



Université ABBES LAGHROUR Khenchela  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Industriel  
جامعة عباس لغفور خنشلة  
كلية العلوم والتكنولوجيا قسم  
الهندسة الصناعية



N° Série : .....

**Mémoire de fin d'étude**  
Pour l'obtention du diplôme de Master

**Filière : électrotechnique**  
**Spécialité : commande électrique**

**THEME**

**Contribution à la commande DTC utilisant un  
regulateur flou d'un moteur asynchrone double  
alimenté**

Réalisé par : - **ZAHAF LOUTFI**  
- **KEBBACH BADIA EZZAMAN**

**Soutenu le :**

**devant la commission d'examen composée de :**

Dr.CHAIBA AZZEDINE

Président

Université Abbes Laghrou-Khenchela

Dr. NABIL BENHADDA

Encadreur

Université Abbes Laghrou-Khenchela

Dr.BEDDIAF YASSINE

Examinateur

Université Abbes Laghrou-Khenchela

**Promotion 2022/2023**

## Remerciement

Loue soit dieu, seigneur des mondes, qui a enseigné par la plume. Il a enseigné à l'homme ce qu'il ne savait pas

J'atteste qu'il n'y a de divinité qu'Allah, le très miséricordieux, le plus miséricordieux et le vengeur...  
Il sait ce que nous cachons et ce que nous révélons.

Et je témoigne que Muhammad est son serviteur et son messager, le pieux et le plus honorable. Le messager est une miséricorde et un intercesseur pour chaque musulman.

Quant à après :

Après le succès et la grâce de dieu, qui nous a inspiré la patience et la santé, nous avons pu terminer ce travail. Dieu soit loué, loué beaucoup

J'adresse mes sincères remerciements, ma gratitude et mon appréciation au professeur DR.BENHADDA NABIL, pour tous les conseils, orientations, instructions et informations qu'il a fournis, qui ont permis d'atteindre ce point.

Mes sincères remerciements à ma famille qui, après dieu, a fourni la première aide pour faire ce voyage.

Un merci spécial également aux membres du comité de discussion estime

Je tiens également à remercier le professeur et le DR.LABDANI RAFIQ pour leur grande aide qui n'a pris fin qu'après l'achèvement de ce travail.



## Dédicace

الحمد لله وكفى والصلاة على الحبيب المصطفى وأهله ومن وفى

أما بعد:

الحمد لله الذي وفقنا لتتأمين هذه الخطوة في مسيرتنا الدراسية بمذكرتنا هذه ثمرة الجهود والنجاح  
بفضله تعالى

مهداة إلى الوالدين الكريمين حفظهما الله وأدامهما نور لدربي

لكل العائلة الكريمة التي ساندتني ولا تزال من إخوة وأخوات إلى أصدقائي الأعزاء

أخص بالذكر شريك العمل لطفي زحاف

الى كل افراد جامعة عباس لغرور خنشلة

**KEBBACH BADIA EZZAMAN**

## Dédicace

النهاية واخيرا رفعت القبعة احتراما وما أعظمه من احترام  
لسنين مضت من الدراسة... فالحمد لله ما بلغه الحساب من ارقام  
الى امي الغالية نبض قلبي التي دوما كانت تدفعني الى الامام  
الى ابي الذي لم يبخل على بشيء وكان شمعتي وسط الظلام  
الى ابطالي وجيشي... اخوتي لست أنسى جهودكم الجسام  
الى الذين علموني منذ البداية شكرا جزيلا اساتذتي الكرام  
الى اصدقائي الذين رافقوني منذ البداية وحتى فصل الختام  
الى اعدائي انني سامحتكم طاعة واتباعا لتعاليم الاسلام  
الى كل من عرفهم حتى الذين نسوني انا اقرأكم السلام  
الى صديقي الذي رافقني في دروب الحياة انت مسك الكلام

**LOUTFI ZAHAF**

## Table des matières

Introduction général .....	3
<b>CHAPITRE I MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION.....</b>	<b>5</b>
<b>I.1.INTRODUCTION.....</b>	<b>6</b>
<b>I.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION .....</b>	<b>6</b>
<i>I.2.1 Modèle mathématique de la MADA dans le référentiel général.....</i>	<i>6</i>
<i>I.2.1.1 Les équations électriques de la MADA .....</i>	<i>6</i>
<i>I.2.1.2 Représentation de la MADA dans le système triphasé et biphasé .....</i>	<i>7</i>
<i>I.2.1.3 Les équations magnétiques sous forme matricielle .....</i>	<i>7</i>
<i>I.2.1.4 L'équation mécanique .....</i>	<i>8</i>
<i>I.2.2. Choix de référentiel .....</i>	<i>9</i>
<i>I.2.2.1 Référentiel fixé par rapport au stator .....</i>	<i>9</i>
<i>I.2.2.2 Référentiel lié au rotor .....</i>	<i>9</i>
<i>I.2.2.3 Référentiel lié aux champs tournant.....</i>	<i>9</i>
<i>I.2.3. Transformation de PARK.....</i>	<i>9</i>
<i>I.2.3.1 Application de la transformation de PARK .....</i>	<i>10</i>
<b>I.3. REPRESENTATION DU MODELE DE LA MADA SOUS FORME D'ETAT .....</b>	<b>12</b>
<b>I.4 RESULTATS DE SIMULATION DE MADA .....</b>	<b>13</b>
<b>I.5. INTERPRETATIONS DES RESULTATS .....</b>	<b>17</b>
<b>I.6. SIMULATION DE L'ASSOCIATION MADA AVEC ONDULEUR A MLI .....</b>	<b>17</b>
<i>I.6.1. Résultats de simulation .....</i>	<i>18</i>
<b>I.7.CONCLUSION .....</b>	<b>25</b>
<b>CHAPITRE II COMMANDE DIRECTE DU COUPLE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION .....</b>	<b>26</b>
<b>II.1.INTRODUCTION .....</b>	<b>27</b>
<b>II.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE.....</b>	<b>27</b>
<b>II.3. AVANTAGES DE LA COMMANDE DTC .....</b>	<b>28</b>
<b>II.4. INCONVENIENTS DE LA COMMANDE DTC .....</b>	<b>28</b>
<b>II.6. CONTROLE DE FLUX ROTORIQUE ET DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE .....</b>	<b>29</b>
<i>II.6.1. Principe de contrôle de flux statorique.....</i>	<i>29</i>
<i>II.6.2. Principe de contrôle du couple électromagnétique .....</i>	<i>31</i>
<i>II.6.3. Choix du vecteur de tension .....</i>	<i>31</i>
<b>II.7. ESTIMATEURS .....</b>	<b>33</b>
<i>II.7.1. Estimation du flux statorique.....</i>	<i>33</i>
<i>II.7.2. Estimation du couple électromagnétique .....</i>	<i>34</i>
<b>II.8. ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE .....</b>	<b>35</b>
<i>II.8.1. Le correcteur de flux .....</i>	<i>35</i>

II.8.2. Le correcteur de couple .....	35
II.8.2.1.	
Le correcteur à deux niveaux .....	36
II.8.2.2 Le correcteur à trois niveaux .....	36
II.9. ELABORATION DE LA TABLE DE COMMANDE .....	37
II.9.1. Structure générale du contrôle direct de couple .....	37
II.6. RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE PAR DTC DE LA MADA : .....	39
II.7. INTERPRETATION DES RESULTATS .....	40
II.8. CONCLUSION .....	41
<b>CHAPITRE III LA COMMANDE D'UNE MADA PAR LOGIQUE FLOU</b> .....	<b>42</b>
III.1. INTRODUCTION.....	43
III.2. PRINCIPE.....	43
III.2.1. Différentes formes pour les fonctions d'appartenance .....	44
III.2.2 Operateur de la logique floue .....	45
III.3. REGLAGE ET COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE.....	47
III.3.1.1 Fuzzification .....	48
III.3.1.2 Bases de règle et méthodes d'inference.....	49
III.3.1.2.1 Règle d'inference .....	49
III.3.1.2.2. Description des règles par matrice d'inference .....	49
III.3.1.2.3 Le choix des méthodes d'inference .....	50
III.3.1.2.4. Defuzzification .....	51
III.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DU REGLAGE PAR LOGIQUE FLOUE...	52
III.4.1. Avantage .....	52
III.4.2. Inconvénients .....	52
III.5. CONTROLEUR FLOU AU SENS DE MAMDANI .....	53
III.6. CONTROLEURS FLOUS DE TAKAGI-SUGENO.....	53
III.7. APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE POUR L'OPTIMISATION DE RENDEMENT DE LA MADA.....	54
III.7.1 Commande par logique Floue .....	54
III.7.1.3 Les entrées floues .....	55
III.7.1.4 Les fonctions d'appartenance .....	55
III.7.2.4 Les règles d'inference .....	56
III.8. PRESENTATION DES RESULTATS DE SIMULATION.....	57
III.8.1 Résultats de la simulation .....	59
III.9. INTERPRETATION DES RESULTATS .....	59
III.10. ETUDE COMPARATIVE.....	60
III.10.1. Interprétation des résultats .....	61
III.11. CONCLUSION .....	62
Conclusion général .....	64

**References ..... 66**

## Listes des figures

### CHAPITRE I MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

Fig. I.1. Représentation de la MADA dans le système biphasé et triphasé.....	7
Fig.I.2. Passage de système triphasé au système biphasé.....	10
Fig.I.3. Schema bloc de MADA .....	13
Fig.I.4. Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique (rotor en court-circuit, $V_r = 15$ et $F_r = 3$ Hz) avec un couple de charge (15 N.m) à $t = 3$ sec. ....	16
Fig.I.5. Schéma bloc de l'association MADA avec onduleur à MLI.....	17
Fig.I.6. Réponses du système avec $C_r = 25$ N.m à $t = 3$ sec (seul onduleur du coté rotorique). ....	21
Fig.I.7. Réponses du système avec $C_r = 25$ N.m à $t = 3$ sec (seul onduleur du coté statorique).....	25

### CHAPITRE II COMMANDE DIRECTE DU COUPLE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

Fig.II.1. Exemple de l'évolution de l'extrémité de ( $\phi_s$ ) pour ( $R_s$ ) négligeable. ....	30
Fig.II.2. Répartition des zones.....	33
Fig.II.3. Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique et le contrôleur à hystérésis à deux niveaux. ....	35
Fig.II.4 Correcteur de couple à trois niveaux. ....	36
Fig.II. 5. Structure générale du contrôle direct du couple 'DTC' .....	38
Fig.II.6. le schéma bloc de simulation.....	39
Fig.II.7. Zoom sur l'allure de la vitesse et sa référence .....	40
Fig.II.8. Allure du couple .....	40
Fig.II.9. Allure du flux statorique.....	40
Fig.II.10. Allure du module du flux statorique.....	40
Fig.II.11. Allure des zones du cercle.....	40
Fig.II.12. Allure de la trajectoire du flux statorique.....	40

### CHAPITRE III LA COMMANDE D'UNE MADA PAR LOGIQUE FLOU

<b>Fig. III.1.</b> Classification des ensembles.....	<b>44</b>
<b>Fig.III.3.</b> Fonction d'appartenance en forme cloche .....	<b>45</b>
<b>Fig. III.4.</b> Opérateur de la logique floue.....	<b>46</b>
<b>Fig.III.5.</b> Structure d'un réglage par logique floueIII.3.1 structure d'une commande par logique floue .....	<b>47</b>
<b>Fig.III.6.</b> Structure d'un contrôleur flou.....	<b>48</b>
<b>Fig.III.7.</b> Contrôleur de Mamdani .....	<b>53</b>
<b>Fig.III.8.</b> Contrôleur de Takagi-Sugeno .....	<b>54</b>
<b>Fig.III.9.</b> Schéma bloc d'un régulateur flou.....	<b>55</b>
<b>Fig.III.10.</b> Création d'entrées et sortie. ....	<b>55</b>
<b>Fig.III.11.</b> Fonctions d'appartenances du contrôleur flou (entrées, sorties).....	<b>56</b>
<b>Fig.III.12.</b> règles de régulateur flou.....	<b>57</b>
<b>Fig.III.12.</b> Schéma bloc de simulation de la commande DTC par logique floue d'un MADA .....	<b>58</b>
<b>Fig.III.13.</b> Zoom sur l'allure de la vitesse et sa référence .....	<b>59</b>
<b>Fig. III.14.</b> Allure du couple .....	<b>59</b>
<b>Fig. III.15.</b> Zoom sur l'Allure du flux statorique.....	<b>59</b>
<b>Fig. III.17.</b> Allure du les zones du cercle .....	<b>59</b>
<b>Fig. III.18.</b> Trajectoire du flux statorique.....	<b>59</b>
<b>Fig.III.19.</b> Etude comparative entre commande par logique flou et regulateur PI .....	<b>61</b>

## Liste des tableaux

<b>Tableau.II.1.</b> Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur ( <b>vr</b> ) applique dans la zone( <b>zi</b> ) . $K = (i-1,i-2,i+1,i+2)$ . .....	<b>32</b>
<b>Tableau.II.2.</b> strategie de controle avec un comparateur a hysteresis a trois niveaux (avec les vecteurs tension nuls). .....	<b>37</b>
<b>Tableau.III.1.</b> Table de regle pour rlf .....	<b>50</b>
<b>Tableau. III.2.</b> base de regles.....	<b>57</b>

## Résumé

Ce memoire presente une etude de la commande directe du couple d'une machine asynchrone a double alimentation par regulateur flou cette commande est une technique de controle avancee utilisee dans les systemes electriques.

