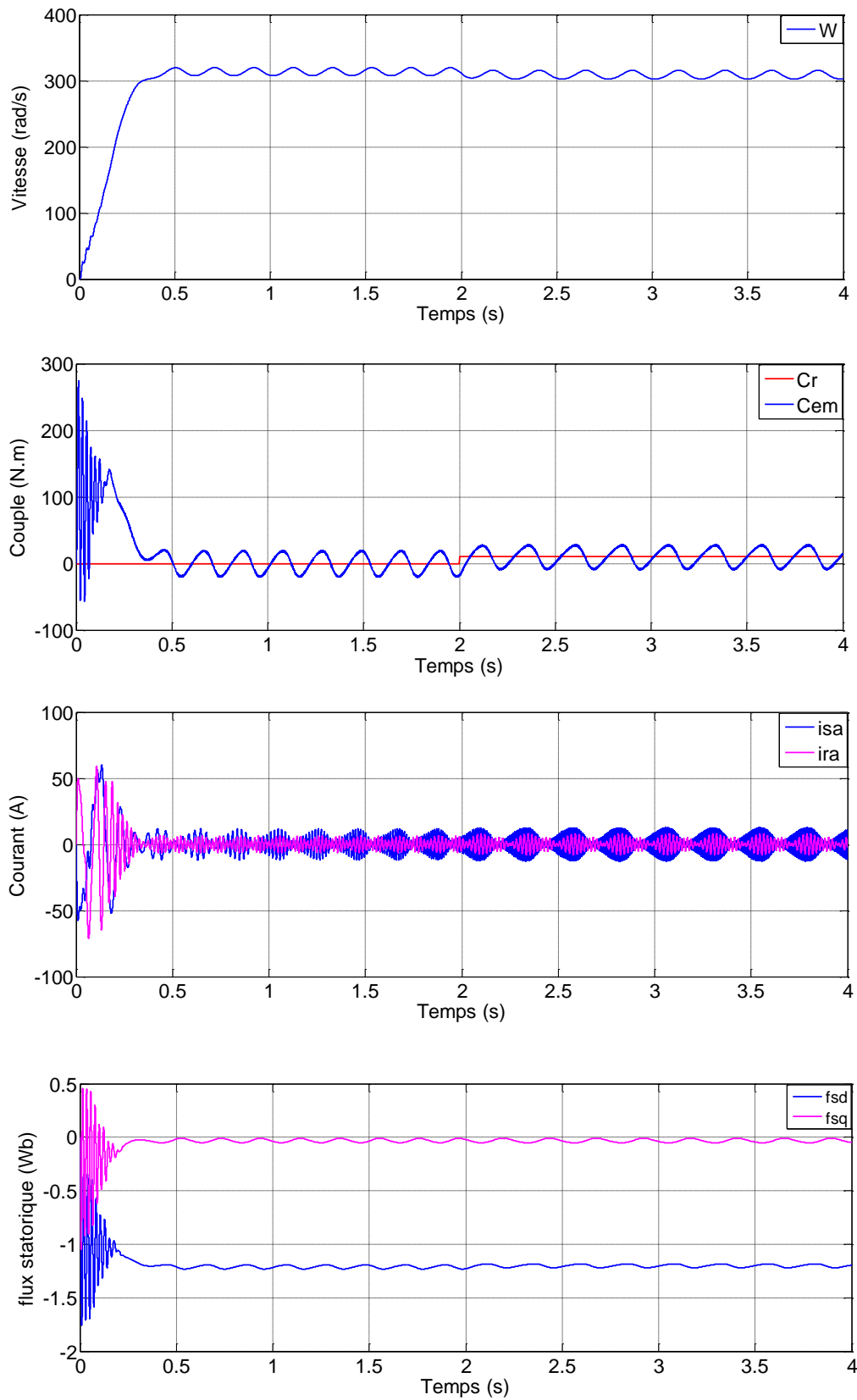


Figure I.13 Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle

I.8 Simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI

La figure (I.14), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation statorique (220v ,50Hz) et du coté rotorique par alimentation à travers un

onduleur (9v ,5Hz à $t=0.35s$), avec une application d'un couple de charge de 10 N.m à $t=2sec$.



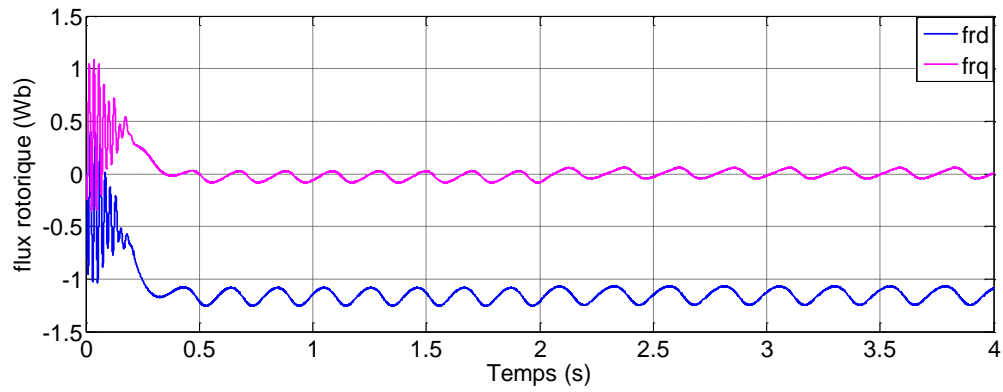
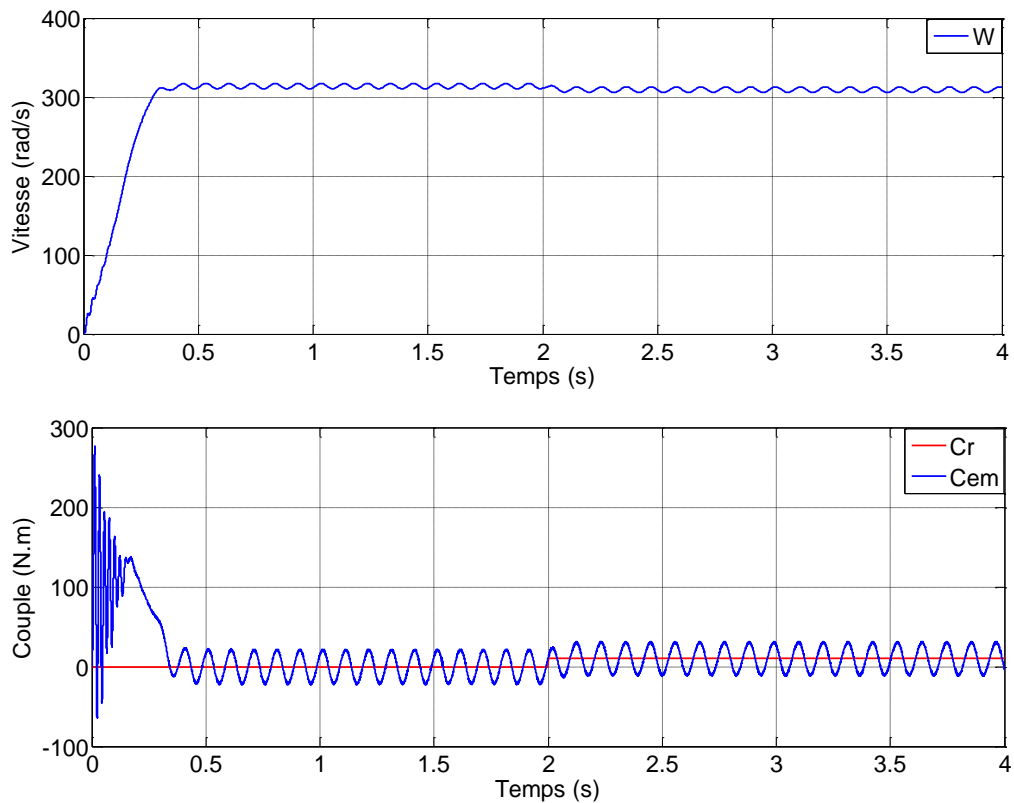
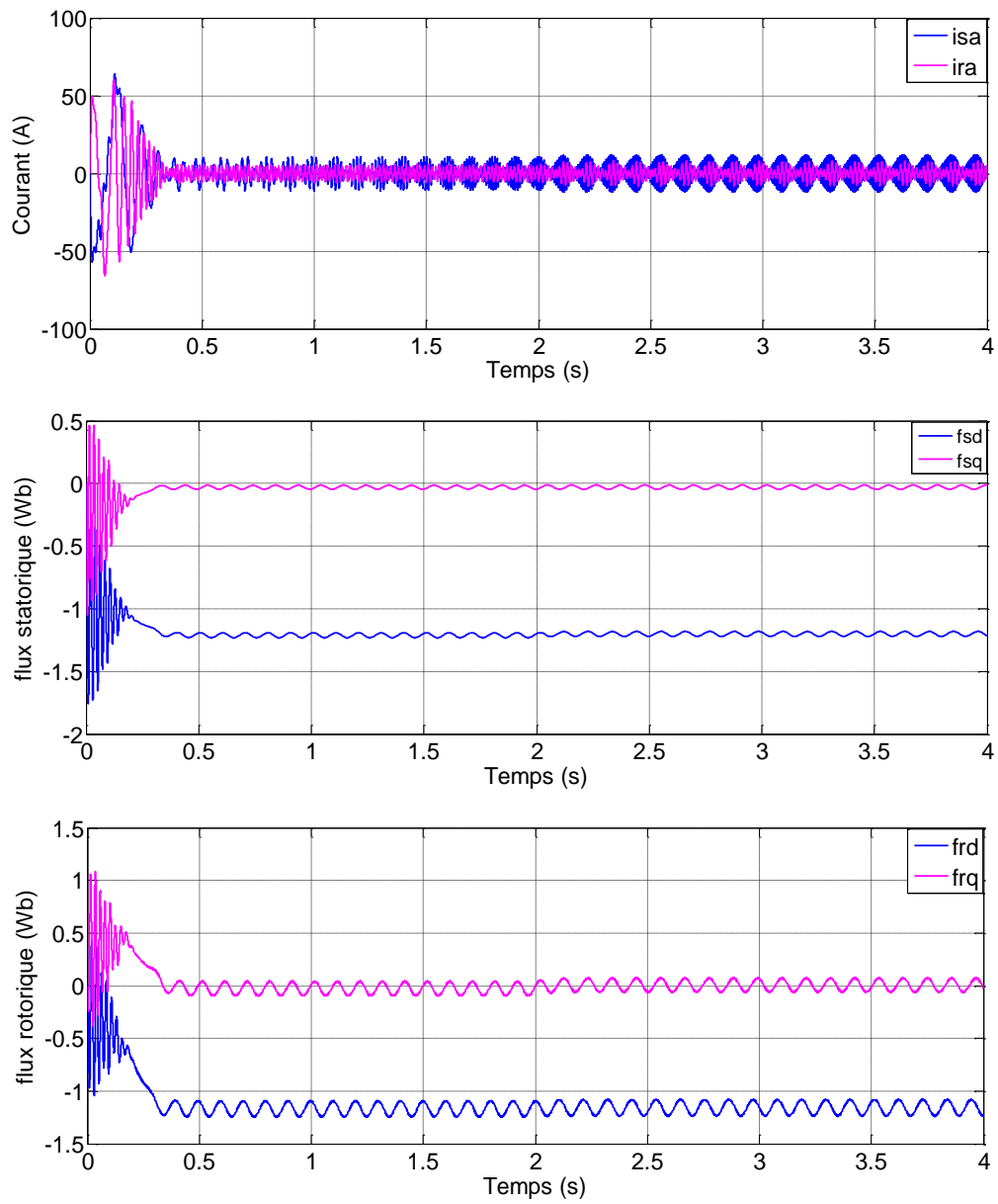


Figure I.14 Réponses du système avec $C_r=10$ N.m à $t = 2$ sec (seul onduleur du côté rotorique), ($V=9$ v ,5Hz à $t=0.35$ s)

La figure (I.15), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation

Statorique (220v ,50Hz) et du côté rotorique par alimentation à travers un onduleur (9v ,10Hz à $t=0.35$ s), avec une application d'un couple de charge de 10N.m à $t= 2$ sec.





FigureI.15 Réponses du système avec $C_r=10$ N.m à $t = 2$ sec (seul onduleur du côté rotorique), (9v ,10Hz à $t=0.35$ s)

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park lié au champ tournant. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter.

Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte l'onduleur. Pour ce dernier, on a appliqué la technique de la MLI.

Les résultats de la simulation obtenus nous conduisent à dire que la MADA seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, elle doit être associée à une commande externe qui fera l'objet du prochain chapitre en appliquant la commande vectorielle qui permet d'avoir un comportement dynamique similaire à celui d'une machine à courant continu.

Chapitre II

**Commande vectorielle
direct appliquée à la
MADA**

II.1 Introduction

Actuellement, la machine asynchrone par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût, elle détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue la machine synchrone. Seulement une association « convertisseur statique machine asynchrone » exige un procédé de contrôle efficace et performant. La commande à haute performance d'une machine asynchrone est devenue très complexe, mais sa réalisation ne pose plus de problème vu que les possibilités des techniques numériques modernes ouvrent des perspectives de plus en plus compétitives tout en respectant l'aspect économique de cette réalisation [6].

L'application de cette dernière à la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser des performances meilleures pour les applications de la production d'énergie dans une gamme de vitesse limitée et constitue actuellement un domaine de recherche [8].

Dans ce chapitre, nous avons proposé une loi de commande vectorielle appliquée à la MADA, utilisée pour la faire fonctionner en moteur et où les phases statoriques sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante et les phases rotoriques sont alimentées par un onduleur de tension à fréquence et amplitude variable.

II.2 Commande vectorielle du MADA

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser des meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [3].

Dans ce type de commande, le flux et le couple sont deux variables qui sont découplées et commandées indépendamment. Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales [3] :

- ✓ Méthode directe développée par Blaschke.
- ✓ Méthode indirecte développée par Hasse.