La machine asynchrone a double alimentation est une configuration specifique de la machine asynchrone. La commande dtc d'une machine asynchrone a double alimentation est une approche avancee de controle qui permet d'ameliorer les performances de la machine en regulant directement le couple et la vitesse. Cela permet d'obtenir une reponse dynamique rapide, une regulation precise et une meilleure efficacite energetique. La commande directe d'une machine asynchrone a double alimentation par regulateur flou offre plusieurs avantages, notamment une reponse dynamique plus rapide, une meilleure regulation du couple et de la vitesse, une meilleure efficacite energetique et une reduction des vibrations et du bruit. Cependant, la mise en œuvre de cette technique peut etre complexe en raison de la conception et de la mise au point du regulateur flou.

En resume, la commande directe du couple d'une machine asynchrone a double alimentation par regulateur flou est une approche avancee de controle qui permet d'ameliorer les performances de la machine. Cela permet d'obtenir un controle plus precis du couple et de la vitesse, avec une reponse dynamique rapide et une meilleure efficacite energetique.

## ملخص

تقدم هذه المذكرة دراسة للتحكم المباشر في عزم الدوران لآلة غير متزامنة ذات تغذية مزدوجة بواسطة منظم ضبابي هذا التحكم هو تقنية تحكم متقدمة تستخدم في الأنظمة الكهربائية.

الآلة غير المتزامنة ذات التغذية المزدوجة هي تكوين محدد للآلة غير المتزامنة. يعد التحكم المباشر في عزم الدوران لآلة غير متزامنة ذات التغذية المزدوجة طريقة تحكم متقدمة تعمل على تحسين أداء الماكينة من خلال التنظيم المباشر لعزم الدوران والسرعة. ينتج عن ذلك استجابة ديناميكية سريعة وتنظيم دقيق وكفاءة أفضل في استخدام الطاقة. يوفر التحكم المباشر في آلة غير متزامنة ذات التغذية المزدوجة بواسطة منظم ضبابي العديد من المزايا، بما في ذلك استجابة ديناميكية أسرع، وتنظيم أفضل لعزم الدوران والسرعة، وكفاءة أفضل للطاقة، وتقليل الاهتزاز والضوضاء. ومع ذلك، يمكن أن يكون تنفيذ هذه التقنية معقدًا بسبب تصميم وتطوير وحدة التحكم الضبابية.

باختصار، يعد التحكم المباشر في عزم الدوران لآلة غير متزامنة ذات تغذية مزدوجة بواسطة منظم ضبابي أسلوبًا متقدمًا للتحكم مما يجعل من الممكن تحسين أداء الماكينة. ينتج عن ذلك تحكم أكثر دقة في عزم الدوران والسرعة، مع استجابة ديناميكية سريعة وكفاءة أفضل في استهلاك الطاقة.

### Introduction général

Pendant longtemps, les moteurs à courant continu ont été la meilleure source changements de vitesse, dus à leur découplage naturel entre les flux couple. Cependant, son principal défaut reste les collecteurs mécaniques à notre disposition sérieusement, dans certains environnements, cela augmente les coûts de maintenance, incitant les chercheurs ont utilisé un autre plus fort, plus fiable et plus bas coût. Ces contraintes ont orienté la recherche vers des équipements équipés de moteur à courant alternatif. Aujourd'hui, de nombreux actionneurs combinent liste des moteurs à courant alternatif et des convertisseurs statiques nouveau l'avenir des variateurs de vitesse alternatif et des convertisseurs statiques nouveau perspectives pour les variateurs de vitesse dans le domaine de la commande, plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré. Ces techniques ont été développées pour rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux changements de paramètres. Les développements récents de la commande des moteurs asynchrones à double alimentation ont vu l'émergence de différentes architectures basées sur la commande vectorielle, comme la commande directe de couple. Cette stratégie de contrôle peut calculer des grandeurs de contrôle telles que le flux du rotor et le couple électromagnétique à partir des grandeurs mesurées sans l'intervention de capteurs mécaniques. Cependant, bien qu'il offre des performances élevées pour les machines asynchrones à double alimentation, le contrôle vectoriel de la direction du flux à travers le rotor présente un certain nombre d'inconvénients : faible robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du rotor. Il existe une transformation de coordonnées qui dépend de l'angle estimé. La logique floue, ou plus généralement la gestion de l'incertitude, est une catégorie de l'intelligence artificielle. Son but est d'étudier et de représenter des connaissances imprécises et des raisonnements approximatifs [1].

Il était à l'origine connu comme une branche des mathématiques complémentaire à la théorie de la logique classique, puis il a trouvé sa place dans la technologie de contrôle basée sur l'intelligence artificielle. Il a été conçu par le professeur Lotfi Zadeh de l'université de Californie à Berkeley au milieu des années 60, qui a introduit les concepts de variables linguistiques et d'ensembles flous. La première application expérimentale de cette technique de contrôle a été réalisée par Mamdani. La logique floue ne remplacera pas nécessairement les systèmes de contrôle traditionnels. Il est complémentaire, notamment utilisé lorsqu'il n'existe pas de modèle mathématique précis du processus à

contrôler, ou lorsque ce dernier présente de fortes non linéarités ou imprécisions. De plus, ce qui est intéressant dans la logique floue, c'est sa capacité à traiter des problèmes imprécis, incertains et ambigus. Ainsi, le succès du contrôle par logique floue repose en grande partie sur sa capacité à traduire la stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en un ensemble de règles linguistiques facilement interprétables [2].

A l'heure actuelle, la logique floue a été appliquée dans de nombreux domaines tels que la gestion, la médecine et le système de contrôle. Dans le dernier domaine d'application, on peut citer le contrôle des bras robotisés, des machines-outils, des réacteurs chimiques, des véhicules, des appareils électroménagers, etc.

Le premier chapitre est l'étude de modélisation de MADA et de son alimentation rotorique. Le modèle mathématique en deux étapes de MADA sera présenté.

Le deuxième chapitre est consacré à l'introduction du principe classique du contrôle direct du couple DTC ; et montre comment le DTC affecte et contrôle l'amplitude du flux magnétique du rotor et du couple électromagnétique. Les résultats de la simulation ont été effectués sur MATLAB SIMULINK pour visualiser et confirmer l'amélioration apportée par cette commande à travers trois tests différents.

le chapitre troisième vise à introduire les aspects théoriques de la logique floue et son application dans les systèmes de commande. Nous allons également construire un régulateur de vitesse basé sur la logique floue. Les résultats de simulation obtenus avec ce régulateur flou sont comparés à ceux obtenus avec le pi classique pour juger des performances dans les deux cas. Enfin, des conclusions générales synthétiseront les points les plus saillants de ce travail et ouvriront une perspective pour orienter le développement d'initiatives et de recherches futures.

# CHAPITRE I

---

## MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

---

## I.1.Introduction

La modélisation d'un moteur électrique est une étape cruciale dans son processus de développement. Les avancées en informatique et en génie logiciel ont permis des progrès significatifs dans la modélisation haute performance, en prenant en compte l'optimisation des moteurs électriques. Pour étudier le comportement d'un moteur électrique à des fréquences variables et fournir des signaux avec des convertisseurs statiques non sinusoidaux, il est nécessaire d'utiliser un modèle plus complexe. Dans ce cas, chaque armature triphasée du stator et du rotor peut être représentée par une armature biphasée équivalente grâce à la transformation PARK. Cette représentation implique de placer les deux axes orthogonaux et directs pour chaque armature diphasée, en tenant compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

- La machine est de construction parfaitement symétrique ;
- Même nombre des phases entre le stator et le rotor ;
- Répartition sinusoidale des champs magnétiques de chaque bobinage, le long de l'entrefer ;
- L'absence de saturation dans le circuit magnétique [3]

## I.2. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

### I.2.1 Modèle mathématique de la MADA dans le référentiel général

La machine asynchrone à double alimentation comporte trois bobines statoriques ( $A_s$ ,  $B_s$ ,  $C_s$ ) décalées entre elles par un angle de  $(2\pi/3)$  et aussi trois bobines rotorique identique de répartition et similaire à celles du stator, ( $A_r$ ,  $B_r$ ,  $C_r$ ). La vitesse de glissement de ce champ par rapport au stator est  $\Omega_s = \omega_s/p$ , ou  $\omega_s$  désigne la pulsation de réseau d'alimentation et  $p$  le nombre de paires de pôles[4]. Les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit :

#### I.2.1.1 Les équations électriques de la MADA

A partir de la loi de Faraday, on a :

$$\frac{d\Phi}{dt} = V - R \cdot i \quad (\text{I.1})$$

On applique cette relation sur l'enroulement triphasé du stator et de rotor on trouve :

Pour le stator

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot I_{sa} + \frac{d\Phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s \cdot I_{sb} + \frac{d\Phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s \cdot I_{sc} + \frac{d\Phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot I_{ra} + \frac{d\Phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r \cdot I_{rb} + \frac{d\Phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r \cdot I_{rc} + \frac{d\Phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

### I.2.1.2 Représentation de la MADA dans le système triphasé et biphasé

La machine asynchrone à double alimentation doit être représentée dans le triphasé et biphasé par la figure :

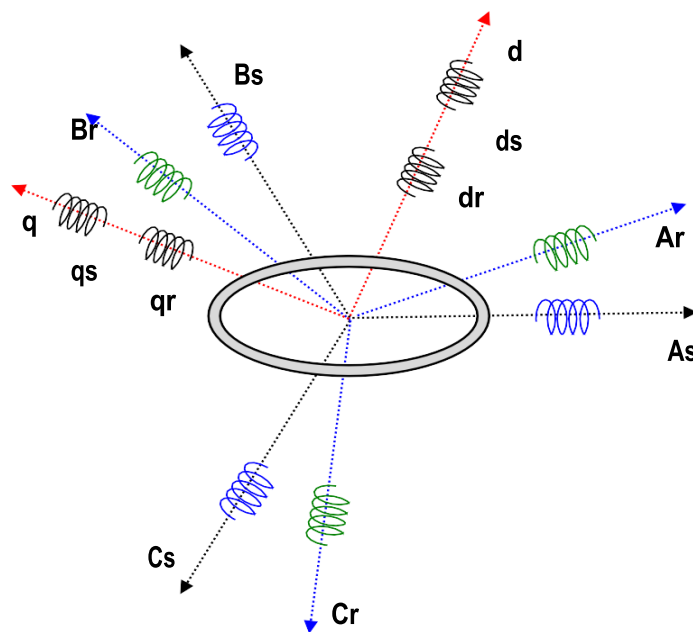


Fig. I.1. Représentation de la MADA dans le système biphasé et triphasé.

### I.2.1.3 Les équations magnétiques sous forme matricielle

Les équations magnétiques sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [I_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [I_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Tel que :

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4.1})$$

$[\Phi_s]$ : Vecteur Flux totale statoriques

$[\Phi_r]$ : Vecteur Flux totale rotoriques

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bd} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4.2})$$

$[i_s]$ : Vecteur courant traversant les enroulements statoriques.

$[i_r]$ : Vecteur courant traversant les enroulements rotoriques.

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s \\ M_s & I_s & M_s \\ M_s & M_s & I_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

$$[I_r] = \begin{bmatrix} I_r & M_r & M_r \\ M_r & I_r & M_r \\ M_r & M_r & I_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Où  $I_s$ ,  $I_r$  sont respectivement les inductances propres des phases statoriques et rotoriques.

$M_s$ ,  $M_r$  sont les inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$[M_{rs}]$  Est la matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage stator-rotor donnée par :

$$[M_{rs}]^t = [M_{sr}] = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos \theta_r - 2\pi/3 \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Cette dernière matrice est nommée inductance mutuelle entre le rotor et le stator.

#### I.2.1.4 L'équation mécanique

$$C_e - C_r = j \frac{d\omega}{dt} + f\omega \Rightarrow \dot{\omega} = \frac{1}{j} \cdot (C_e - C_r) + f\omega \quad (\text{I.8})$$

$C_e$  : Le couple électromagnétique,

$C_r$  : Le couple résistant,

$f$  : Le coefficient de frottement visqueux de la MADA,

$\omega$ : La vitesse de rotation

$j$  : L'inertie des parties tournantes.

Les équations différentielles décrivent le fonctionnement de cette machine sont en fonction de  $\theta_r$  (système à résolution différentielles).

L'application de la transformation de Park, s'avère nécessaire, cette dernière appliquée aux courants, tensions, et aux flux pour obtenir des équations différentielles à des coefficients constants.

### I.2.2. Choix de référentiel

Choix de repère (UV) La transformation de Parke est attrayante car L'orientation du marqueur (UV) peut être arbitraire. Il y a 3 options importantes, référence (UV) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant.

#### I.2.2.1 Référentiel fixé par rapport au stator

Dans ce repère, l'axe (UV) est fixe par rapport au stator. Les référentiels sont mieux adaptés aux volumes transitoires, et leur avantage est qu'aucune conversion vers un système réel n'est nécessaire. Utilisez ceci, le système permet d'étudier les mécanismes de démarrage et de freinage des machines actuelles Alternatives [5].

#### I.2.2.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes (U-V) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega$  donc  $(\omega_s = \omega = -P\omega)$ ,  $(\omega_r = 0)$ . Utilisez ce référentiel pour rechercher Transitoires dans les moteurs alternatifs synchrones et asynchrones Connexion asymétrique du circuit du rotor.

#### I.2.2.3 Référentiel lié aux champs tournant

Dans ce référentiel, l'axe (UV) est fixe par rapport au champ électromagnétique généré par les bobinages du stator, d'où : ce référentiel est généralement utilisé pour pouvoir appliquer des commandes, telles que la vitesse, le couple, etc. depuis les grandeurs de ce référentiel sont sous forme continue  $(\omega_s = \omega_r + \omega_m)$

Habituellement, ce dernier est utilisé pour effectuer la lutte anti vectorielle car la variable manipulée devient continue. Arbre connecté au champ tournant l'avantage d'utiliser une alimentation sinusoïdale est que la variable est considérée comme nombre de consécutifs. Car cette référence est la seule qui n'introduit aucune simplification La formulation d'équations, très intéressante en termes de problèmes ou de fréquences L'alimentation est constante, ce qui simplifie grandement les calculs[6] . De plus, le choix d'un référentiel de modélisation aussi approprié dépend de la stratégie Les contrôles appliqués et les quantités à contrôler[7].

### I.2.3. Transformation de PARK

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions, et aux flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe d'une phase ( $V_a$ ) statorique et le système d'axe (d-q), elle est présenté par la figure (I.2), et définie par :

$$[A_p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

L'angle  $\theta$  dans la matrice de Park  $[A_p]$  prend la valeur  $(\theta_s)$  pour les grandeurs statoriques et  $(\theta_s - \theta_r)$  pour les grandeurs rotoriques. Le facteur  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  pour conserver la puissance électrique instantanée.

D'autre part la matrice de Park inverse est donnée par

$$[A_p]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

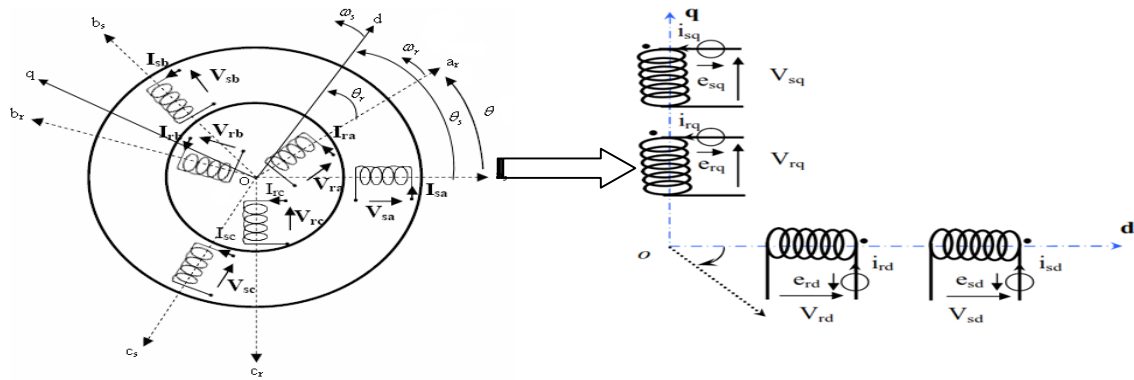


Fig.I.2. Passage de système triphasé au système biphasé

### I.2.3.1 Application de la transformation de PARK

Appliquant la transformation de Park à l'équation du moteur asynchrone double alimentation dans n'importe quel châssis (équations (I.2), (I.3)). Puis en considérant les composantes unipolaires et Orthogonal, prend directement la forme :

$$[A_p]^{-1} \cdot [V_{dqo}] = [R] \cdot [A_p]^{-1} \cdot [i_{dqo}] + \frac{d}{dt} [A_p]^{-1} \cdot [\Phi_{dqo}] \quad (\text{I.11})$$

$$[A_p] \cdot [V_{dqo}] = [R] \cdot [i_{dqo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}] + \left[ \frac{d}{dt} \cdot [A_p]^{-1} \cdot [\Phi_{dqo}] \right] \quad (\text{I.12})$$

$$[A_p] \cdot \left[ \frac{d}{dt} \cdot [A_p]^{-1} \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left[ \frac{d\theta}{dt} \right] \quad (\text{I.13})$$

Tel que:

$\theta = \theta_s$ : pour les grandeurs statoriques

$\theta = \theta_s - \theta_r$ : pour les grandeurs rotoriques

En remplaçant la relation (I.12) dans (I.13) on obtient le modèle biphasé équivalent suivant :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\Phi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \Phi_q \\ V_q = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\Phi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Phi_d \\ V_o = R_s \cdot i_o + \frac{d\Phi_o}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

**Remarque :**

La composante homopolaire du système (I.14) est de valeur nulle pour un système équilibré ; à partir de ce qui précède on tire les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{sq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

L'équation (I.15) représente le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère (d,q) lié au champ tournant. En appliquant la transformation de Park pour établir les relations entre les flux d'axes (**d.q.o**) et ceux des axes (A.B.C) on obtient :

$$\begin{cases} [\Phi_{dqos}] = [A_p] \cdot [\Phi_s] \\ [\Phi_{dqor}] = [A_p] \cdot [\Phi_r] \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Au stator:

$$\begin{cases} [\Phi_{dqos}] = [A_p] \cdot [l_s] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \\ [\Phi_{dqos}] = [A_p] \cdot [l_s] \cdot [A_p]^{-1} \cdot [i_{dqos}] + [A_p] [M_{sr}] [A_p]^{-1} \cdot [i_{dqor}] \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Après un calcul prolongé des équations (I.16) et (I.17), on obtient le système matriciel savant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{so} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & 3/2(M_{sr}) & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & 3/2(M_{sr}) & 0 \\ 0 & 0 & l + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ 3/2(M_{sr}) & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & 3/2(M_{sr}) & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Ls=Is -Ms : Inductance cyclique statorique.

Lr=Ir -Mr : Inductance cyclique rotorique

M=2/3Msr : Inductance mutuelle cyclique entre l'enroulement du stator et celui du rotor.

Los=Is+2Ms : Inductance homopolaire statorique

Lor=Ir+2Mr : Inductance homopolaire rotorique.

Si on élimine la composante homopolaire du système (I.18) on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = -L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = -L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} - M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} - M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

$L_s, L_r$  sont les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la machine.  $M$  l'inductance mutuelle

( $\Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \Phi_{rd}$  et  $\Phi_{rq}$ ) Sont les flux statoriques et rotoriques directs et quadrature du système

### I.3. Représentation du modèle de la MADA sous forme d'état

Dans ce cas, nous considérons les flux statorique ( $\Phi_{sd}, \Phi_{sq}$ ) et les courants rotorique ( $i_{rd}, i_{rq}$ ) comme variable d'état, et les tensions ( $V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq}$ ) comme variables de commande, on a donc :

$$\begin{aligned} [\dot{X}] &= A. [X] + B. [U]. \text{ Avec :} & X &= (\Phi_{rd}, \Phi_{rq}; i_{rd}, i_{rq}) \\ & & U &= (V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq}) \end{aligned}$$

D'après l'équation (I.19) nous avons :

$$\begin{aligned} i_{sd} &= \frac{\Phi_{sd}}{L_s} - \frac{M}{L_s} \cdot i_{rd} \\ i_{sq} &= \frac{\Phi_{sq}}{L_s} - \frac{M}{L_s} \cdot i_{rq} \\ i_{rd} &= \frac{\Phi_{rd}}{L_r} - \frac{M}{L_r} \cdot i_{sd} \\ i_{rq} &= \frac{\Phi_{rq}}{L_r} - \frac{M}{L_r} \cdot i_{sq} \end{aligned} \quad (\text{I.20})$$

En remplaçant les équations (I.15) et (I.19) dans l'équation (I.20) et après le calcul et la simplification nous aurons :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_{sd} = -\frac{1}{T_s} \cdot \Phi_{sd} + \omega_s \Phi_{sq} + \frac{M}{T_s} \cdot i_{rd} + V_{sd} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{sq} = -\frac{1}{T_s} \cdot \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} + \frac{M}{T_s} \cdot i_{rq} + V_{sq} \\ \frac{d}{dt} i_{rd} = -\delta i_{rd} + \omega_r i_{rq} + \alpha \cdot \Phi_{sd} - \beta \cdot (\omega_s - \omega_r) \Phi_{sq} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot V_{sd} + 1/\sigma L_r v_{rd} \\ \frac{d}{dt} i_{rq} = -\delta i_{rq} + \omega_r i_{rd} + \alpha \cdot \Phi_{sq} - \beta \cdot (\omega_s - \omega_r) \Phi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \cdot V_{sq} + 1/\sigma L_r v_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

On pose:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_s = \frac{L_s}{R_s} \\ T_r = \frac{L_r}{R_r} \\ \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \\ \acute{\alpha} = \frac{M}{\sigma T_s L_r L_s} \\ \delta = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{T_s L_r L_s} \right) \\ \beta = \frac{M}{\sigma L_r L_s} \end{array} \right.$$