Plusieurs techniques, ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [15], [16] :
Suivant la source d'énergie :

- ✓ Commande en tension.
- ✓ Commande en courant.

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

- ✓ Le flux rotorique.
- ✓ Le flux statorique.
- ✓ Le flux de l'entrefer.

II.2.1 Principe de la commande vectorielle

Le but de la commande vectorielle 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) [17]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Contrairement à la machine asynchrone à cage, où nous avons accès à la mesure des courants au stator seulement, la machine asynchrone à bagues doublement alimentée possède l'avantage de nous offrir la possibilité d'une mesure des courants de deux côtés et par conséquent de pouvoir les contrôler donnant une meilleure flexibilité à la commande de cette dernière [8].

L'objectif pour une commande du MADA est de réaliser l'opération précédente à l'aide de variables de commande similaire comme le montre la figure II.1.

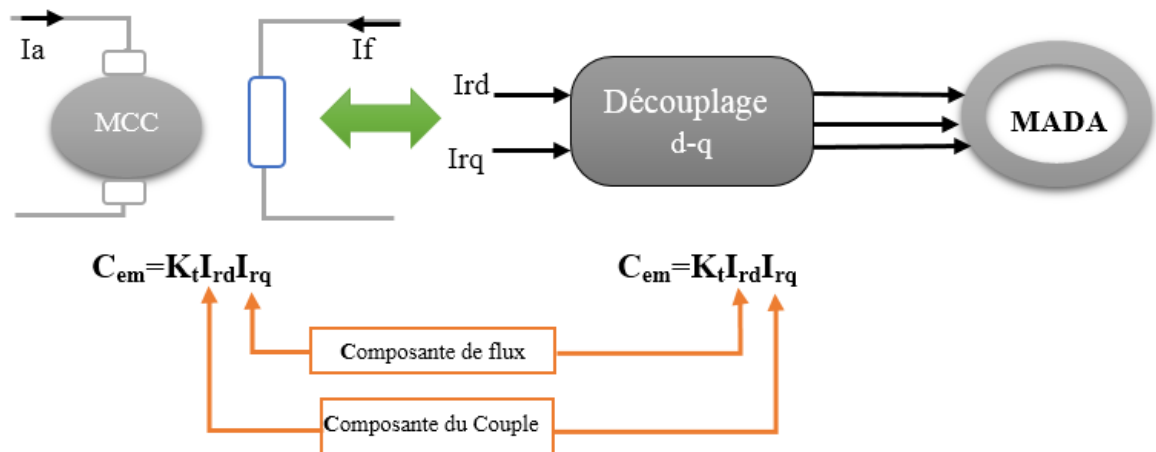


Figure II.1 Schéma de principe du découplage pour le MADA par analogie avec la machine à courant continu

II.2.2 Procède d'orientation du flux

Il existe trois types d'orientation du flux

- Orientation du flux rotorique avec les conditions $\Phi_{rd} = \Phi_r$, $\Phi_{rq} = 0$
- Orientation du flux statorique avec les conditions $\Phi_{sd} = \Phi_s$, $\Phi_{sq} = 0$
- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\Phi_{gd} = \Phi_g$, $\Phi_{gq} = 0$

Dans notre cas l'orientation du flux statorique est la méthode choisie.

II.3 Méthodes de la commande vectorielle

La première appelée méthode directe et la seconde connue sous le nom méthode indirecte.

Dans la commande directe, on effectue une régulation de flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, tandis que dans la commande indirecte, on se libère de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations [19].

II.3.1 Commande vectorielle directe

Cette méthode a été proposée par Blaschke et rendue publique vers 1970 [19], [20] (Feedback control), elle se base sur la connaissance exacte du flux (statorique dans notre cas) et de sa position.

Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du variateur. Une première possibilité est de placer des capteurs dans le bobinage statorique et de mesurer directement les composantes du flux de manière à en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs mécaniquement fragiles sont soumis à des contraintes sévères dues aux vibrations et à l'échauffement. En outre, ce mode nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa construction. Par conséquent, dans la grande majorité de cas, on fait appel à des estimateurs ou des observateurs à partir des mesures effectuées sur le variateur [19].

La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins la variation de paramètres de la machine [20].

II.3.2 Commande vectorielle indirecte

La méthode indirecte a été introduite par K. Hasse. Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position. Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou

les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire.

Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [21].

II.4 Commande vectorielle par orientation du flux statorique

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d-q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [22].

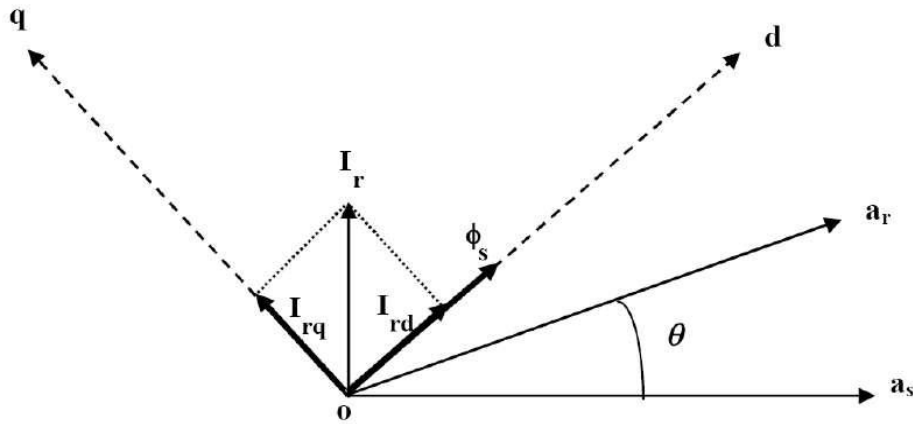


Figure II.2 Illustration de l'orientation du flux statorique

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel (d-q) lié au champ tournant avec une orientation du flux statorique (l'axe d aligné avec la direction du flux statorique) comme le montre la figure II.2.

On obtient :

$$\Phi_{sd} = \Phi_s \text{ et } \Phi_{sq} = 0 \quad (\text{II.1})$$

Et on a :

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (\text{II.2})$$

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \quad (\text{II.3})$$

On remplace l'équation (II.1) dans l'équation (II.2) et (II.3), on trouve :

$$\begin{cases} \Phi_{sq} = 0 \Rightarrow i_{sq} = -\frac{M}{L_s} i_{rq} \\ i_{sd} = 0 \\ i_{rd} = \frac{\Phi_s^*}{M} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{P.M}{L_s} (\Phi_{sq} i_{rd} - \Phi_{sd} i_{rq}) \quad (\text{II.5})$$

En remplaçant l'équation (II.1) dans (II.5) on trouve :

$$C_{em} = \frac{P.M}{L_s} (-\Phi_s i_{rq}) = -\frac{P.M}{L_s} \Phi_s i_{rq} \quad (\text{II.6})$$

Alors :

$$i_{rq} = -\frac{L_s}{P.M} \cdot \frac{C_{em}^*}{\Phi_s^*} \quad (\text{II.7})$$

On a :

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \quad (\text{II.8})$$

De l'équation (II.8) on a :

$$\frac{d\Phi_s}{dt} = \omega_s = \left(\frac{R_s M}{L_s} i_{rq} + V_{sq} \right) / \Phi_s^* \quad (\text{II.9})$$

On a :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \quad (\text{II.10})$$

D'après les équations des flux statorique on aura :

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\Phi_{sd} - M i_{rd}) \quad (\text{II.11})$$

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \Rightarrow i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\Phi_{sq} - M i_{rq}) \quad (\text{II.12})$$

On remplace l'équation (II.11) dans (II.10) et l'équation (II.12) dans (II.8) on trouve :

$$\Phi_{sd} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \Phi_{sd} \quad (\text{II.13})$$

$$\Phi_{sq} = 0 = V_{sq} + \frac{M}{T_s} i_{rq} - \omega_s \Phi_{sd} \quad (\text{II.14})$$

Et on a :

$$\Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \quad (\text{II.15})$$

$$\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \quad (\text{II.16})$$

En exprimant le flux rotorique en fonction de flux statorique Φ_{sd} et le courant rotorique i_{rd} :

En remplaçant l'équation (II.11) dans l'équation (II.15) et l'équation (II.12) dans l'équation (II.16) on trouve donc les deux équations suivantes :

$$\Phi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} \Phi_{sd} \quad (\text{II.17})$$

$$\Phi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} \Phi_{sq} \quad (\text{II.18})$$

Et on a :

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \quad (\text{II.19})$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \quad (\text{II.20})$$

En introduisant les équations (II.13), (II.17) et (II.18) dans l'équation (II.19) et dans l'équation

(II.20) on trouve :

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rd} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rq} \quad (\text{II.21})$$

$$V_{rq} = (R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}) i_{rq} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \Phi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rd} \quad (\text{II.22})$$

II.5 Structure de la commande vectorielle directe appliquée à la MADA

Le schéma de principe de la commande vectorielle directe (CVD) à flux statorique orienté sur l'axe d est montré par la figure ci-dessous. (II.3)

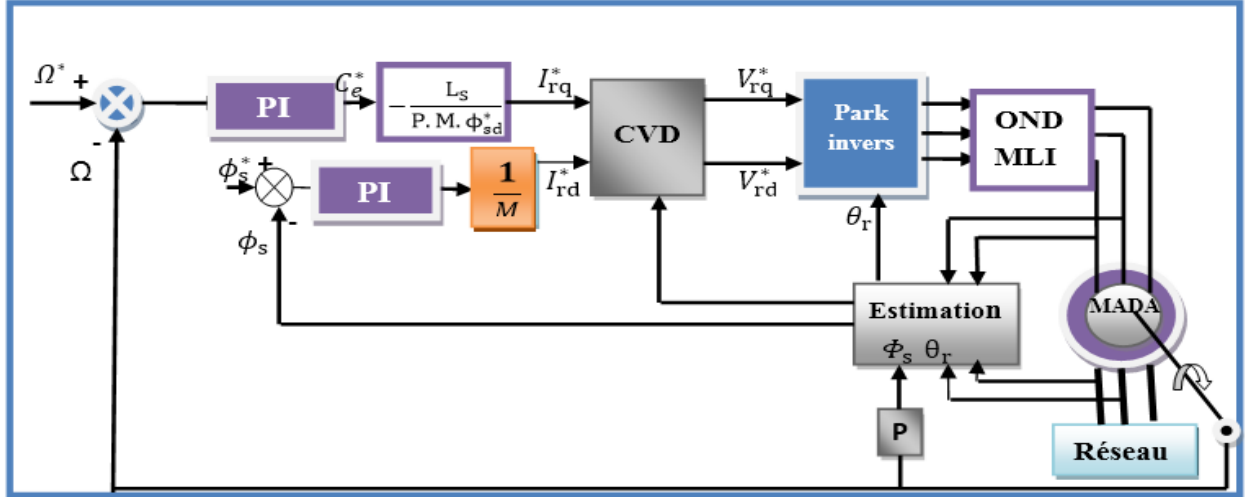


Figure II.3 Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA

II.5.1 Principe du découplage par compensation

Des équations (II.21) et (II.22) on peut voir que les équations de tension incluent deux termes de couplage entre l'axe d et l'axe q. Nous devons présenter un système de découplage, en présentant les termes de compensation

$$E_d = \sigma L_r (\omega_s - \omega) i_{rq} \quad (II.23)$$

$$E_q = \frac{M}{L_s} \omega \Phi_{sd} - \sigma L_r (\omega_s - \omega) i_{rd} \quad (II.24)$$

Puis, on définit deux nouvelles variables intermédiaires de découplage par deux expressions qui Sont :

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} \quad (II.25)$$

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} \quad (II.26)$$

$$\begin{cases} V_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{di_{sd}}{dt} + M \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_s (L_s i_{rq} + M i_{rq}) \\ V_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{di_{sq}}{dt} + M \frac{di_{rq}}{dt} - \omega_s (L_s i_{sd} + M i_{rd}) \\ V_{rd} = r_r i_{rd} + \frac{di_{rd}}{dt} + M \frac{di_{sd}}{dt} - \omega (L_r i_{rq} + M i_{sq}) \\ V_{rq} = r_r i_{rq} + \frac{di_{rq}}{dt} + M \frac{di_{sq}}{dt} - \omega (L_r i_{sd} + M i_{sd}) \end{cases} \quad (II.27)$$

II.5.2 Estimation du flux statorique

Dans la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA, la connaissance précise de l'amplitude et la position du vecteur de flux statorique est nécessaire. En mo de moteur de la MADA, les courants statorique et rotorique sont mesurable, le flux statorique peut être estimé. L'estimateur de flux peut être obtenu par les équations suivantes (I.6, 14, 17), (II.21, 22et 27) :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad (II.28)$$

La position du flux statorique est calculée par l'équation suivante :

$$\theta_r = \theta_s - \theta \quad (II.30)$$

Tel que :

$$\theta_s = \int \omega_s dt, \theta = \int \omega dt, \omega = P\Omega$$

Où :

θ_s : est la position électrique de stator.

θ : est la position électrique de stator.

II.5.3 Calcul des régulateurs

II.5.3.1 Les régulateurs des courants rotoriques

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables (si nous considérons une alimentation en tension, comme nous sommes en train de le faire). Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Le régulateur que nous allons utiliser est du type Proportionnel Intégral (PI).

• Régulation du courant rotorique directe

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation (II.21) et par l'annulation de E_d par le terme de compensation.