I.4 Résultats de simulation de MADA

Le schéma bloc de simulation

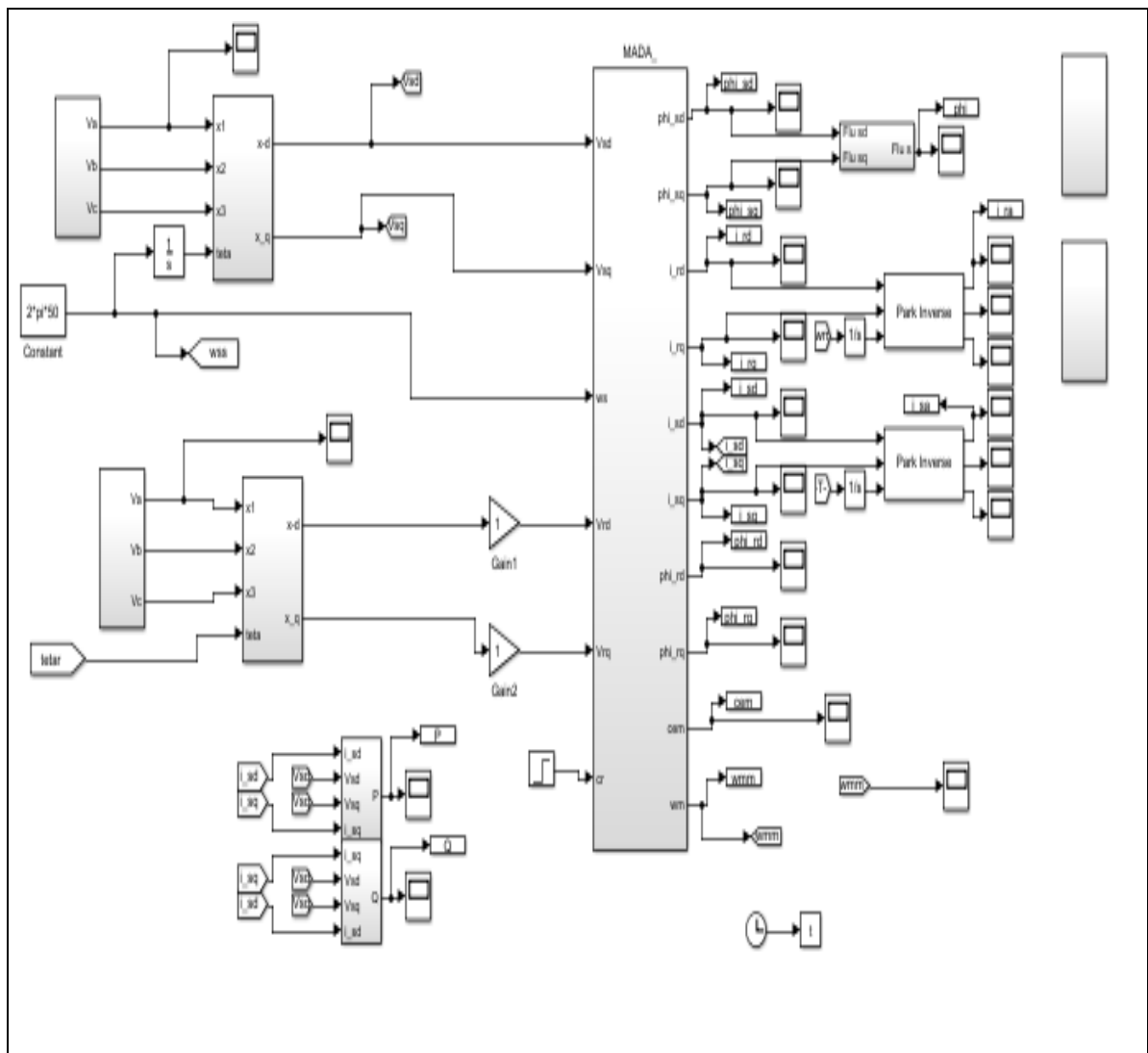
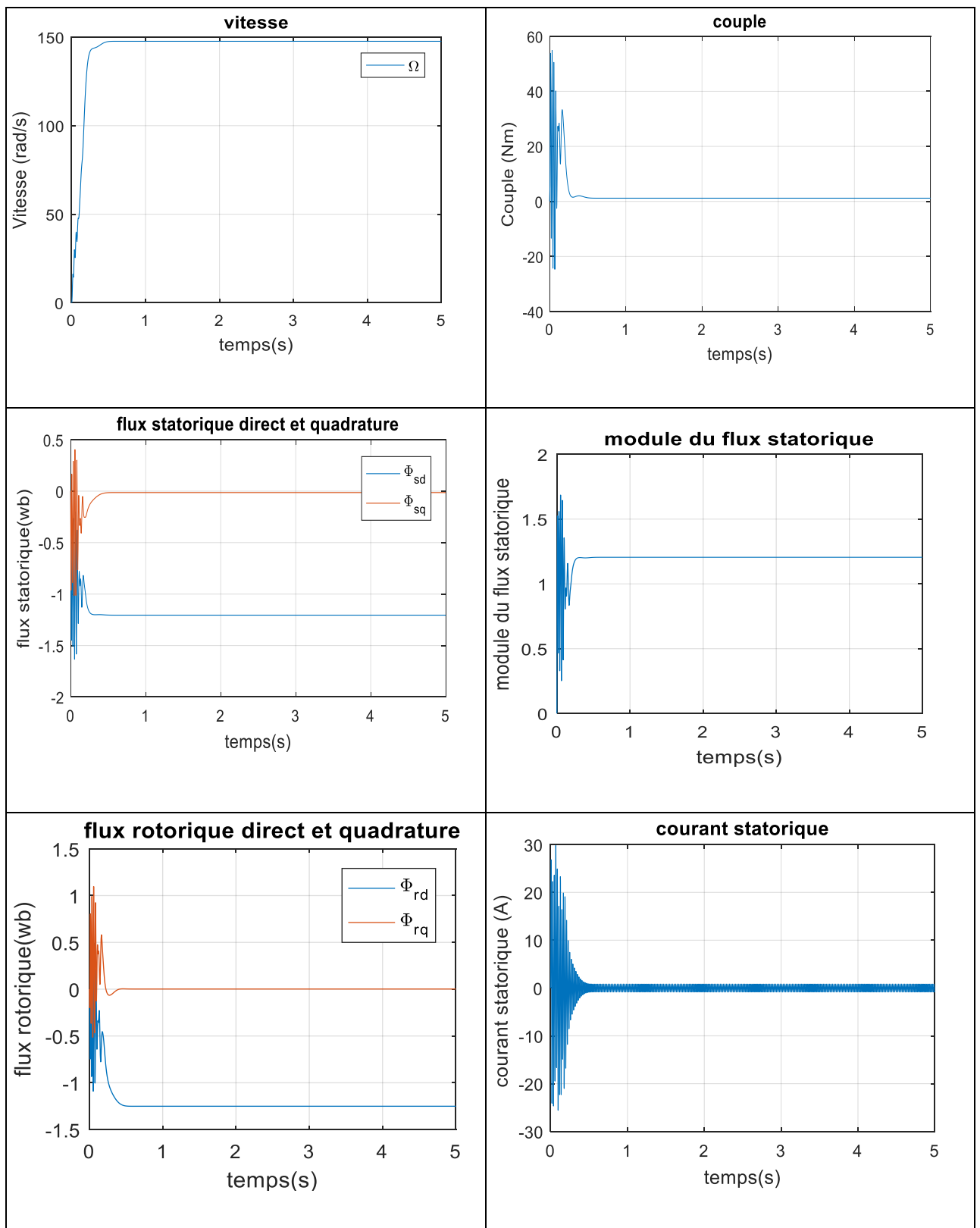
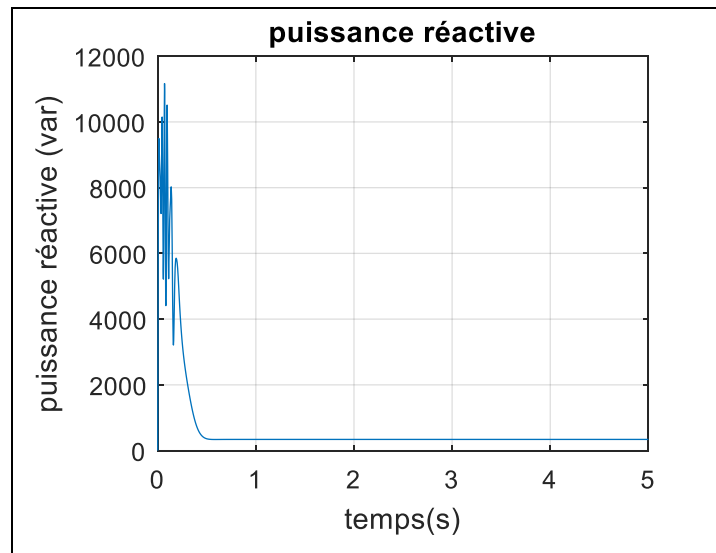
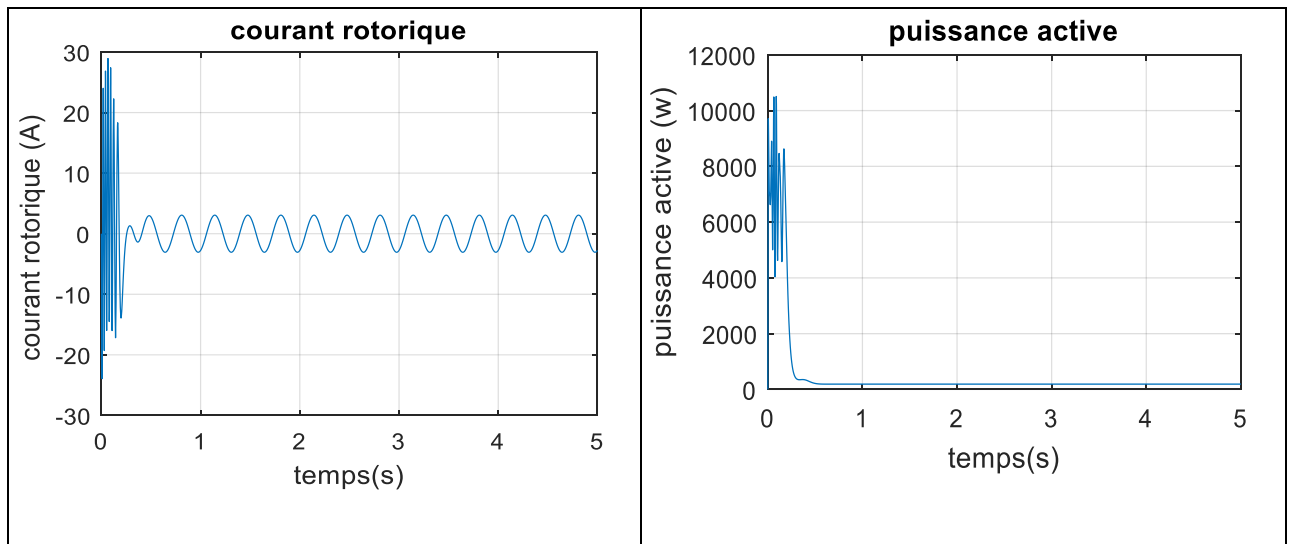
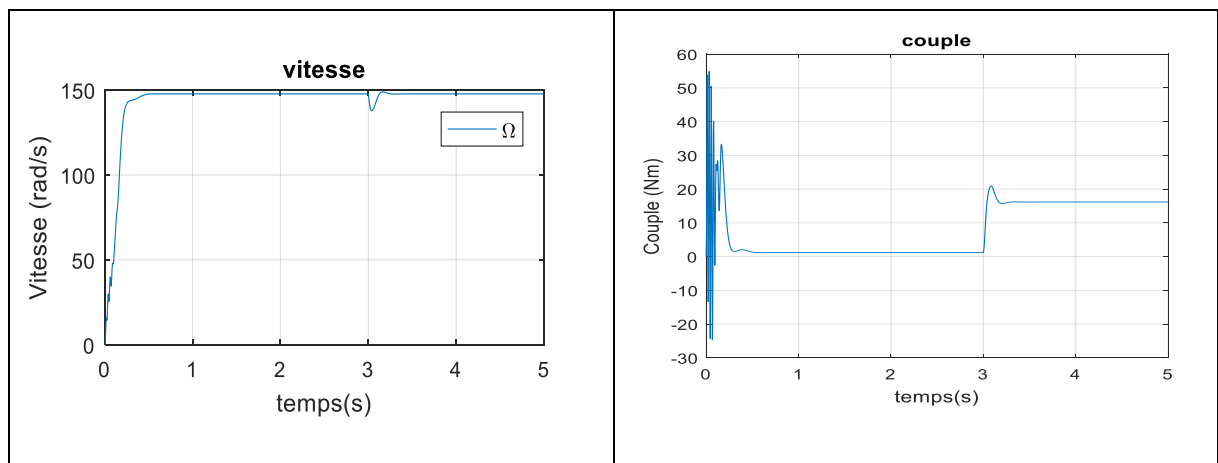


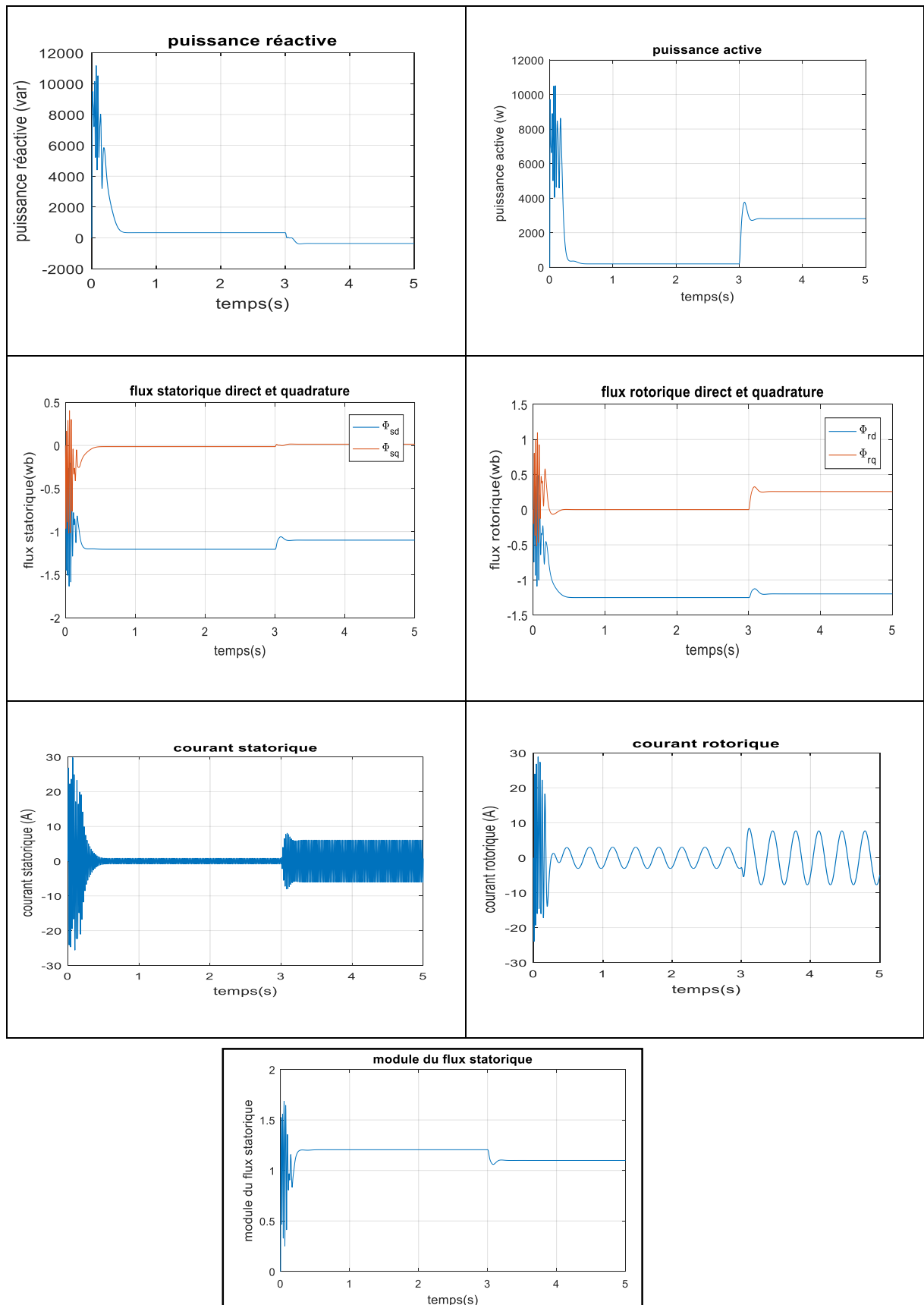
Fig.I.3.Schema bloc de MADA





**Fig.I.4.** Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique (rotor en court-circuit,  $V_r = 15$  et  $F_r = 3$  Hz) à vide





**Fig.I.5.** Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique (rotor en court-circuit,  $V_r = 15$  et  $F_r = 3$  Hz) avec un couple de charge (15 N.m) à  $t = 3$ sec.

### I.5. Interprétations des résultats

La modélisation et la simulation avec MADA permettent la détermination et l'analyse de différentes caractéristiques de couple, de vitesse, de flux et de courant. Nous notons que toutes les grandeurs passent par un état transitoire avant d'établir un état permanent. Lors des transitoires, la machine consomme beaucoup de courant. Les courants diminuent après le transitoire et ils augmentent à nouveau au moment où la charge est appliquée.

Au démarrage, le couple électromagnétique a une valeur de crête et une oscillation importantes.

Lors de l'application du couple de traînée, cela se traduit par une augmentation du couple électromagnétique, une augmentation de l'amplitude du courant du stator et une diminution de la vitesse en raison d'un glissement plus important affectant le courant du rotor.

### I.6. Simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI

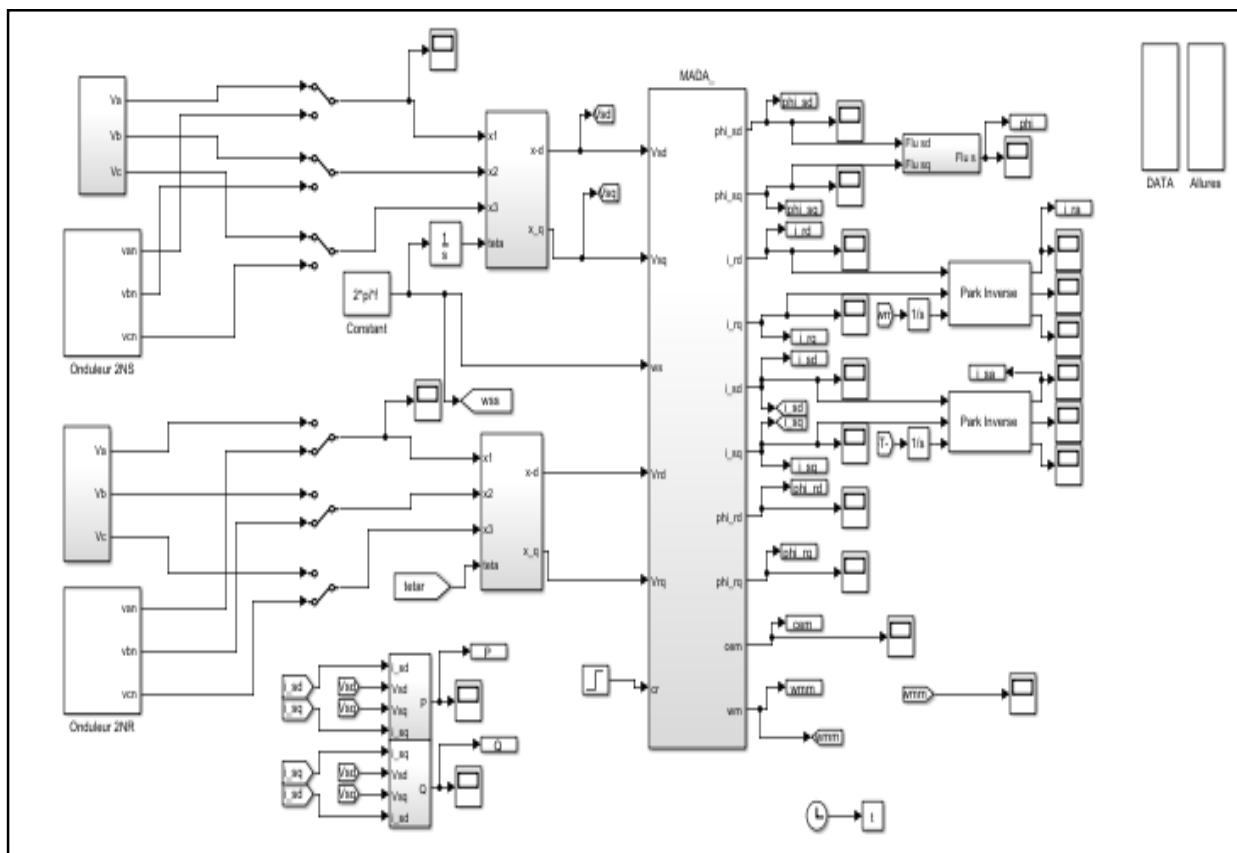
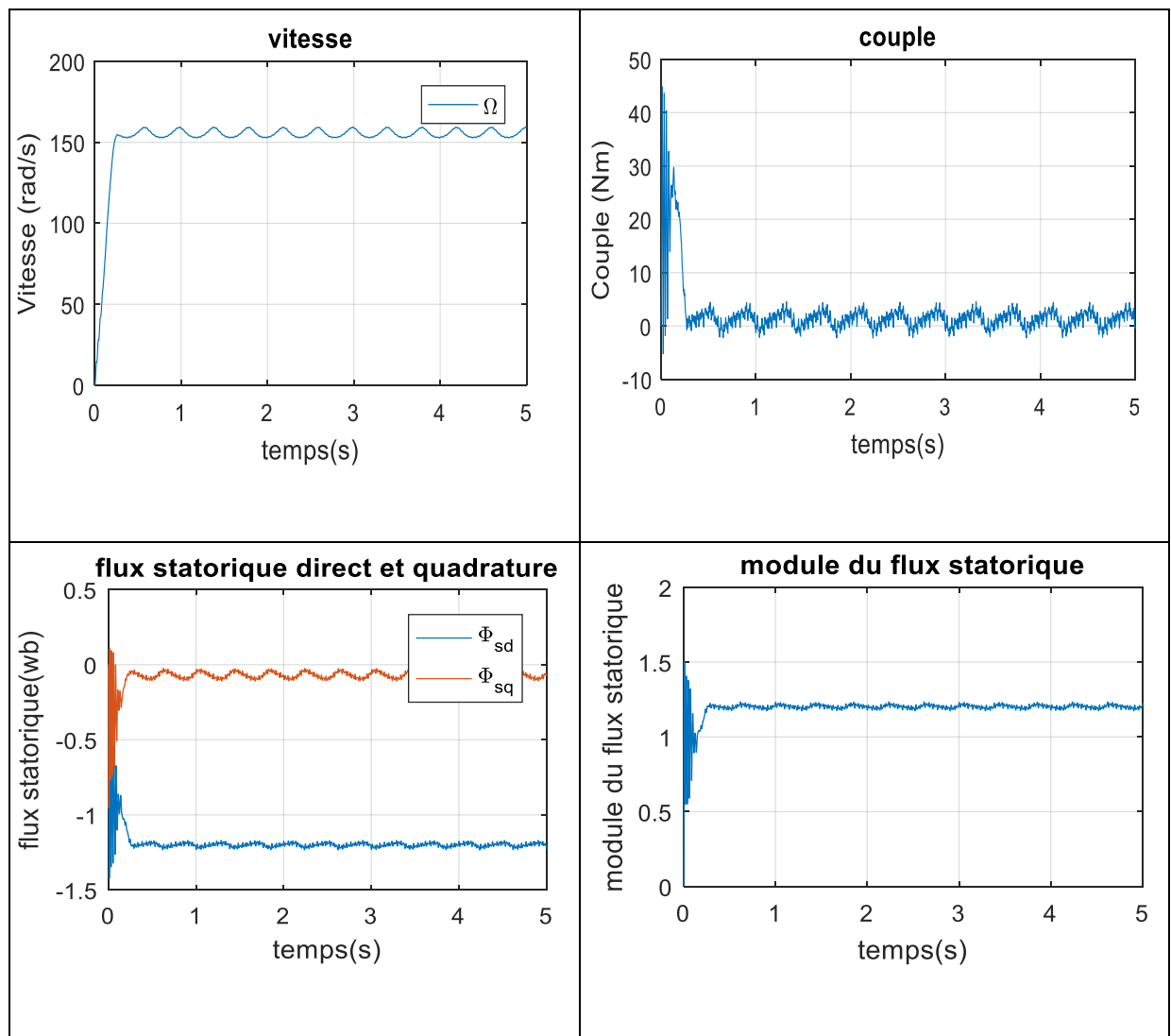


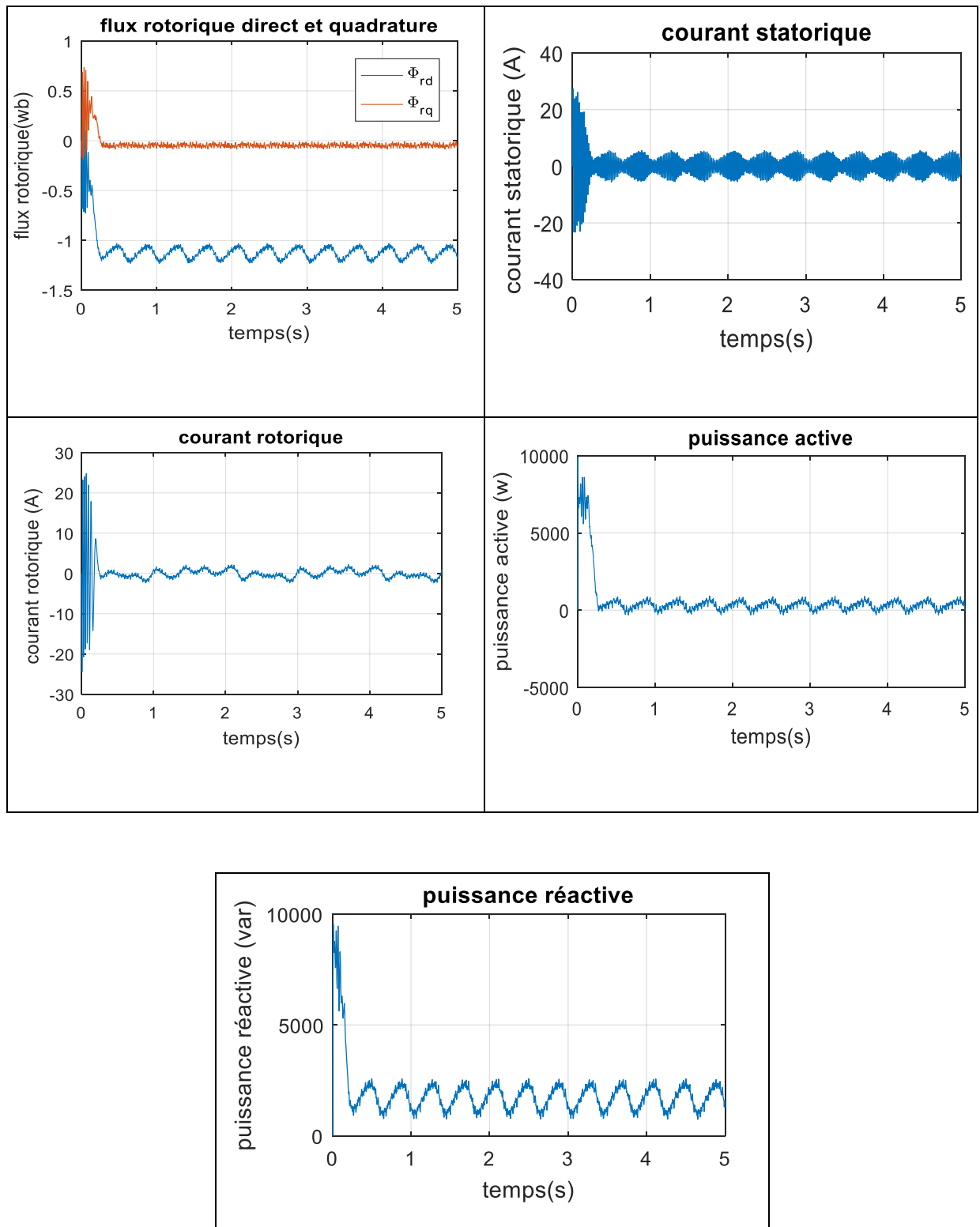
Fig.I.6. Schéma bloc de l'association MADA avec onduleur à MLI

**I.6.1. Résultats de simulation**

Dans ce cas, les deux armatures sont alimentées par deux onduleurs de tension commandés en tension. Les réponses de simulation sont représentées sur les figures ci-dessous :