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma T_r \cdot S) i_{rd} \quad (\text{II.31})$$

$$\frac{i_{rd}}{V_{rd1}} = \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \sigma T_r \cdot S} \quad (\text{II.32})$$

La boucle de régulation de courant i_{rd} peut se présenter par le schéma bloc de la figure II.4 :

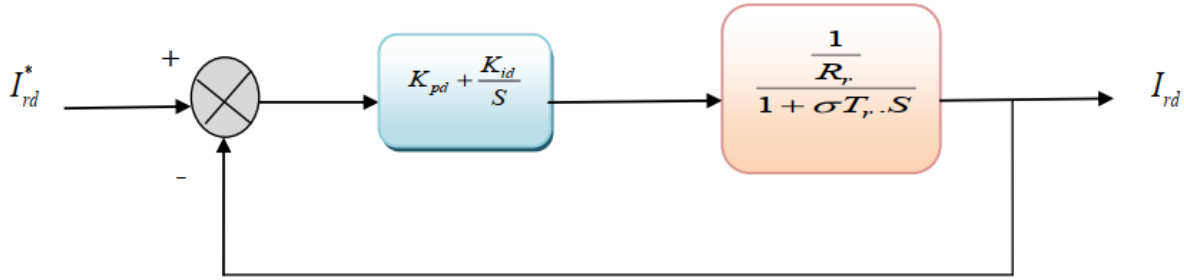


Figure II.4 Schéma de régulation de courant i_{rd}

Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$PI(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{S} \quad (\text{II.33})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure II.4 sera :

$$FTBO(s)_{i_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r \cdot S} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} \cdot S + 1 \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r \cdot S} \quad (\text{II.34})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (\text{II.35})$$

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$FTBO(s)_{i_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r \cdot S} \quad (\text{II.36})$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II.37})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) de la figure II.4 sera :

$$G(s) = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{id}} s} \quad (\text{II.38})$$

Par analogie de l'expression (II.38) par l'expression (II.39) on trouve :

$$\tau = \frac{R_r}{K_{id}} \quad (\text{II.39})$$

De l'expression (II.35) et (II.39) on a :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

La constante de temps électrique du système dans notre cas est $\tau = \sigma T_r = 0.0191s$, nous avons choisi $\tau = 0.001s$, pour avoir une dynamique du processus plus rapide.

• Régulation du courant rotorique quadrature

La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de l'équation (II.22) et par l'annulation de Eq par le terme de compensation.

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} = K_q \left(1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} s \right) i_{rq} \quad (\text{II.41})$$

Où :

$$K_q = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}$$

Donc ;

$$\frac{i_{rq}}{V_{rq1}} = \frac{\frac{1}{K_q}}{1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} s} \quad (\text{II.42})$$

La boucle de régulation de courant i_{rq} peut se présenter par le schéma bloc de la figure II.5 :

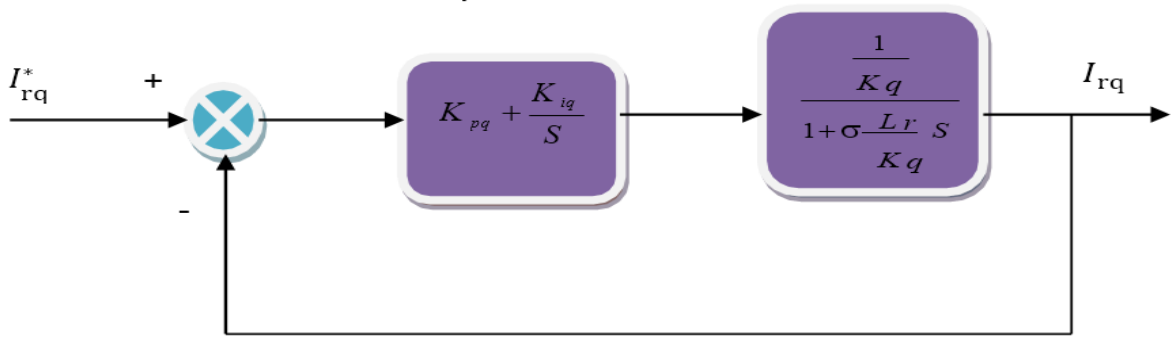


Figure II.5 Schéma de régulation de courant i_{rq}

Pour déterminer les deux coefficients K_{pq} et K_{iq} , il sera procédé de la même façon que pour le courant i_{rd} .

Alors, nous trouvons :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{K_q}{\tau} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) / \tau \\ K_{pq} = K_{iq} \frac{\sigma L_r}{K_q} = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

La constante de temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma \frac{L_r}{K_q} = 0.0086s$, pour avoir une dynamique du processus plus rapide, nous avons choisi le même τ que pour le courant i_{rd} ($\tau = 0.001 s$).

II.5.3.2 Régulateur du flux statorique

De l'équation (II.13) nous avons $V_{sd} = 0$:

$$\frac{\Phi_{sd}}{i_{rd}} = \frac{M}{1 + T_s s} \quad (\text{II.44})$$

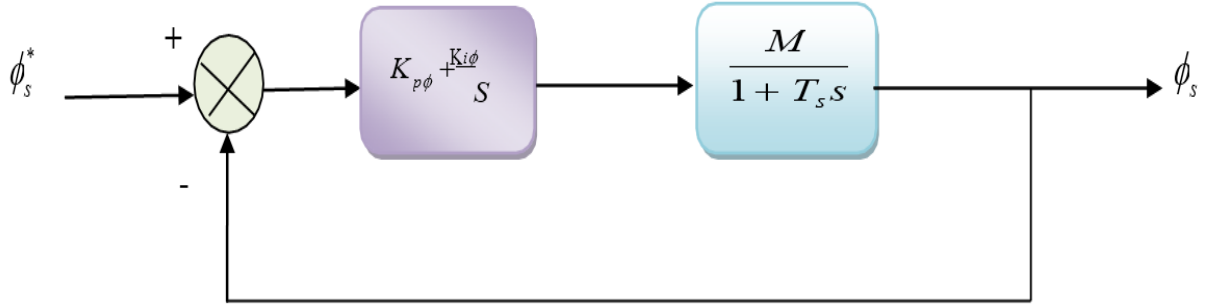


Figure II.6 Schéma de régulation du flux statorique

Le schéma de la boucle de régulation de flux est donné par la figure II.6

La compensation des pôles donne :

$$T_s = \frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} \quad (\text{II.45})$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{M \cdot K_{i\phi}}} \quad (\text{II.46})$$

En comparant cette expression avec l'expression (II.37) caractéristique de premier ordre, on trouve que :

$$\begin{cases} K_{i\phi} = \frac{1}{M\tau} \\ K_{p\phi} = K_{i\phi} \cdot T_s = \frac{T_s}{M\tau} \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

II.5.3.3 Régulation de vitesse

La chaîne de régulation de vitesse par un régulateur PI peut être représentée par le schéma fonctionnel de la figure (II.7). Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante.

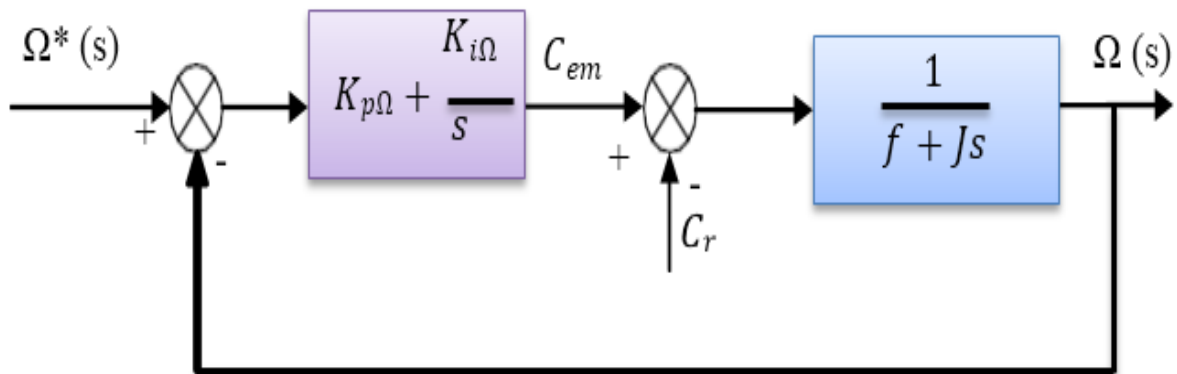


Figure II.7 Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

L'équation mécanique donne :

$$\omega = \frac{C_{em} - C_r}{f + J.S} \quad (\text{II.48})$$

Avec :

$$\Omega = P\omega$$

La fonction de transfert en boucle fermée, calculée à partir du schéma précédent, est donnée par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{(K_{p\Omega}.S + K_{i\Omega})}{J.S^2 + (K_{p\Omega} + f)S + K_{i\Omega}} \quad (\text{II.49})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2ème ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique :

$$F(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2}.S^2 + \frac{2\xi}{\omega_n}.S + 1} \quad (\text{II.50})$$

On aura :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\xi\omega_n - f \\ K_{i\Omega} = J\omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

II.6 Résultats de simulation avec application de la commande

Pour mettre en évidence les performances et la robustesse de la commande vectorielle par rapport la de vitesse de rotation, on a simulé le système pour les cas suivants :

- ✓ La variation de la charge.
- ✓ La variation de la vitesse.
- ✓ La variation de Rs.

II.6.1 Test de la variation de la charge

Dans cette section on a testé la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 150 rad/sec, puis un changement cyclique des différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suit :

Temps (sec)	0	1	1	2.5	2.5	4
Cr (N.m)	0	0	10	10	-10	-10

Les résultats de simulation sont représentés par la figure II.8.

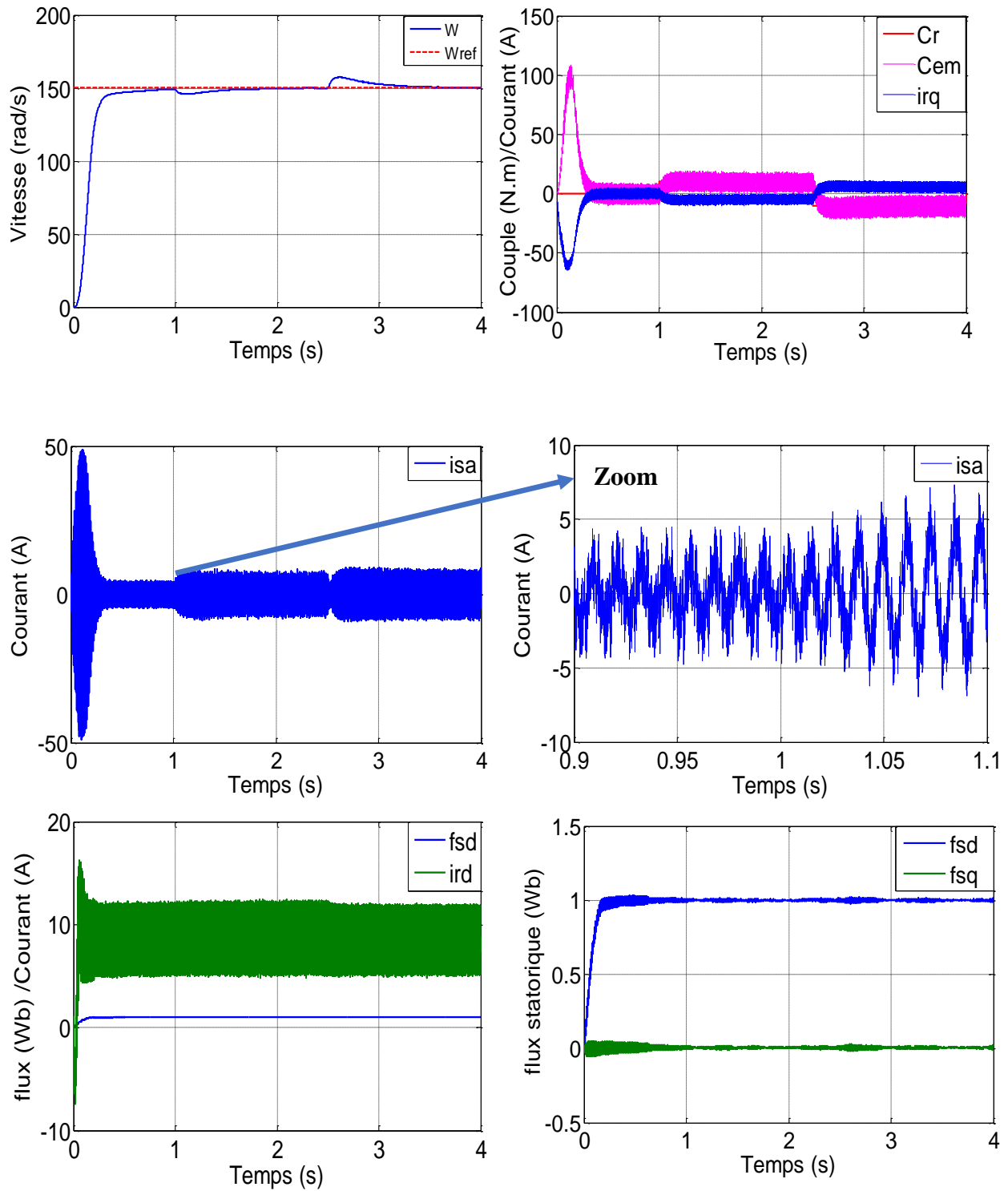


Figure II.8 Résultats de simulation lors de la variation de la charge

II.6.2 Test de la variation de la vitesse

Après un démarrage de la machine, nous avons procédé à un changement de consigne de la vitesse de (150 rad/sec) à (-150 rad/sec) à $t = 2.5$ s.