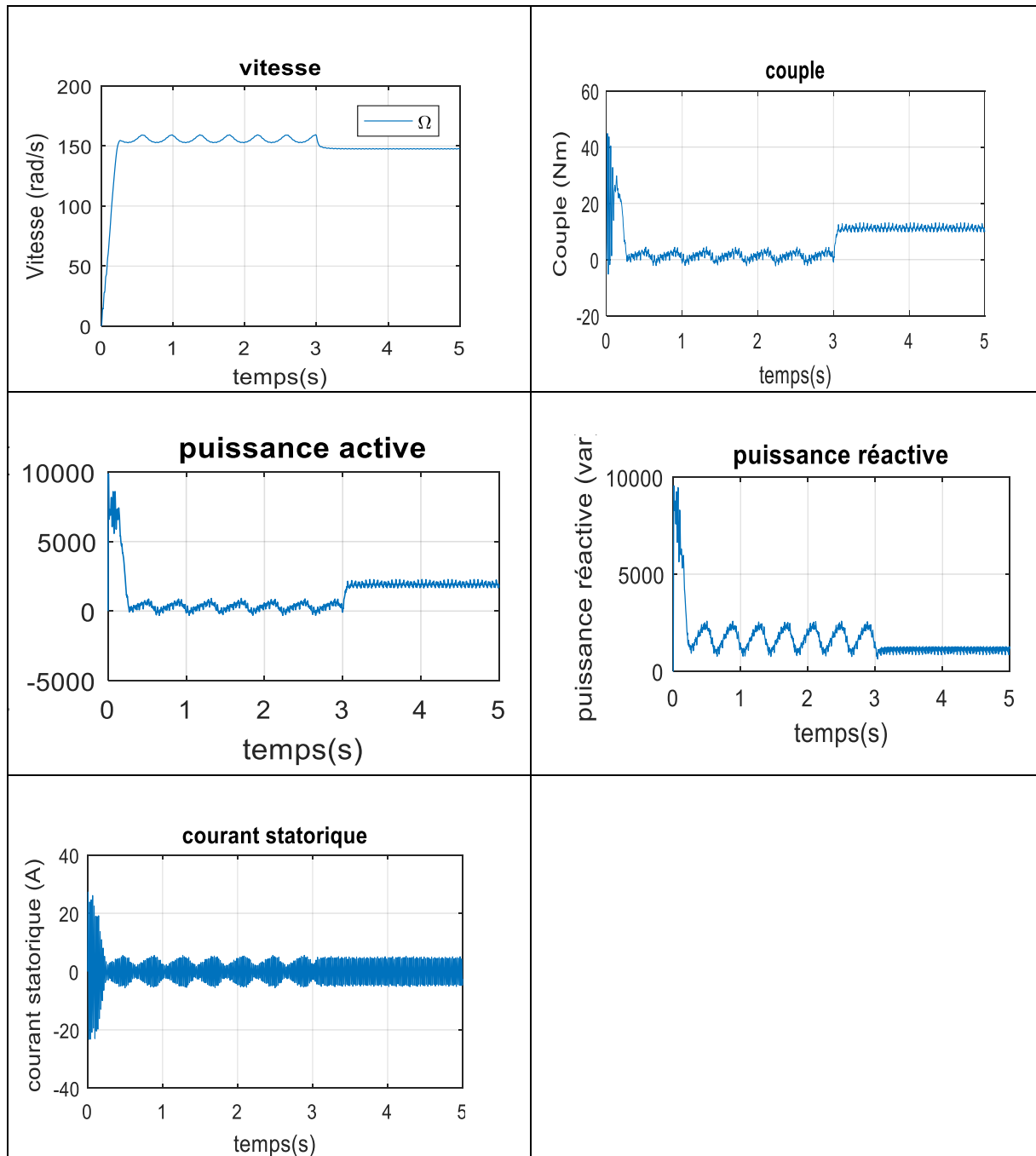
La figure (I.7) représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation cote statorique (220V, 50Hz) et seul onduleur du coté rotorique, ( $V_r=10v$ ,  $FR=10HZ$ ,  $t=1sec$ ), à vide

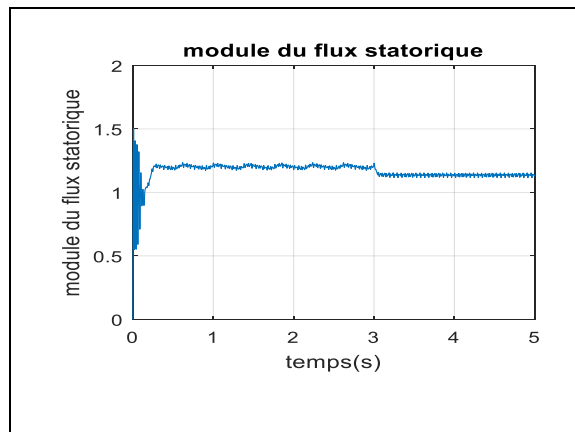
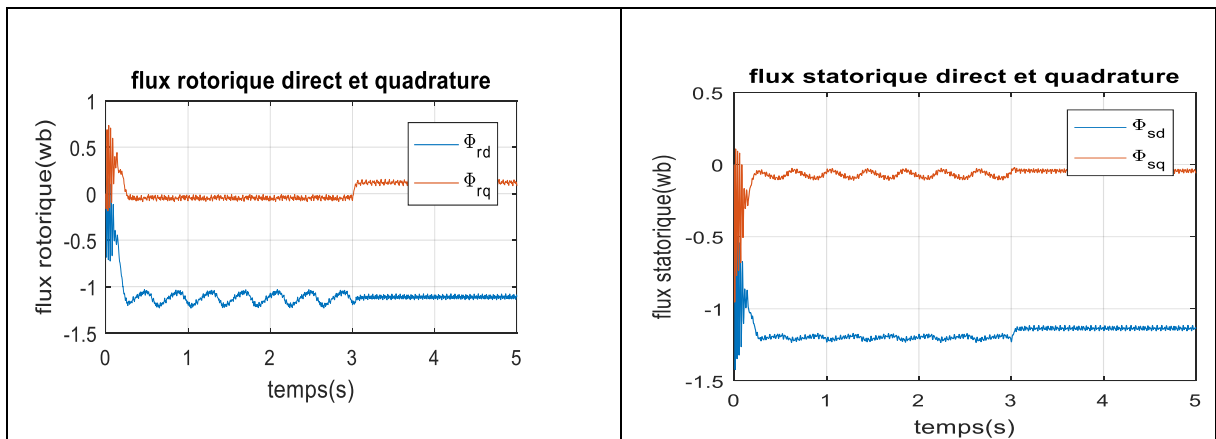




**Fig.I.7.** Réponses du système à vide (seul onduleur du coté rotorique).

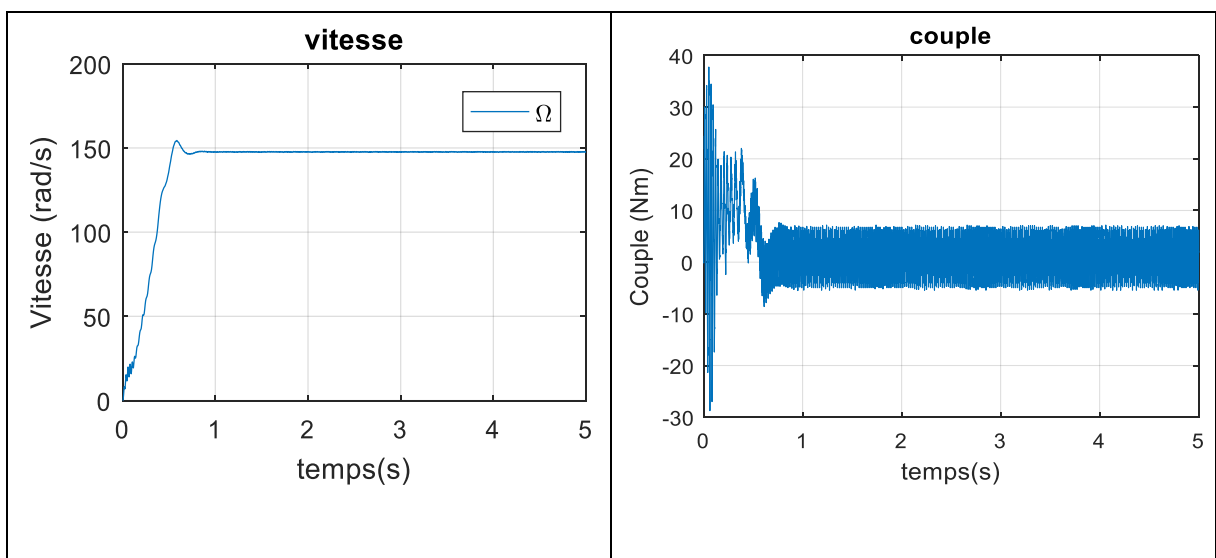
La figure (I.8), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation coté statorique (220V, 50Hz) et seul onduleur du coté rotorique, ( $V_r=10$  v,  $f_r=10$ Hz,  $t=1$ sec), avec une application d'un couple de charge de 25N.m à  $t=3$ sec :

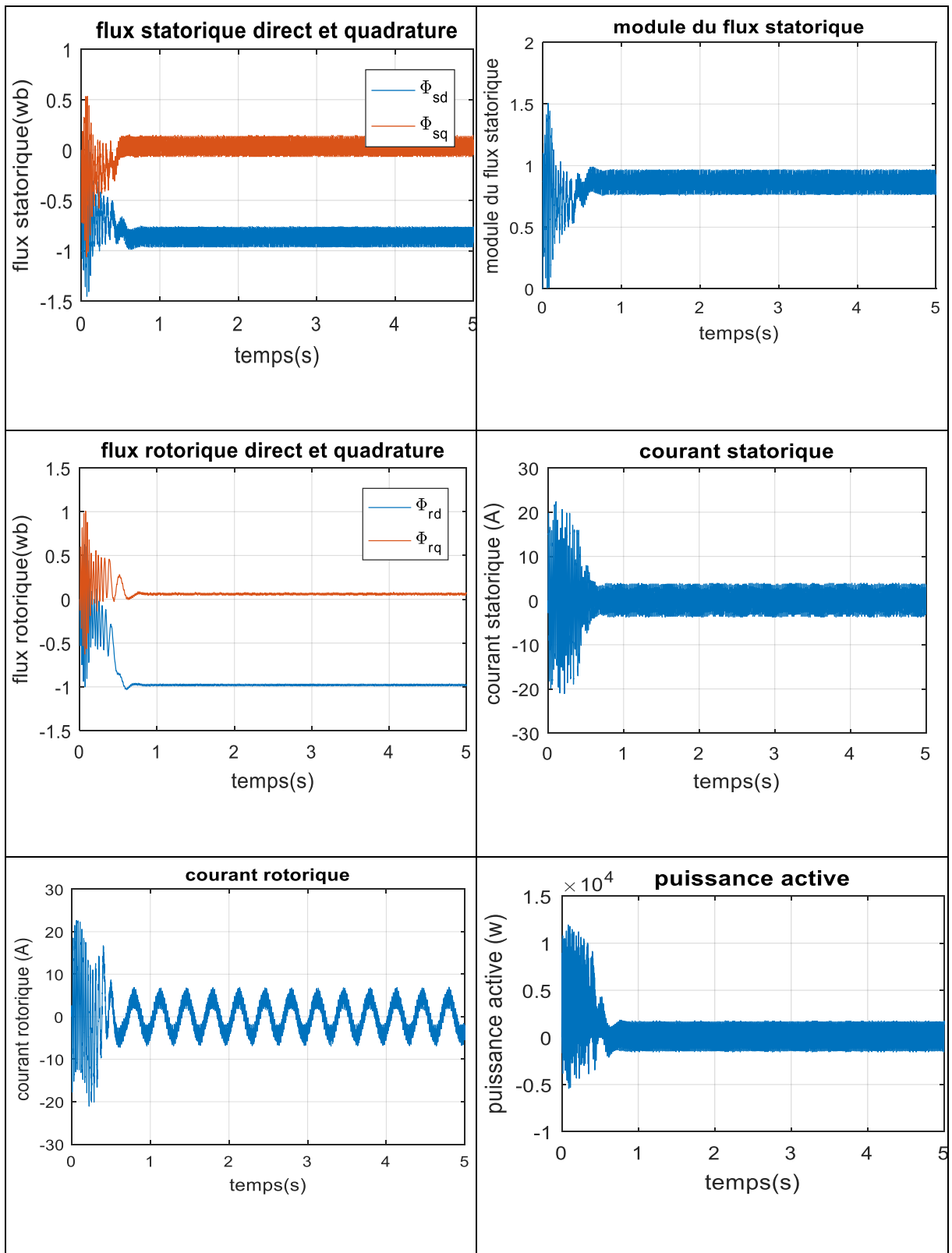


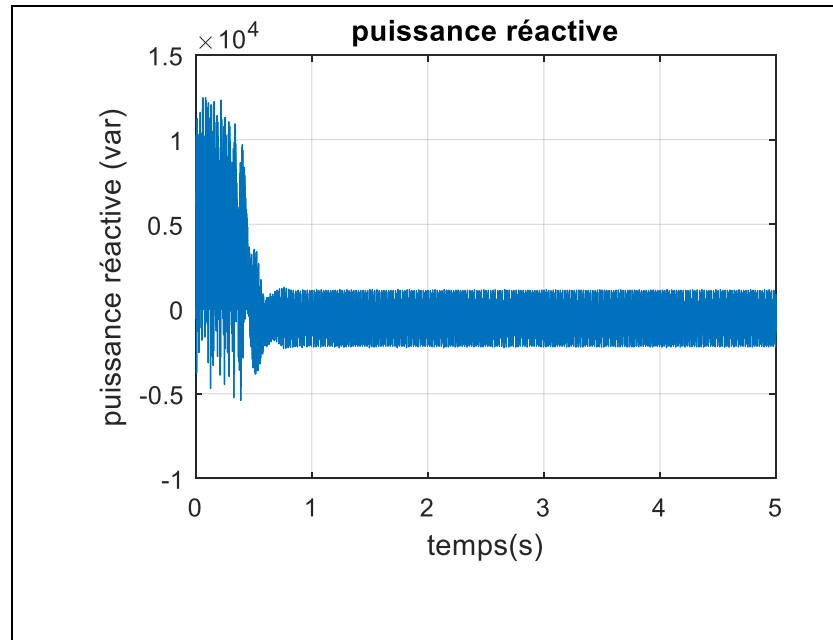


**Fig.I.8.** Réponses du système avec  $C_r=25N.m$  à  $t = 3sec$  (seul onduleur du coté rotorique).

La figure(I.9), représente les réponses de simulation de la MADA avec alimentation coté rotorique (220V, 50Hz) et seul onduleur du coté statorique, ( $V_r=10 v$ ,  $f_r=10HZ$ ,  $t=1sec$ ), à vide