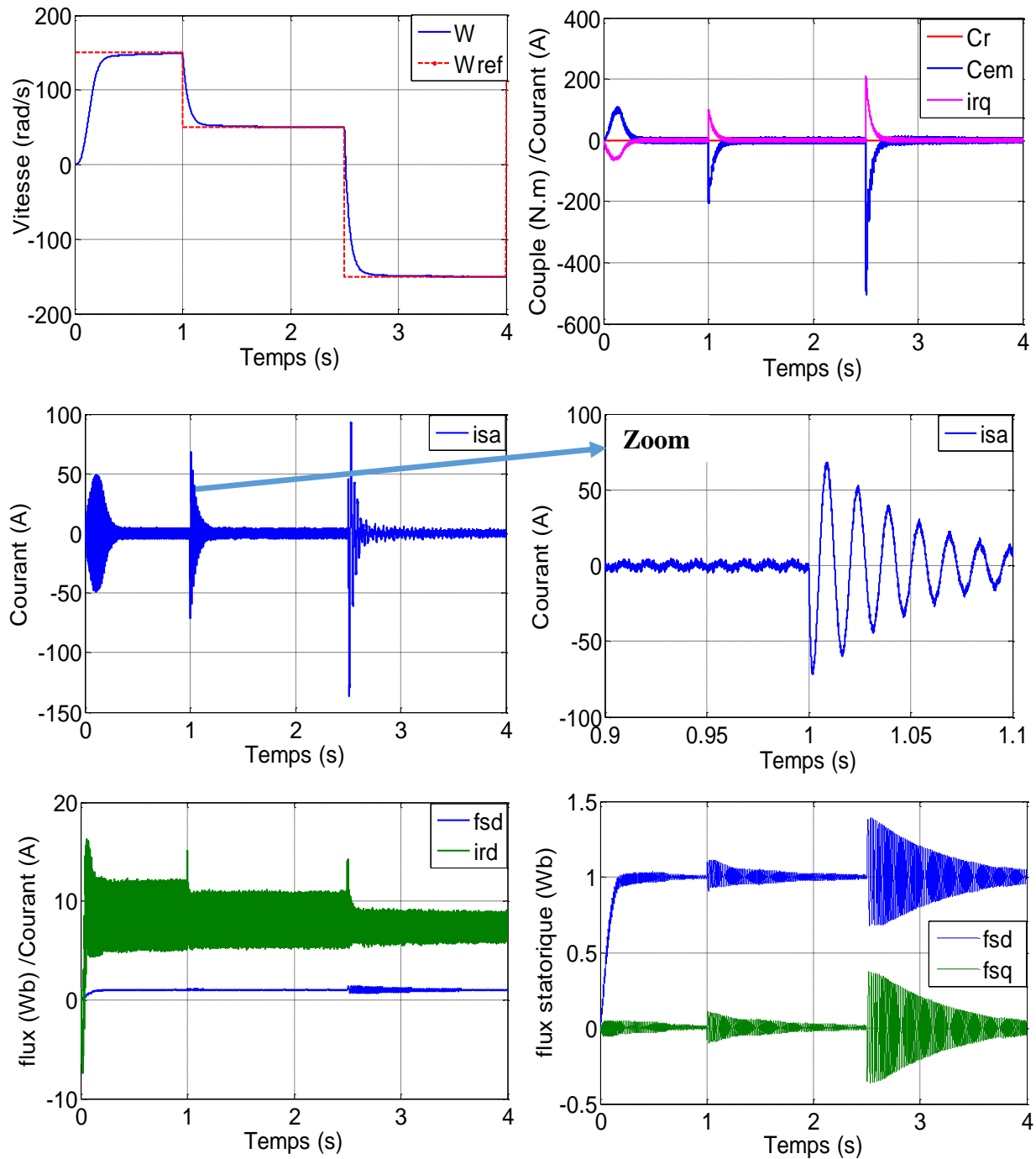


Figure II.9 Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse

II.6.3 Test de la Variation de la résistance statorique

La Figure II.10 représente les performances de la machine vis-à-vis des variations de la résistance statorique à partir de l'instant $t=2s$, où elle devient égale à $3R_s$. L'application de la charge est à $t=3s$.

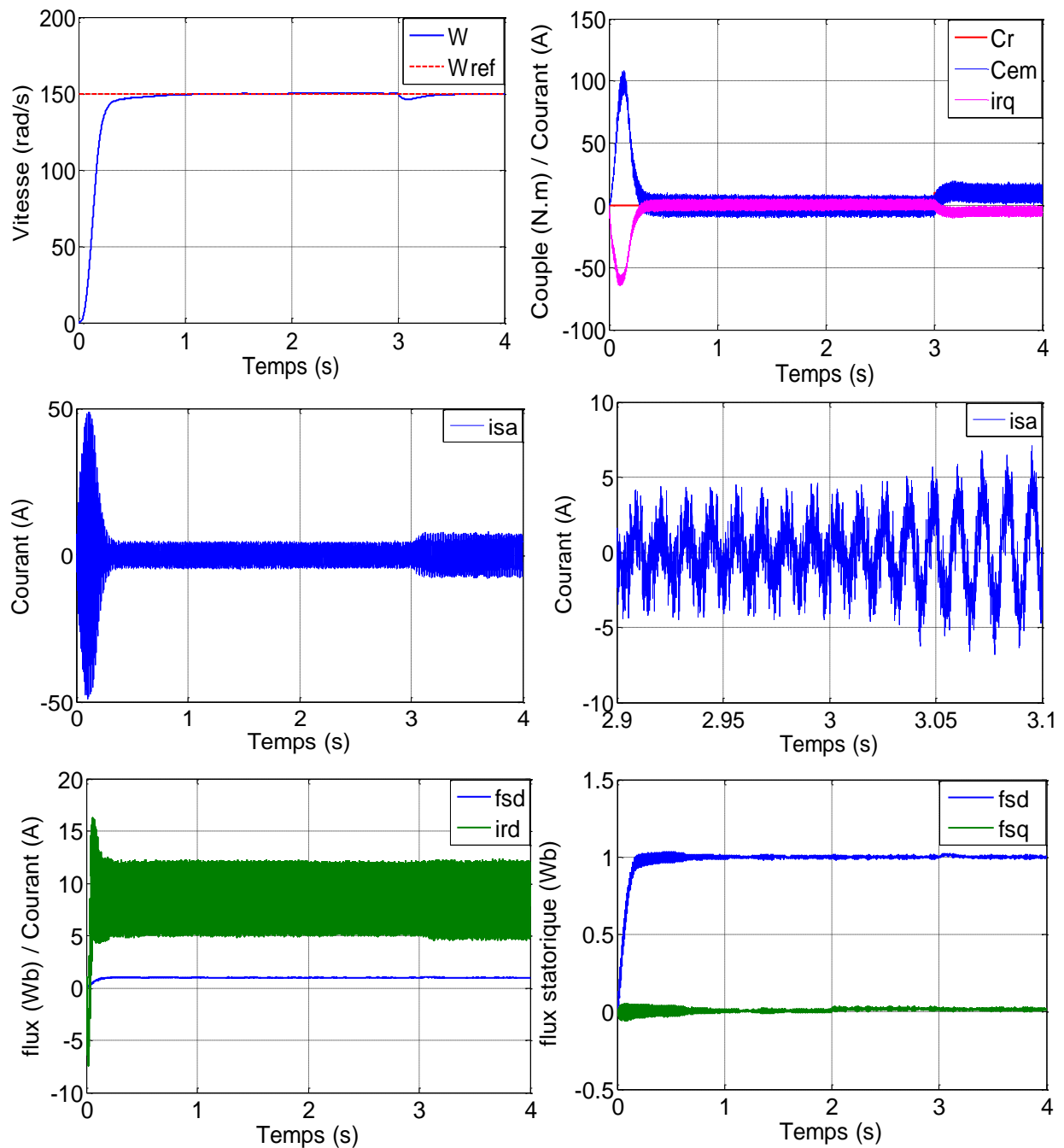


Figure II.10 Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une étude théorique concernant la commande vectorielle directe en tension par orientation du flux statorique permet de traiter la MADA reste la méthode la plus répondeue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux de façon semblable à celle de la machine à courant continu. Dans cette technique on a utilisé un correcteur proportionnel intégral PI. Les performances obtenues avec ce dernier sont satisfaisantes, cependant on remarque que la réponse de la vitesse en charge présente un rejet de perturbation et le couple présente des oscillations importantes qui peuvent nuire au fonctionnement du système ainsi que la sensibilité des flux lors de la variation de la résistance statorique. Pour résoudre ces problèmes, on se propose d'utiliser d'un système de commande avec la technique de la logique floue type-1.

Chapitre III

Commande vectorielle floue appliqué à la MADA

III.1 Introduction

La logique floue ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché [23]. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématiques précis du processus à commander, ou lorsque ce dernier présente de forts non linéarité ou imprécision. Les premières applications de la logique floue au niveau des systèmes de réglage ne parurent que dès 1975. Ce sont les Japonais qui commencent à utiliser dans des produits industriels pour résoudre les problèmes de réglages et récemment cette technique de commande est incluse en Europe, une intense activité de recherche a été introduite afin d'exploiter ce principe de réglage [24].

Dans ce chapitre, on présentera dans la première partie de ce chapitre un aperçu général sur notions fondamentales de la logique floue. Et dans la deuxième partie on montrera la structure de la commande par logique floue avec ses différentes étapes, et on applique 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.

III.2 Principe de la logique floue

La logique floue est une forme de valeurs multiples logique dans laquelle les valeurs de vérité des variables peuvent être un nombre réel entre 0 et 1, considéré comme « floue ». En revanche, dans la logique booléenne, les valeurs de vérité des variables ne peuvent être 0 ou 1, souvent appelées valeurs « nettes ». La logique floue a été étendue pour gérer le concept de vérité partielle, où la valeur de vérité peut se situer entre tout à fait vrai et complètement faux. En outre, lorsque les variables linguistiques sont utilisées, ces degrés peuvent être gérés par spécifiques (membres) fonctions [25].

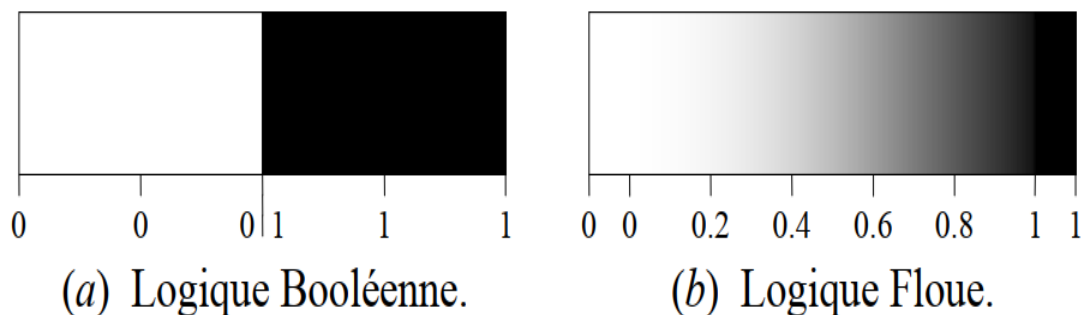


Figure III.1 Comparaison d'un Logique Booléenne et d'un Logique floue

III.3 Domaines d'application

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [26] :

- ✓ Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...etc.).
- ✓ Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ... etc.).
- ✓ Systèmes autonomes mobiles.
- ✓ Systèmes de transport (train, métro, ascenseur ... etc.).
- ✓ Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance.
- ✓ 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.

III.4 Commande par la logique floue appliquée à la MADA

Cette commande est une solution attractive pour obtenir des résultats performants dans les machines asynchrone double alimentation. Pour ce faire, on va utiliser la structure de la commande vectorielle directe en remplaçant le régulateur PI de vitesse par un régulateur flou.

Dans ce qui suit, nous allons présenter les principaux fondements de la logique floue où nous exposerons la notion d'ensembles flous, les fonctions d'appartenances, les variables linguistiques, et les opérateurs employés dans ce type de logique, puis décrire la structure de la commande floue. Nous expliquerons les notions de fuzzification d'inférences floues et de défuzzification pour manipuler une commande adéquate pour le réglage indépendant des puissances [27].

III.4.1 Notions fondamentales de la logique floue

Dans cette section, nous présentons les notions de base de la logique floue. Nous aborderons uniquement les points les plus importants pour la compréhension d'un raisonnement flou à savoir [12].

• Ensembles flous

Dans la théorie classique des ensembles, ces derniers sont définis par une fonction caractérisée par un élément appartient (1), et un élément n'appartient pas (0) ; par contre 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 [28].

• Fonctions d'appartenances

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques (x), il faut les soumettre à une définition mathématique appelée fonction d'appartenance ($\mu(x)$) qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles (A_i). Les représentations graphiques des fonctions d'appartenances les plus utilisées sont illustrées dans la figure (III.1). Leurs expressions analytiques sont définies de la manière suivante [29] [30]:

- la fonction triangulaire: définie par trois paramètres a , b et c , soit :

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

- la fonction trapézoïdale: définie par quatre paramètres a , b , c et d soit

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

- la fonction en cloche: définie par deux paramètres, x_0 qui détermine la position du sommet ($\mu = 1$) et a qui impose la largeur du domaine, soit:

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x - x_0}{a} \right)^2} \quad (\text{III. 3})$$

- la fonction gaussienne : définie par deux paramètres σ , x_0 , soit :

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x - x_0)^2}{2.\sigma^2}\right) \quad (\text{III. 4})$$

la fonction sigmoïde : définie par deux paramètres a, x_0 , soit :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a \cdot (x - x_0))} \quad (\text{III. 5})$$

la fonction singleton:

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III. 6})$$

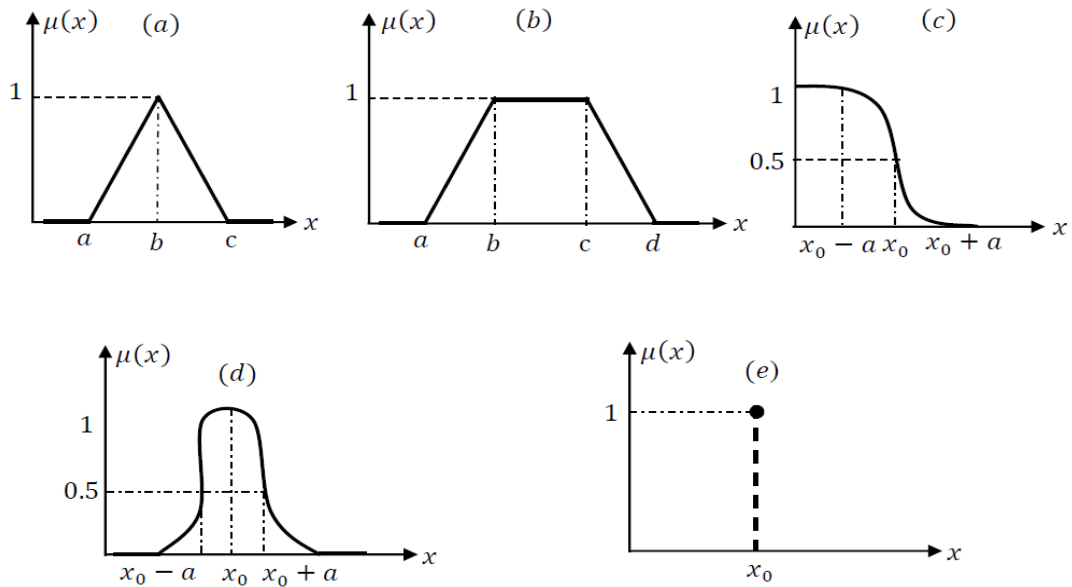


Figure III.2 Formes des fonctions d'appartenances usuelles

- (a) - Fonction triangulaire
- (b) – Fonction trapézoïdale
- (c) - Fonction sigmoïdale
- (d) - Fonction gaussienne
- (e) - Fonction singleton

• Caractéristiques d'un sous ensemble flou

Soit A un sous ensemble flou de X . On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou, (figure III.2) [31] [12].