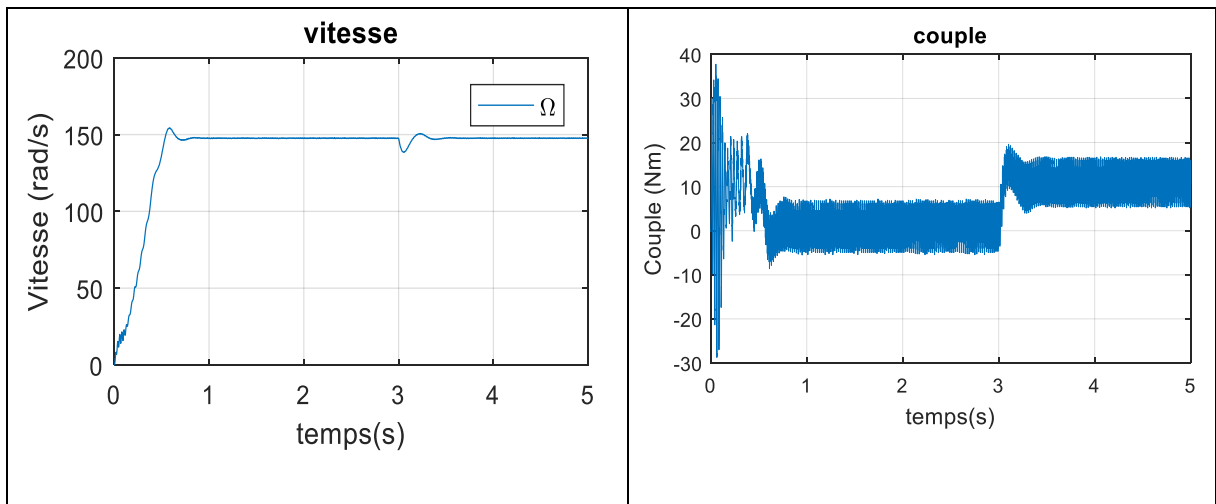


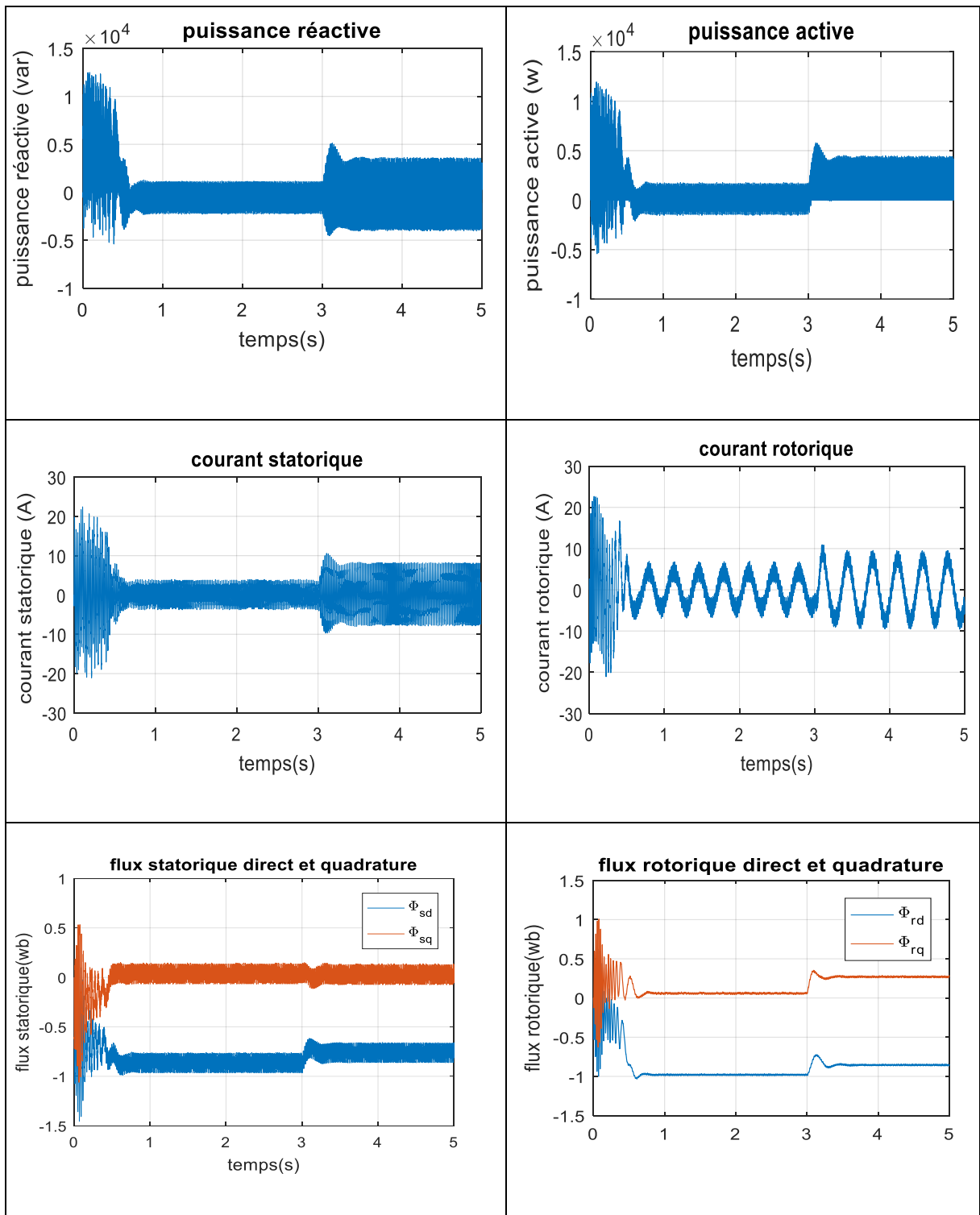


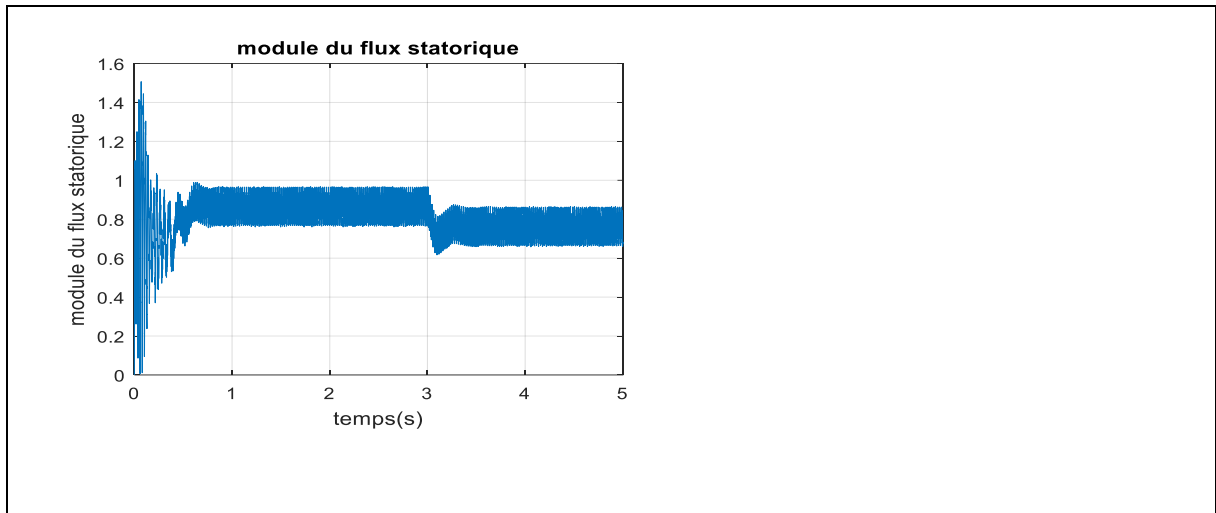


**Fig.I.9.**Réponses du système à vide (seul onduleur du coté statorique).

La figure (I.10), représente les réponses de simulation de la MADA avec alimentation coté rotorique (220V, 50Hz) et seul onduleur du coté statorique, ( $V_r=10$  v,  $f_r=10$  HZ,  $t=1$  sec), avec une application d'un couple de charge de 25N.m à  $t=3$  sec :







**Fig.I.10.** Réponses du système avec  $C_r=25\text{N.m}$  à  $t = 3\text{sec}$  (seul onduleur du côté statorique).

## I.7.Conclusion

Dans ce chapitre, nous présentons le modèle d'une machine à induction à double alimentation dans le cadre de Park. Le modèle a été développé sous certaines hypothèses simplificatrices qui doivent être respectées. Au cours de ce processus de modélisation, nous nous efforçons de développer un modèle pour la commande.

Comme nous pouvons le voir, le modèle mathématique obtenu est fortement non linéaire et présente une dynamique de premier ordre distincte. De plus, l'expression du couple électromagnétique montre des interactions complexes entre les champs du stator et du rotor. Par conséquent, l'analyse et le contrôle de tels systèmes peuvent être difficiles.

Dans le chapitre suivant, nous commencerons par le contrôle direct du couple d'une machine asynchrone double alimentation [8]

# CHAPTER II

---

## COMMANDE DIRECTE DU COUPLE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

---

## **II.1.Introduction**

Au milieu des années 1980, I. Takahashi a proposé une technique unique appelée DTC (Direct Torque Control) qui offrait une nouvelle approche du contrôle direct du couple de la machine asynchrone. Cette méthode est apparue comme un concurrent potentiel des méthodes conventionnelles, Pour assurer le bon fonctionnement de la machine, la technique nécessitait le découplage du flux et du couple moteur. Le flux rotorique et le couple électromagnétique ont été estimés à partir des grandeurs rotoriques et enregistrés dans une référence liée au rotor. L'étape suivante impliquait l'utilisation de comparateurs à hystérésis pour contrôler directement et indépendamment le flux et le couple. Ceci a été réalisé en sélectionnant le vecteur de tension approprié, qui a été imposé par l'onduleur [9]. A travers ce chapitre, nous allons dévoiler les fondamentaux de la DTC. Nous allons entrer dans les détails concernant le couple et la dynamique de commande qui s'établissent entre la force électromotrice et le flux rotorique. Ensuite, nous aborderons la composition du système de commande à couple direct. Il s'agira de démontrer comment évaluer le couple et le flux, suivi de la présentation des ingrédients pour corriger ces facteurs. Enfin, nous passerons en revue les différentes techniques et tableaux de commutation des interrupteurs onduleurs de tension.

Avec les résultats de simulation correspondants, la structure générale du DTC sera présentée, [10].

## **II.2. Principe de la commande directe du couple**

En appliquant différents vecteurs de tension via l'onduleur, le but ultime du DTC est de réguler directement le couple de la machine, qui à son tour détermine son état. Pour ce faire, les régulateurs à hystérésis gèrent généralement la régulation du flux rotorique et du couple électromagnétique. La clé est de maintenir les niveaux de ces deux grandeurs dans leurs bandes d'hystérésis respectives. Sur la base de ces informations, la sortie des régulateurs décide du meilleur vecteur de tension à appliquer à chaque instant de commutation dans l'onduleur[11].

Travailler avec une fréquence de calcul élevée est idéal pour minimiser les oscillations de couple causées par les régulateurs à hystérésis dans le contrôle DTC.

En commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée pour réduire les oscillations de couple provoquées par le régulateur hystérétique.