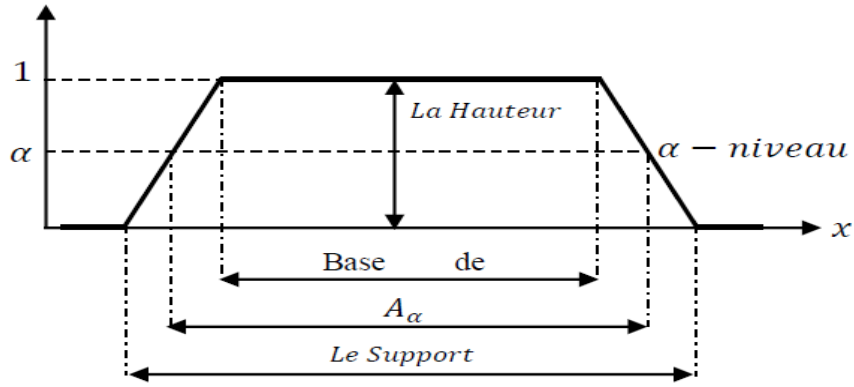


Figure III.3 Caractéristiques d'un ensemble flou

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 :

$$N(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{III. 7})$$

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

$$S(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (\text{III. 8})$$

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 :

$$H(A) = \max(\mu_A(x) / x \in X) \quad (\text{III. 9})$$

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

$$|A| = \sum_{i=1}^n \mu_A(x_i) \quad (\text{III. 10})$$

Pour un domaine continu, la cardinalité sera définie par :

$$|A| = \int_x \mu_A(x) dx \quad (\text{III. 11})$$

Couple de niveau α : On appelle *couple de niveau* 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 :

$$A_\alpha = \{x / \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad x \in [0, 1] \quad (\text{III. 12})$$

• Variables linguistiques

Ce sont des variables dont les valeurs ne sont pas des nombres, mais des mots ou des phrases exprimés en langage naturel. La raison pour laquelle on utilise cette représentation, est que le caractère linguistique est moins spécifique que le caractère numérique.

Une variable linguistique x est généralement caractérisée par un triplet $\{x, (x), X\}$ où x désigne le nom de la variable (température, taille, vitesse), définie sur un univers de discours X , et (x) son ensemble de termes ou valeurs linguistiques. Dans notre cas, l'univers de discours X est toujours un sous-ensemble des réels.

Par exemple, si l'erreur est considérée comme variable linguistique définie dans le domaine $X = [-10 ; 10]$, ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit:

$T(\text{erreur}) = (\text{Négative Grande (NG)}, \text{Négative Petite (NP)}, \text{Environ Zéro (EZ)}, \text{Positive Petite (PP)}, \text{Positive Grande (PG)})$

Ces valeurs linguistiques peuvent être considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure (III.4)[30].

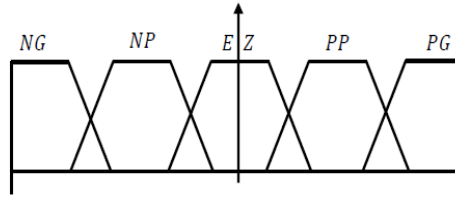


Figure III.4 Fonctions d'appartenance de $T(\text{erreur}) = \{NG, NP, EZ, PP, PG\}$

• Opérateurs logiques flous

La théorie mathématique sur les ensembles flous définit de nombreux opérateurs sur ces ensembles et sur les fonctions d'appartenance. Soit A et B deux ensembles flous définis dans l'univers de discours X par les fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ respectivement[29] [30].

Egalité floue : deux ensembles flous A et B sont égaux ($A = B$) si et seulement si

$$\forall x \in X : \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{III. 13})$$

Sous-ensemble flou : A est un sous ensemble de B ($A \subseteq B$) si et seulement si :

$$\forall x \in X : \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{III. 14})$$

Complémentation floue (non) : Le complément \bar{A} de l'ensemble flou A est défini par la fonction d'appartenance :

$$\forall x \in X : \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III. 15})$$

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

$$\forall x \in X : \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \dot{+} \mu_B(x) \quad (\text{III. 16})$$

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 :

$$\mu_A(x) \dot{+} \mu_B(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III. 17})$$

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

$$\forall x \in X : \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) * \mu_B(x) \quad (\text{III. 18})$$

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 :

$$\mu_A(x) * \mu_B(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III. 19})$$

$$\mu_A(x) * \mu_B(x) = \mu_A(x) \times \mu_B(x) \quad (\text{III. 20})$$

• Implication floue

L'implication floue, ou aussi proposition conditionnelle floue, est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité d'une règle de la forme [29].

Si x est A Alors y est B

À partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part, ce degré de vérité est évalué à partir des degrés d'appartenances de x à A et de y à B comme suit :

$$\mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{III. 21})$$

Les opérateurs les plus utilisés dans la commande floue sont les implications de Mamdani et de Larsen :

- Implication de Mamdani : $\mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y))$
- Implication de Larsen : $\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \times \mu_B(y)$

III.4.2 Structure d'une commande par logique floue

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur par retour d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles se basant sur des variables linguistiques pour être traitées par des

opérateurs de la logique floue. Les variables d'entrées sont dans un premier temps converties en variables floues en définissant pour chacune d'elle une fonction d'appartenance. Par la suite, on convertit la commande floue résultante de l'inférence à commande réel pour les appliquer au procédé.

Un régulateur par logique floue comprend les quatre parties suivantes: 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 afin qu'il soit transportable et adaptable même avec des paramètres différents, figure (III.5) [12][30] [31].

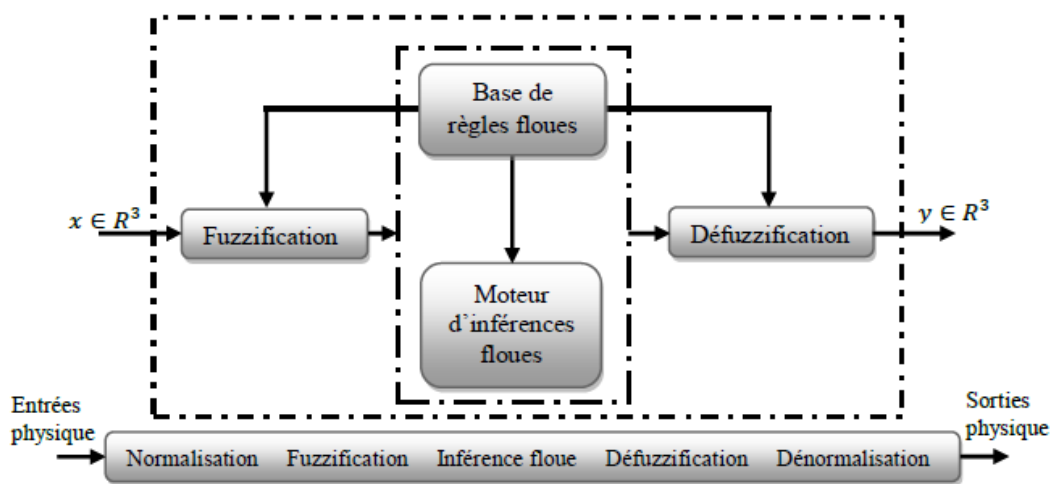


Figure III.5 Schéma synoptique général d'un contrôleur flou

• 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 [32].

• Règles de contrôle

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 [32] :

- 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".

• Inférence des règles floues

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 [12] :

- Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen).
- Méthode d'inférence Somme-Produit.

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 ».

Operateur flous Méthode d'inférence	Et	Ou	Alors
Max – Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max –Produit	Minimum	Maximum	Produit
Somme –produit	Produit	Moyenne	Produit

Tableau III.1 Méthode usuelles de l'inférence floue

• Défuzzification

Plusieurs stratégies de défuzzification existent. Les plus utilisées sont:

❖ Méthode du maximum

Comme son nom l'indique, la commande en sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale. La méthode du maximum simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie (parfois on trouve deux valeurs maximales).

❖ Méthode de la moyenne des maximums

Elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issue de l'inférence est maximale.

❖ Méthode du centre de gravité

Cette méthode est la plus utilisée dans les contrôleurs flous. Elle génère l'abscisse du centre de gravité de l'espace flou comme commande de sortie

III.4.3 Application de la commande par la logique floue a la MADA

Pour appliquer cette commande à notre système, on a utilisé la même structure de commande vectorielle directe présentée dans le chapitre précédent avec un changement de régulateur PI par un régulateur flou de même type (régulateur de type Mamdani à sept classes), qui possèdent les mêmes fonctions d'appartenances. La différence réside dans les gains de normalisation (facteurs d'échelles). Le mode de fonctionnement est le même que celui des contrôleurs de courants.

L'objectif de notre travail est d'appliquer cette commande pour contrôler la vitesse de la machine asynchrone double alimentation. Les hypothèses de simulation ont été effectuées sous les mêmes conditions, et avec les mêmes profils dans le but de voir les nouvelles qualités de poursuite et de régulation ainsi que la robustesse de la commande. [12]

Pour la boucle de courant, les variables d'entrées sont :

L'erreur de courant

$$e_1 = I_{rq}^{ref} - I_{rq} \quad (III. 22)$$

La variation de l'erreur de courant

$$\Delta e_1 = e_1(k) - e_1(k-1) \quad (III. 23)$$

Le schéma bloc de la commande avec le régulateur flou est illustré par la figure ci-dessous :

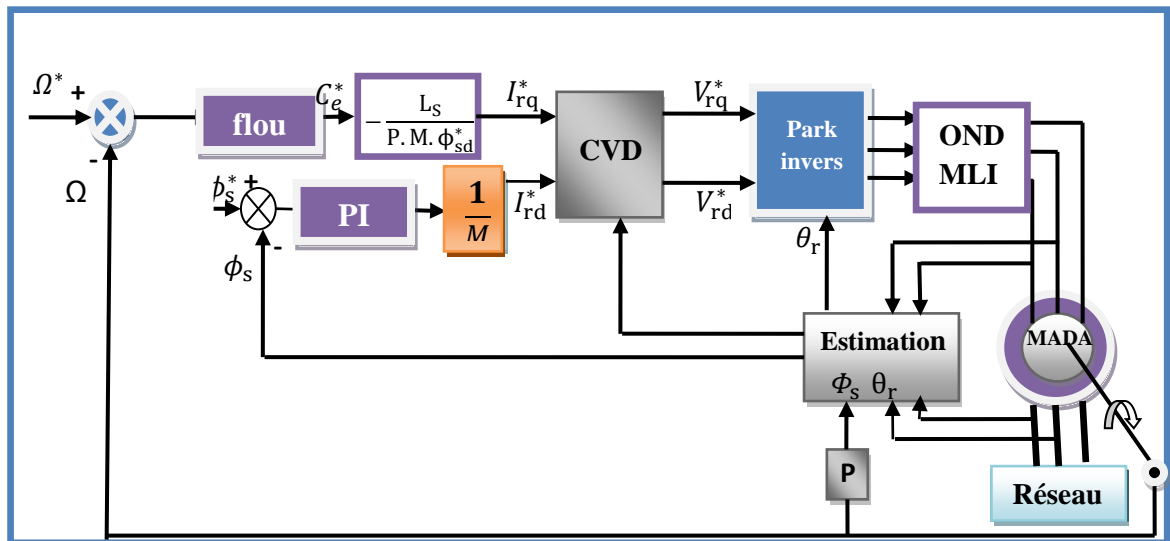


Figure III.6 Schéma bloc de la structure de commande vectorielle avec régulateur flou

III.4.3.1 Structure de base d'un contrôleur flou

La majorité des contrôleurs flous pour les systèmes mono variables simples se composent des entrées du contrôleur flou qui sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante :

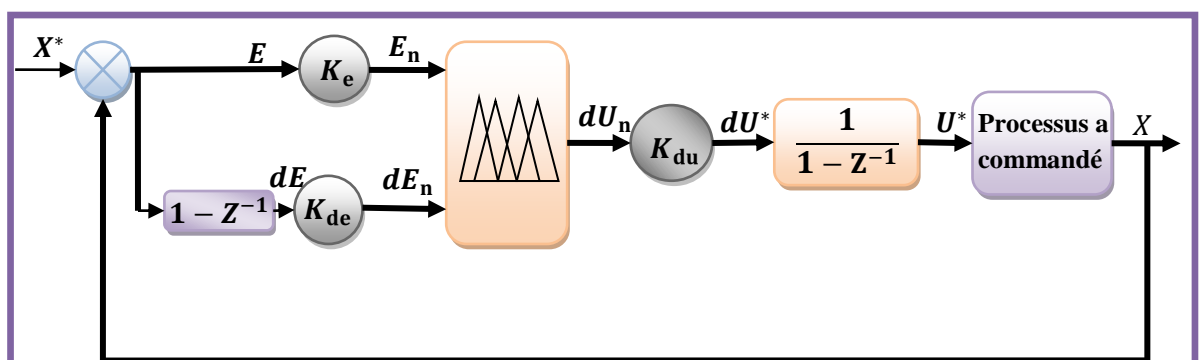


Figure III.7 Schéma bloc de la structure du contrôleur du type PI-flou

D'après le schéma ci-dessus, le système de régulation floue (contrôleur flou) secompose essentiellement :

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps.

- Des facteurs d'échelle (k_e , k_{de} et k_{du}) : qui sont des gains de normalisation et dénormalisation. Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et l'amélioration des performances dynamiques et statiques ciblées du système à régler; de plus, les gains d'entrées (k_e , k_{de}) réduisent les grandeurs physiques d'entrées dans une plage de variation appelée univers de discours.
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenances, nous avons opté pour les formes triangulaire et trapézoïdale comme indiquée sur les figures (III.8). Le choix des variables linguistiques sont représentées par : Négatif grand noté **NG** ; Négatif noté **N** ; zéro noté **Z** ; Positif noté **P** ; Positif grand noté **PG**.
- D'un bloc de défuzzification de la variation de la commande. Les sorties du mécanisme d'inférence qui sont des variables floues doivent être reconverties en des grandeurs réelles de sorties pour que le système puisse les utiliser. Dans cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

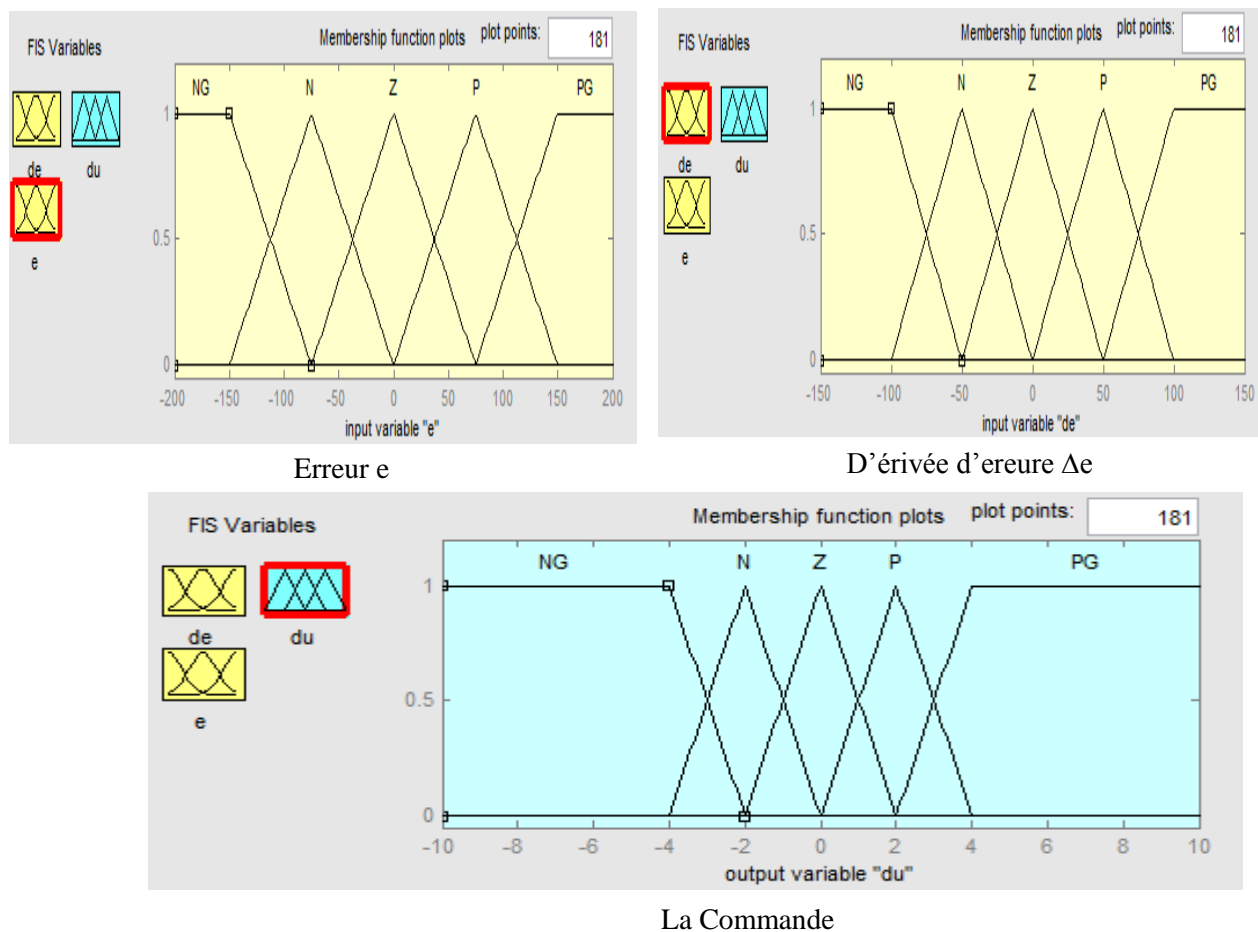


Figure III.8 Les fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle

– Les règles d'inférences permettant de déterminer la variable de sortie pour le réglage des courants regroupés dans la table ci-dessous. La méthode d'inférence utilisée est la méthode « min-max » de Mamdani :

- opérateur ET : formation du minimum.
- opérateur OU : formation du maximum.
- implication ALORS : formation du minimum
- agrégation : formation du maximum.

U					e				
					NG	N	Z	P	PG
e	d	NG	NG	NG	NG	N		Z	
		N	NG	NG	N	Z		N	
		Z	NG	N	Z	N		PG	
		P	N	Z	N	PG		PG	
		PG	Z	N	PG	PG		PG	

Tableau III.2 Table des règles de décision pour le contrôleur des puissances

D'un bloc intégrateur utilisé pour intégrer la variation de la commande numérique résultante et de son application au système que nous voulons commander.

III.5 Résultats de simulation

III.5.1 Test de la variation de la charge

Dans cette section on a testé la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 150 rad/sec, puis un changement cyclique des différent niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suit :

Temps (sec)	0	1	1	2.5	2.5	4
Cr (N.m)	0	0	10	10	-10	-10

Résultats de simulation sont représentés par la figure II.9.

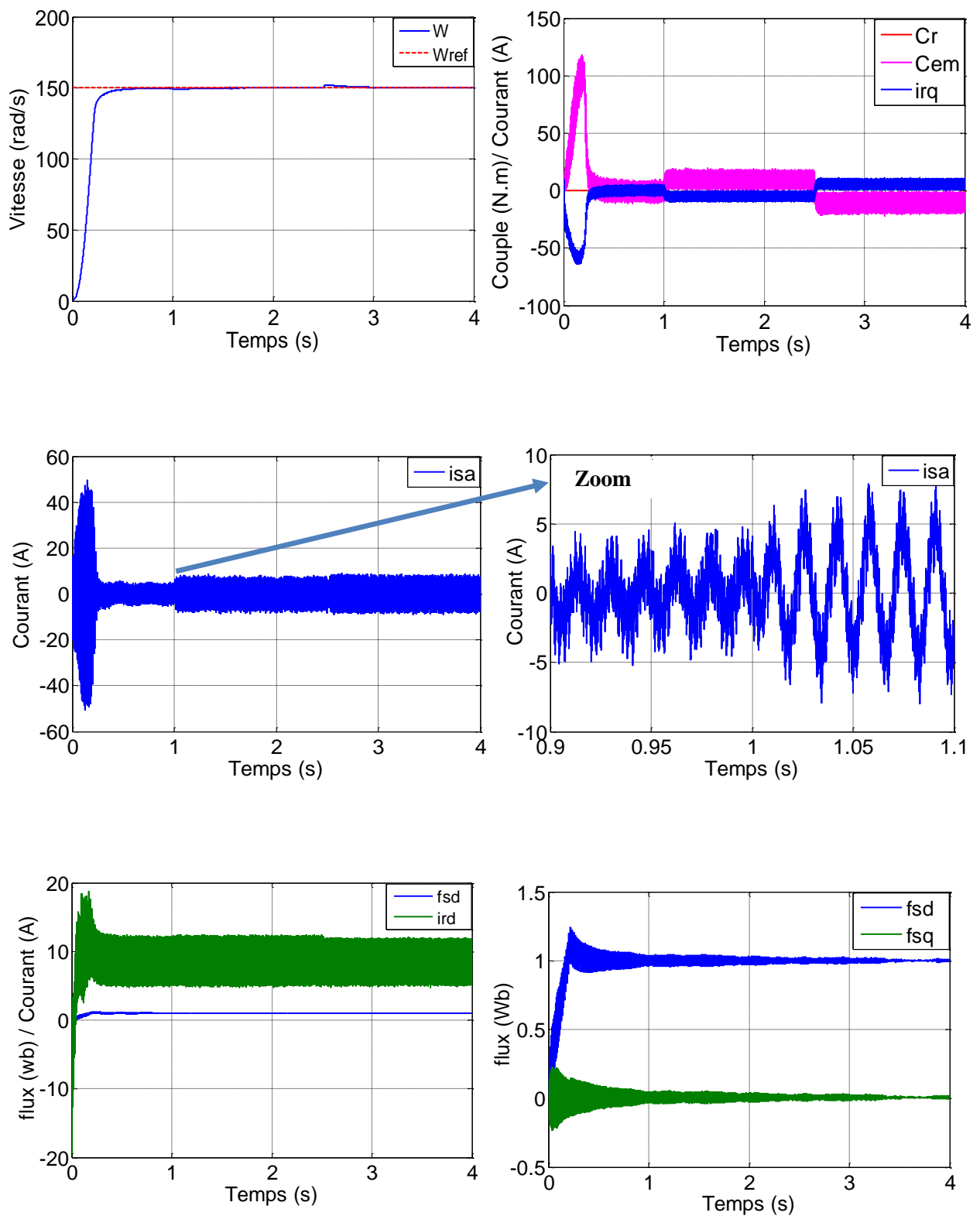


Figure III.9 Résultats de simulation lors de la variation de la charge

III.5.2 Test de la variation de la vitesse

Après un démarrage de la machine, nous avons procédé à un changement de la vitesse de (150 rad/sec) à (50 rad/sec) à $t = 1$ s, puis une inversion du sens de rotation à (-157 rad/sec) à partir de $t = 2.5$ s.

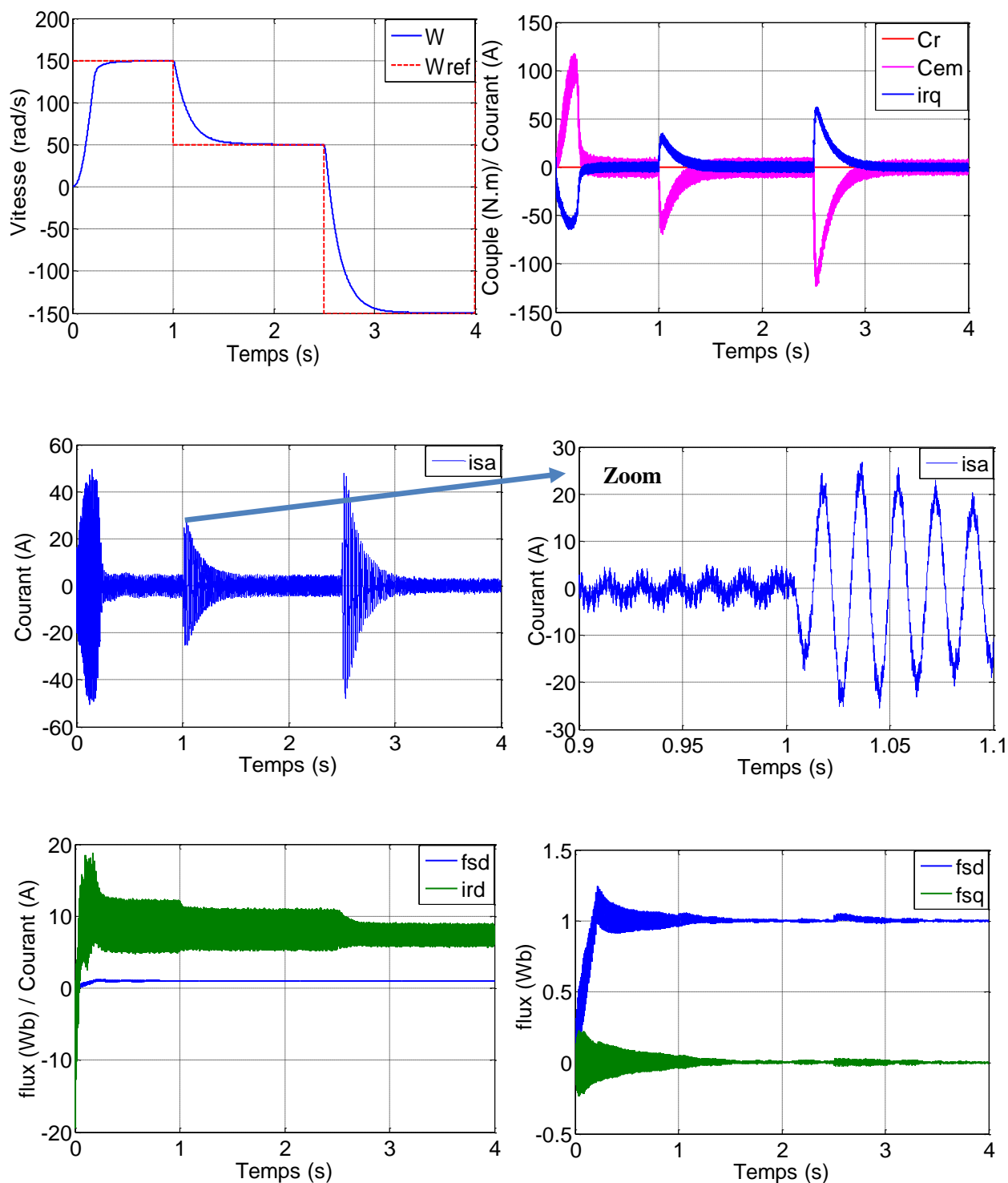


Figure III.10 Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse

III.5.3 Test Variation de la résistance statorique

La Figure II.11 représente les performances de la machine vis-à-vis des variations de la résistance statorique à partir de l'instant $t=2s$, où elle devient égale à $3R_s$. L'application de la charge est à $t=3s$.

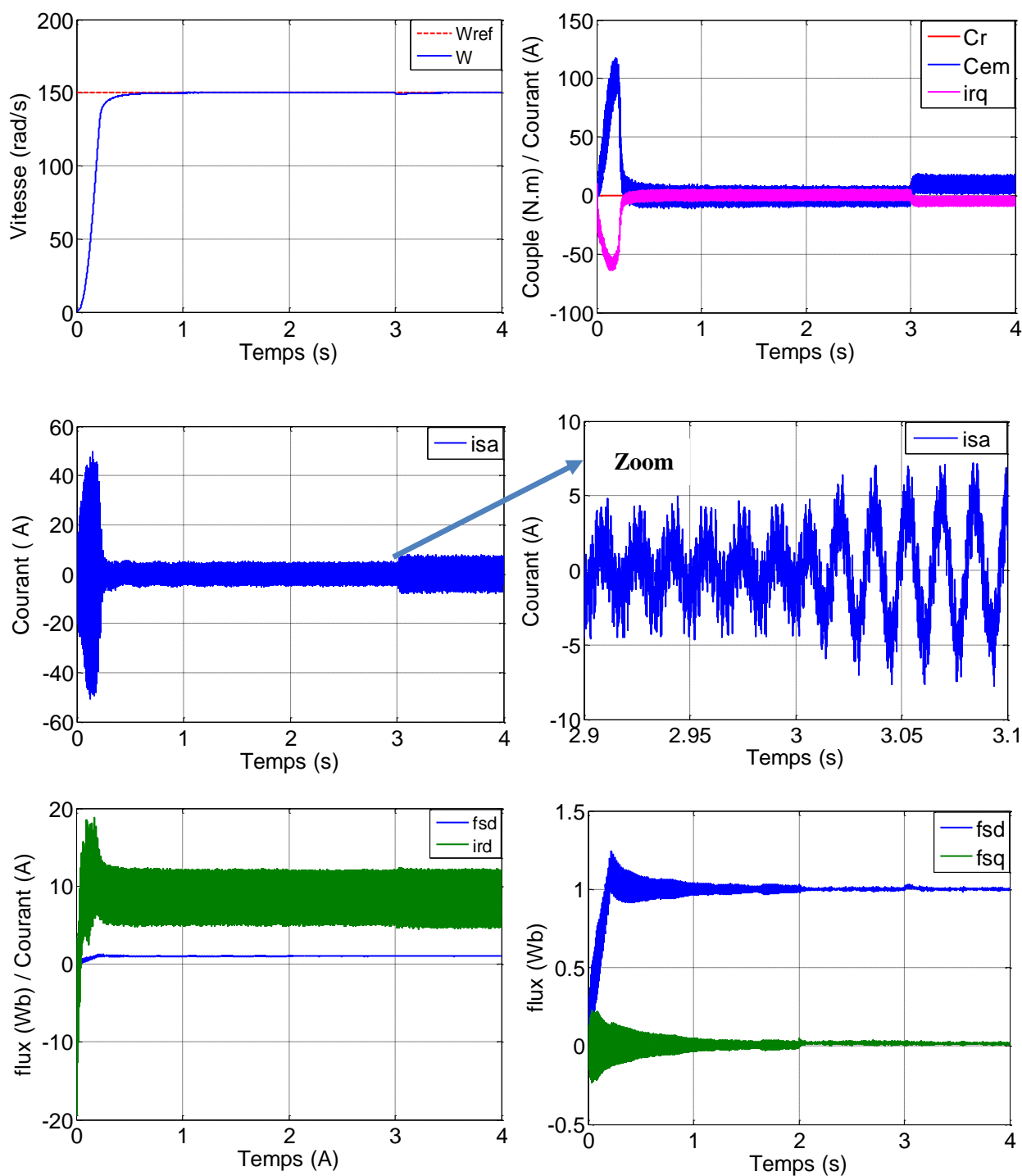
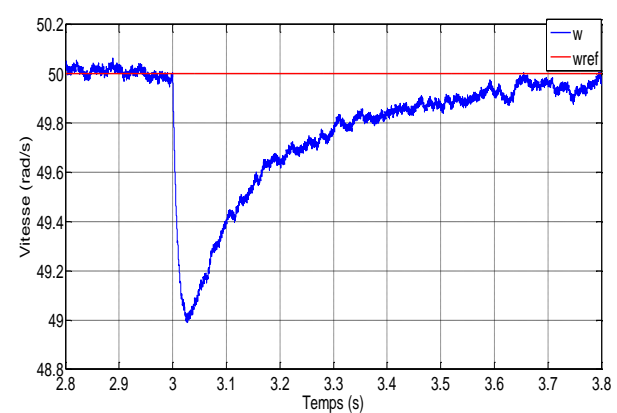
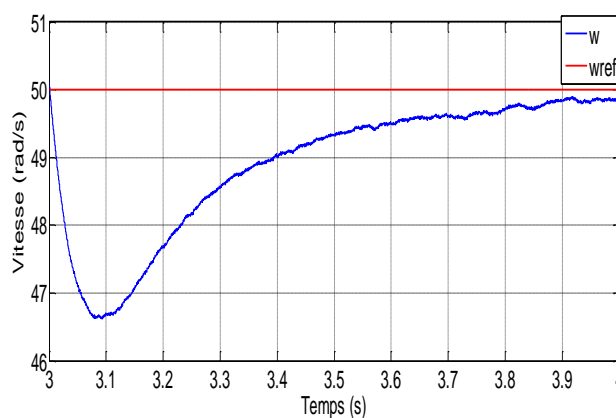
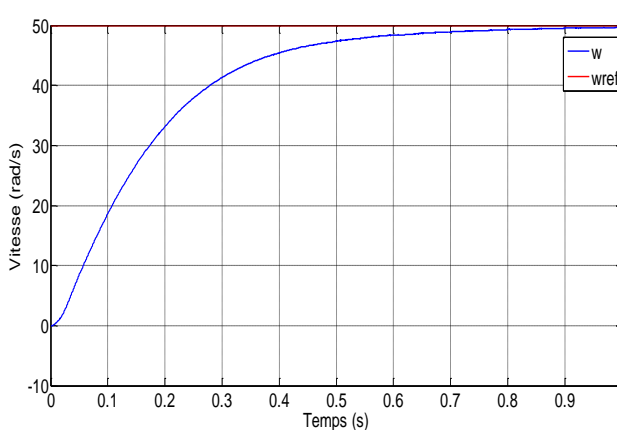
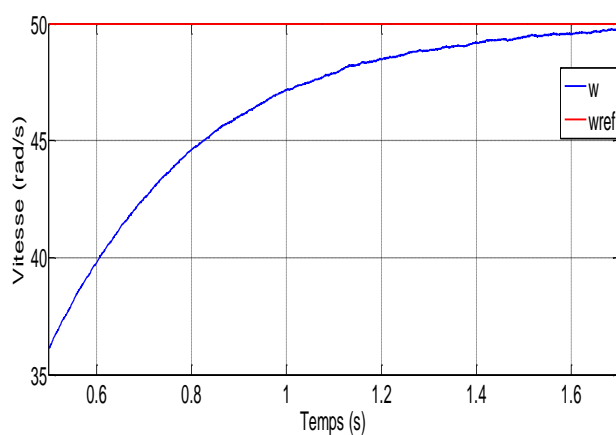
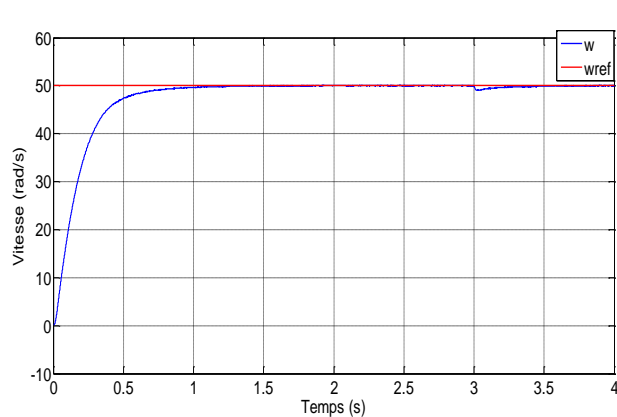
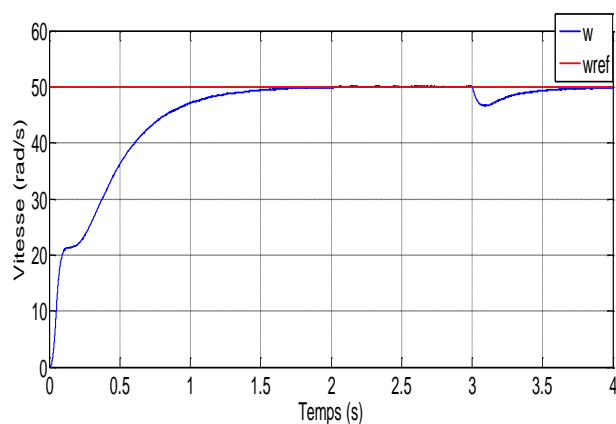


Figure III.11 Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique

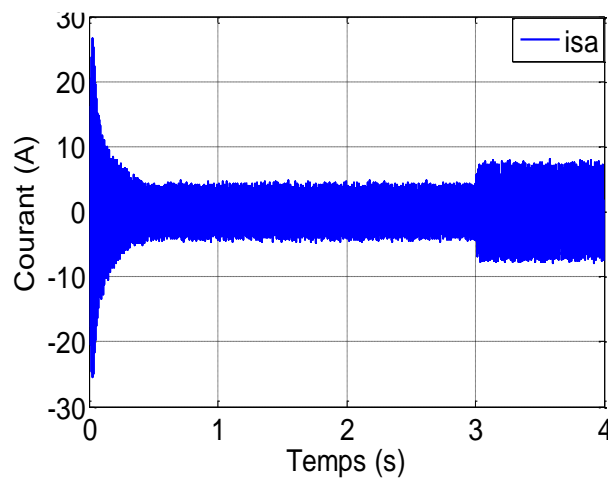
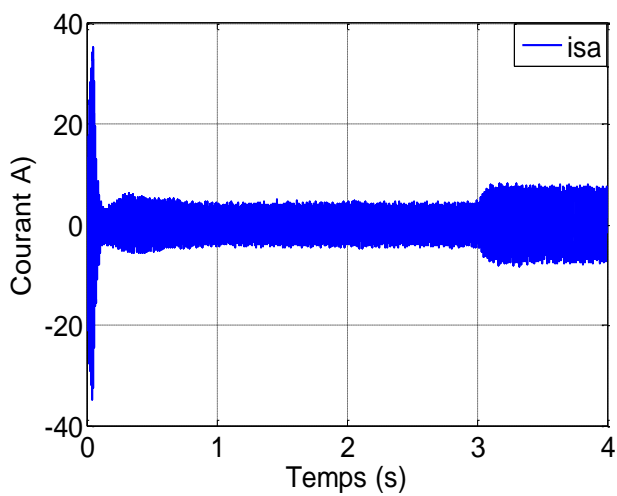
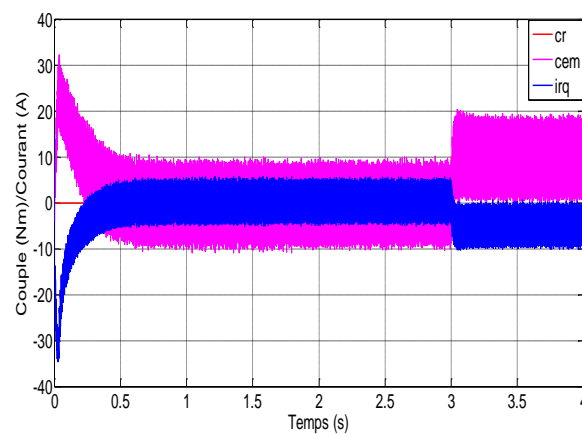
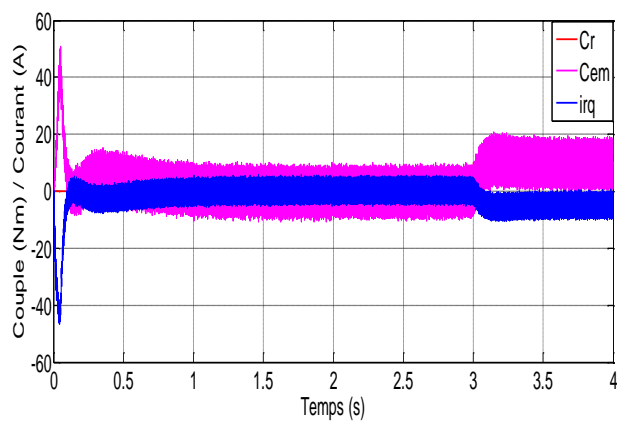
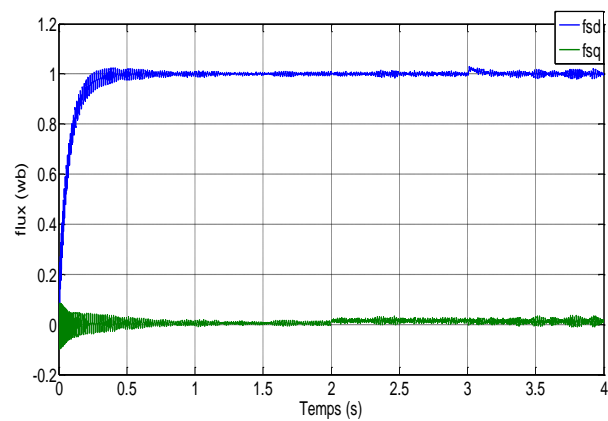
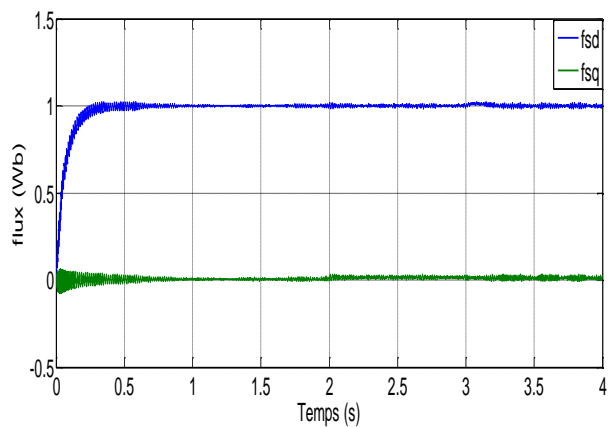
III.5.4 Etude comparative

Dans cette section on a comparer la commande vectorielle avec la commande vectorielle-floue, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 50 rad/sec, puis on a appliqué un couple de charge de 10 Nm a $t=3s$.



PI

PI floue



PI

PI floue

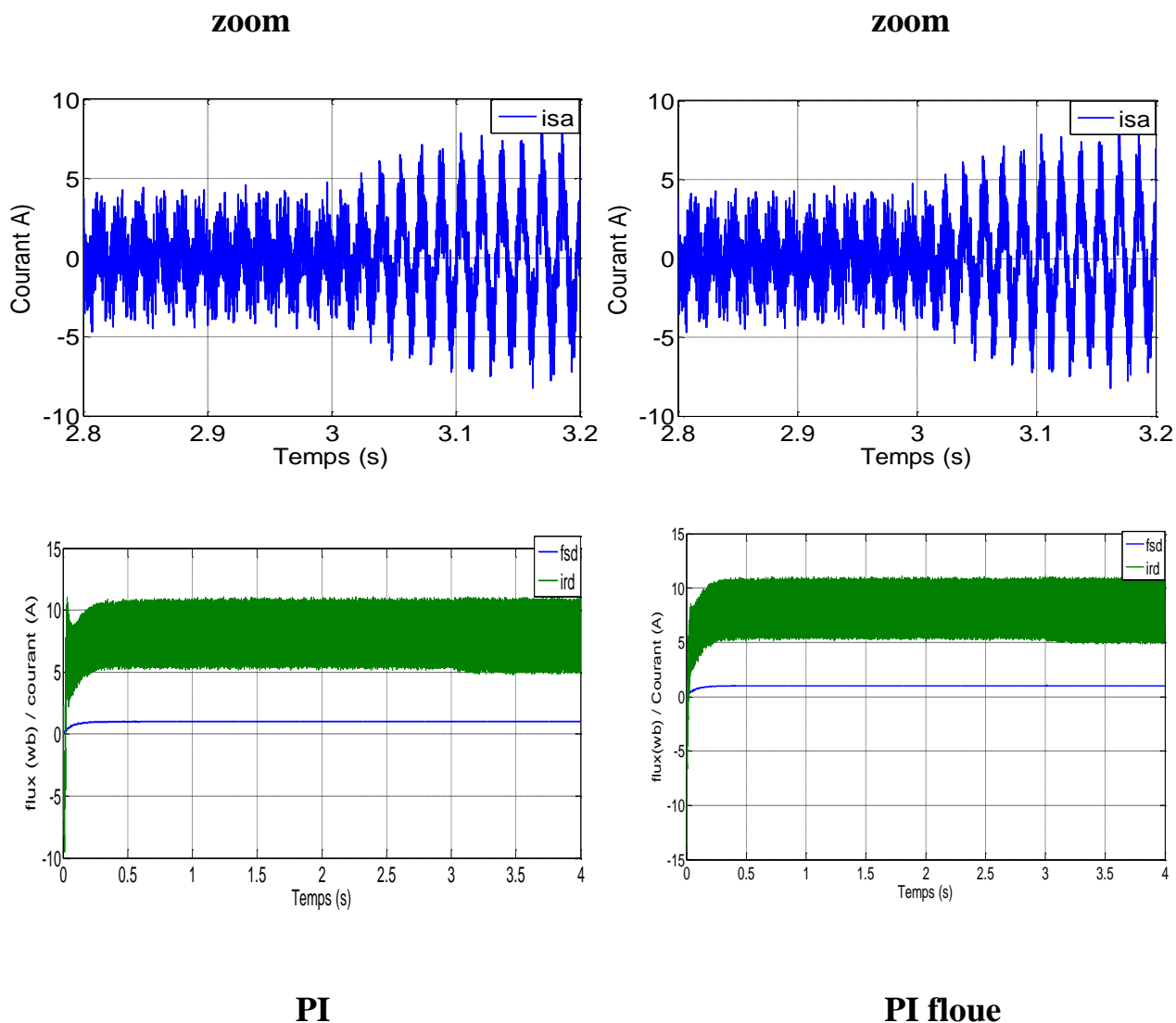


Figure III.12 Résultats de simulation de la comparaison entre la commande vectorielle et la commande vectorielle-floue

En remarque que la Commande par PI floue présente un temps de réponse rapide que le réglage par la commande PI classique.

En remarque que la dynamique de la vitesse rotorique dans le cas de la commande PI floue mieux que le cas de la commande vectorielle (régulateur PI classique).

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la notation fondamentale de la logique floue, structure d'un commande a logique floue, ainsi que les bases de cette logique. Puis on a donné la description du contrôleur flou, après on a faire une application sur la MADA ,Les résultats de simulation obtenus montrent que le régulateur par logique floue présente des performances de pour suite très satisfaisante et la robustesse de ce régulateur de la variation paramétrique (résistance statorique) et non paramétrique (inversion du sens de rotation, couple résistant). On note que les résultats et les performances obtenues à ce chapitre dépendent du choix des gains du régulateur de la logique floue a amélioré la dynamique de la vitesse rotorique par rapport à celle du réglage par régulateur PI classique.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif principal de ce travail était l'application de la commande vectorielle directe à la machine asynchrone double alimentation et utilisant un régulateur flou pour l'objet de réglage de la vitesse.

Nous avons commencé dans le premier chapitre par une étude théorique sur la machine asynchrone double alimentation et ses applications, ses modes de fonctionnement et ses avantages et inconvénients et la modélisation de l'onduleur.

Ensuite nous avons consacré le deuxième chapitre à appliquer la commande vectorielle direct à orientation du flux statorique à la MADA, cette technique permet d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique et améliore la dynamique de la vitesse. L'association de la commande vectorielle à un régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une performance moyenne.

Dans le troisième chapitre on a passé en suite à la commande vectorielle à base d'un régulateur flou, Cette méthode ont permis de contourner le problème de la variation des paramètres du système et assurent une commande plus adaptée à ces changements paramétriques, en exploitant les connaissances de l'expert humain.

Les comparaisons des résultats présentées au cours de ce travail, nous ont amenée à conclure que le régulateur flou conduit à des meilleures performances que le régulateur PI classique à cause de sa robustesse, sa rapidité de sa dynamique et la précision de ses sorties qui lui permettent.

REFERENCES

REFERENCES

- [1] **P. Vas**, «Vector control of AC machines», Oxford Science publication, 1990
- [2] **H. Bennani**, «Machine Asynchrone A Double Alimentation (Les lois de commande en régime permanent) », Mémoire M.Sc, Canada, 2011.
- [3] **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 et expérimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [4] **M. Chebre, M. Zerikat, Y. Bendaha**, “Adaptation des Paramètres d'un Contrôleur PI par un FLC Appliqué à un Moteur Asynchrone,” 4th International Conférence on Computer Integrated Manu facturing CIP'2007, 03-04 Novembre 2007.
- [5] **A Zemmit**, «contribution à la commande de la machines asynchrone double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes», thèse de doctorat en 3ème cycle LMD en Electrotechnique, université Mohamed boudiaf-m'sila-2017.
- [6] **Z. Boudjemaa**, « Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou», Mémoire de magistère en électrotechnique, école normale supérieure de l'enseignement technologique d'Oran, Algérie, 2009.
- [7] **P-E. Vidal**, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double Alimentation » Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [8] **G. Salloum**, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [9] **M. S. Vicatos et A. J. Tegopoulos**, « A doubly-fed induction machine différentiel drive model for automobiles », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, No. 2, pp. 225-230, 2003.
- [10] **F. Poitiers**, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [11] **R. Abdessemed**, « Modélisation et simulation des Machines Electriques », Livre, Edition TECHNO SUP, Univ Batna, 2011.

- [12] **R. Rouabhi**, «Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna 2, 2016.
- [13] **M. Laamayad Tahar**, “Commande optimale d’une machine asynchrone apport de la Logique floue,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2008.
- [14] **H. Amimeur**, “Contribution à la Commande d’une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2008.
- [15] **B. Youcef**, « Contribution à l’étude et à la commande robuste d’un aérogénérateur asynchrone à double alimentation», Thèse de doctorat en Electrotechnique, Université Mohamed Khider de Biskra, Algérie, 2014.
- [16] **A.L.Nemmour**, «Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation», Thèse de magister, Université de Batna ,2002.
- [17] **N. Akkari**, « Commande adaptative de la machine asynchrone à double alimentation par des sources de tension», Thèse de magister de l’université de Batna, 2005.
- [18] **L. Benalia**, " Commande en tension des moteurs à Induction Double Alimentes ", Thèse de doctorat, université de Batna, 2010.
- [19] **A. Kheldoun**, “Amélioration des Performances d’un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté,” Thèse de doctorat de l’université de Boumerdès, 2007.
- [20] **D. forchetti, G. garcia et M. I. valla**, «Vector control strategy for a doubly-fed standalone induction generatorvector», IEEE Trans .Energy conversion, pp: 991-995, 2002.
- [21] **H. Amimeur**, « Contribution au Controle de la Machine Asynchrone Double Etoile», Thèse de doctorat de l’université de Batna, juin 2012.
- [22] **H. Tamrabet**, « Robustesse d’un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d’une Machine Asynchrone», Thèse de magister de l’université de Batna, 2006.
- [23] **Y.Elbia**, « Commande Floue Optimisée d’une Machine asynchrone a Double Alimentation à Flux Orienté». Mémoire de Magister de l’université de Batna, 2009.

- [24] **B.Toual**, « Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation Application à un Système Eolien à Vitesse Variable ». Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2010.
- [25] **R. SADAoui**, « Analyse et Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation », Mémoire présenté à l'Université du Québec à trois-rivières, Canada, 2017.
- [26] **J. Godjevac**, « Idées Nettes sur la Logique Floue » Collection Informatique, Première Edition, Press Polytechnique et Université Romandes, Lausanne, Suisse, 1999.
- [27] **KHENGAOUI Nafissa, KHENGAOUI Nessrine**, «Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation » MASTER ACADEMIQUE UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA 08/06/2015.
- [28] **F. Boumaraf**, « Commande D'un Aérogénérateur- Apport Des Techniques de L'intelligence Artificielle ». Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, Le 24 Juin 2014.
- [29] **S. Labiod**, « Contribution à la Commande Adaptative Floue des Systèmes Non Linéaires ». Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 29 Janvier 2005 Algérie.
- [30] **A. El Ougli**, « Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs ». Université Sidé Mohamed Ben Abdullah. Le 23/05/2009.
- [31] **S. Mokeddem**, « Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base D'Algorithmes Génétiques ». Thèse Doctorat, Université ferhat abbas de setif, 11 juillet 2010.
- [32] **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.

ANNEXE

ANNEXE [12]

- Puissance nominale $P_n = 4\text{kW}$
- Courant nominal $I_n = 15/8.6 \text{ A}$
- Tension nominale statorique $V_s = 220/380 \text{ V}$
- Fréquence nominale statorique $f_s = 50\text{Hz}$
- Résistance statorique $R_s = 1.2 \Omega$
- Résistance rotorique $R_r = 1.8\Omega$
- Inductance statorique $L_s = 0.1554 \text{ H}$
- Inductance rotorique $L_r = 0.1568 \text{ H}$
- Inductance mutuelle $M = 0.15 \text{ H}$
- Inertie du moteur $J = 0.01 \text{ kg.m}^2$
- Nombre de paires de pôles $P = 2$
- Coefficient de frottement $f = 0.001 \text{ [N.m. s /rd]}$
- Vitesse mécanique nominale $\Omega = 1440\text{tr/min}$

Résumé

Ce mémoire présente l'application de la commande vectorielle directe à base d'un régulateur flou à la machine asynchrone double alimentation. Deux structures de commande ont été présentées, premièrement nous avons abordé la commande vectorielle de la MADA par orientation du flux statorique par le régulateur classique PI, après on a remplacé cette dernière par d'autres régulateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle tels que les régulateurs flous, les quelles surpassent les limites des techniques classiques et possèdent des caractéristiques essentielles pour l'amélioration des performances de la commande proposée . Les résultats de simulation par Matlab seront présentés.

Mots Clés

MADA, Onduleur deux niveau, commande vectorielle, PI, PI floue.

ملخص

تقدم هذه الرسالة تطبيق التحكم المباشر في القوة الموجهة على أساس منظم ضبابي على الآلة غير المتزامنة ثنائية الطاقة. تم من خلال توجيه تدفق الجزء الثابت بواسطة منظم MADA تقديم هيكلين تحكم، أولاً، تعاملنا مع التحكم في ناقل الحركة في الكلاسيكي، بعد أن استبدلنا الأخير بمنظمين آخرين يعتمدون على تقنيات الذكاء الاصطناعي مثل المنظمات غير PI الواضحة، والتي تتجاوز حدود التقنيات التقليدية وتمتلك الخصائص الأساسية لتحسين أداء التحكم المقترح. سيتم عرض نتائج محاكاة ماتلاب.

كلمات مفتاحية

ماكينة لا تزامنية ثنائية التغذية، عاكس ذو مستويين، تحكم شعاعي، منظم نسبي تكاملي، منظم نسبي تكاملي بالمنطق الضبابي .