Les caractéristiques générales du contrôle direct du couple sont :

- ✓ Le DTC est basé sur la sélection du vecteur de commutation optimal de l'onduleur ;
- ✓ Contrôle indirect du courant et de la tension du stator de la machine ;
- ✓ Obtenir un flux magnétique et un courant rotorique proches de la sinusoïde ;
- ✓ Réponse dynamique très rapide au couple machine ;
- ✓ La présence d'oscillations de couple dépend de la largeur de bande du comparateur hystérétique ;
- ✓ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude de la bande de fréquence Hystérésis [12].

### **II.3. Avantages de la commande DTC**

Aucun décalage de consonnes n'est requis puisque le courant et la tension sont référencés par rapport au rotor ;

- ✓ Il n'y a pas de bloc pour calculer la modulation de tension PWM ;
- ✓ Pas besoin de découpler le courant de la tension de commande comme en commande vectorielle ;
- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître très précisément l'angle de position du rotor, car seule l'information du secteur où se situe le vecteur flux stator est nécessaire ;
- ✓ Réponse dynamique très rapide ;
- ✓ Robustesse vis-à-vis des variations de paramètres [13],

### **II.4. Inconvénients de la commande DTC**

- ✓ Il y a un problème de basse vitesse ;
- ✓ Des oscillations de couple sont présentes ;
- ✓ Nécessité d'estimer la liaison et le couple de flux du rotor ;
- ✓ Fréquence de commutation instable (utiliser un régulateur hystérétique). Le produit a un riche contenu harmonique qui augmente les pertes [14].

### **II.5. Stratégie de la commande directe du couple**

Cette stratégie de contrôle est relativement nouvelle et compétitive avec les approches traditionnelles basées sur la puissance de l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion (PWM) et le découplage du flux et du couple via l'orientation du champ magnétique. Dans ce

cas, couple et flux sont appliqués directement par un choix judicieux du vecteur tension appliqué par le convertisseur de puissance.

Par conséquent, le DTC permet de contrôler avec précision le flux du rotor et le couple électromagnétique. Pour cela il est entièrement basé sur la connaissance du courant et de la tension rotorique et de la vitesse rotorique, si cette dernière doit être corrigée (ajout d'une boucle de vitesse).

TAKAHACHI a proposé une stratégie de contrôle de couple et de flux (DTC) basée sur l'algorithme suivant :

- ✓ Diviser le domaine temporel en périodes  $T_e$  de durée réduite ( $T_e \leq 50\mu s$ ) ;
- ✓ Pour chaque coup d'horloge, mesurer le courant et la tension de ligne pour chaque phase de la machine ;
- ✓ Les composantes du vecteur flux rotorique sont reconstruites à l'aide de l'équation  $(\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta})$  amplitude, phase ( $\theta$ ) ;
- ✓ Le couple électromagnétique de MADA est estimé, en utilisant l'estimation du flux du rotor et la mesure du courant de ligne, en utilisant l'équation  $(C_e = p(\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}))$ ;
- ✓ Nous déterminons la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour contrôler le flux et le couple selon la logique que nous allons présenter ci-dessous. [15].

## **II.6. Contrôle de flux rotorique et du couple électromagnétique**

### **II.6.1. Principe de contrôle de flux statorique**

A partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension rotorique :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \tag{II.1}$$

Le flux rotorique est estimé à partir de la relation suivante :

Avec l'hypothèse que  $(R_s)$  reste constante et que le terme  $(R_s I_s)$  est négligeable devant la tension  $(v_s)$ .

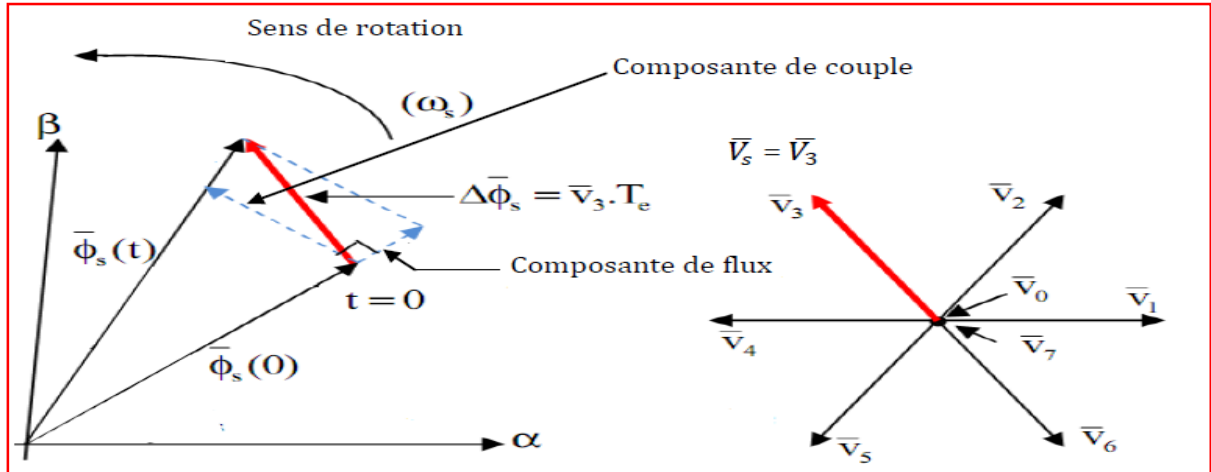
$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \tag{II.2}$$

Sur un intervalle périodique de contrôle  $[0, T_e]$  correspondant à une période d'échantillonnage  $(T_e)$  les commandes  $(S_a, S_b, S_c)$  sont fixées, ainsi on peut écrire :

$$\phi_s(t) \approx \phi_{s0} + V_s T_e \tag{II.3}$$

$\phi_{s0}$ : est le vecteur flux à l'instant( $t = 0$ ).

Dans un intervalle de temps ( $T_e$ ), l'extrémité du vecteur ( $\phi_s$ ) se déplace sur une droite dont la direction est donnée par( $v_r$ ). La figure (1) illustre ce principe, lorsqu'on sélectionne le vecteur ( $v_s = v_3$ ) par exemple.



**Fig.II.1.** Exemple de l'évolution de l'extrémité de ( $\phi_s$ ) pour ( $R_s I_s$ ) négligeable.

En choisissant une période de contrôle ( $T_e$ ) suffisamment courte par rapport à la période de rotation du vecteur flux rotorique, il est possible de contrôler la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux ( $\phi_s$ ) une séquence appropriée de vecteurs tension de l'onduleur sur des intervalles de temps successifs de durée ( $T_e$ ). Autrement dit, le vecteur ( $\phi_s$ ) est maintenu dans une plage de valeurs définies par ( $\phi_{smax}$ ) et ( $\phi_{smin}$ ). Et son évolution est commandée par la commande vecteur ( $v_r$ ). Lorsque le vecteur de commande est l'un des vecteurs non nuls, le vecteur flux ( $\phi_s$ ) évolue avec une vitesse constante proportionnelle à la tension de commande. Si l'on reçoit le vecteur flux ( $\phi_s$ ) constante approchée Le couple dépendra uniquement du déphasage entre les deux flux rotoriques, min et max. Pour répondre à une demande de variation rapide du couple, il suffit de modifier le déphasage rapide entre ces deux flux. lorsque le vecteur flux ( $\phi_s$ ) atteint sa valeur maximale ( $\phi_{smax}$ ), La commutation des interrupteurs en choisissant peut être déclenchée pour que la nouvelle valeur de vecteur de commande ( $v_s$ ) entraîne une diminution du module de ( $\phi_s$ ). [16]

En même temps, la nouvelle phase du vecteur provoque un décalage ( $I_s$ ) et une augmentation de la valeur de ( $\phi_s$ ) dans le sens de rotation, ce qui fait augmenter le déphasage et donc le couple. Lorsque ( $\phi_s$ ) atteint sa valeur minimale ( $\phi_{smin}$ ), la commande de commutation suivante peut être initiée Il est envisageable de fonctionner avec un module de flux ( $\phi_s$ ) quasiment constant en choisissant une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur

flux. Toutefois, cela ne peut être réalisé que si la période de contrôle est beaucoup plus petite que la période de rotation du flux. En outre, la composante du flux des vecteurs tensions appliqués doit être minimale tandis que la composante du couple doit être maximale, ce qui permet aux vecteurs appliqués de changer la position du flux avec une amplitude quasi-constante. Si le vecteur tension ( $v_r$ ) est non-nul, la direction de déplacement de l'extrémité du flux ( $\phi_s$ ) est déterminée par sa dérivée  $\left[\frac{d\phi_s}{dt}\right]$ , qui est pratiquement équivalente au vecteur ( $v_s$ ).

### II.6.2. Principe de contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être calculé en multipliant les vecteurs des flux statorique et rotorique en utilisant le produit vectoriel, ce qui est représenté mathématiquement par l'équation : [17]

$$C_e = K(\vec{\phi}_r \wedge \vec{\phi}_s) = K |\vec{\phi}_r| |\vec{\phi}_s| \sin \gamma \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$\vec{\phi}_s$ : représente le vecteur de flux statorique ;

$\vec{\phi}_r$ : représente le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;

$\gamma$ : représente l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

D'après cette expression, le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs ( $\vec{\phi}_s$ ) et ( $\vec{\phi}_r$ ) et de leur position relative.

### II.6.3. Choix du vecteur de tension

Il est possible de contrôler les variations du couple électromagnétique en utilisant la vitesse de rotation du vecteur flux ( $\vec{\phi}_s$ ). Le tableau (II.1) décrit comment les grandeurs flux et couple évoluent pour chacun des quatre vecteurs ( $\vec{V}_{i+1}$ ), ( $\vec{V}_{i+2}$ ), ( $\vec{V}_{i-1}$ ), ( $\vec{V}_{i-2}$ ) qui peuvent être appliqués dans la zone ( $Z_i$ ). Lorsque le flux ( $\phi_s$ ) est dans la zone ( $Z_i$ ), on peut contrôler à la fois le flux et le couple en choisissant l'un des six vecteurs de tension suivants: [18]

L'amplitude du flux ( $\phi_s$ ) augmente et le couple ( $C_e$ ) augmente ;

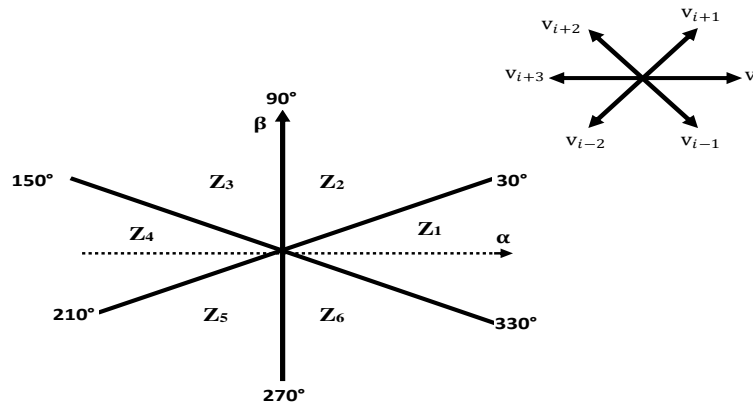
✓ Si ( $v_{i+1}$ ) EST choisi,

- ✓ Si l'on choisit le vecteur tension( $\vec{V}_{i+2}$ ), cela entraîne une diminution de l'amplitude du flux ( $\phi_s$ ) ET une augmentation du couple( $C_e$ ).
- ✓ Si l'on opte pour le vecteur tension( $\vec{V}_{i-1}$ ), cela entraîne une augmentation de l'amplitude du flux ( $\phi_s$ ) ET une diminution du couple ( $C_e$ ).
- ✓ Si le vecteur tension ( $\vec{V}_{i-2}$ ) EST choisi, cela entraîne une diminution à la fois de l'amplitude du flux ( $\phi_s$ ) et du couple ( $C_e$ ).
- ✓ Si l'on sélectionne soit le vecteur tension ( $V_0$ )soit le vecteur tension( $V_7$ ), la rotation du flux ( $\phi_s$ ) reste inchangée ET il n'y a pas de variation dans le couple et le flux. [19]

Vecteur ( $V_k$ )	$(v_{i+1})$	$(v_{i+2})$	$(v_{i-1})$	$(v_{i-2})$
Flux( $\phi_s$ )	↗	↘	↗	↘
Couple ( $C_e$ )	↗	↗	↘	↘

**Tableau.II.1.** Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur ( $v_r$ ) appliqué dans la zone( $Z_i$ ) .  $k = (i-1, i-2, i+1, i+2)$ .

Pour contrôler le flux et le couple, il est nécessaire de sélectionner les vecteurs tension appropriés en fonction de la zone dans laquelle se trouve le vecteur flux. Les zones de fonctionnement possibles sont représentées par les paramètres( $Z_1$ ),( $Z_2$ ),( $Z_3$ ),( $Z_4$ ), ( $Z_5$ ) et ( $Z_6$ ) illustrés dans la figure (II.2).



**Fig.II.2.** Répartition des zones.

L'efficacité des vecteurs tension appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone (i).

En fait, au début de la région, les vecteurs  $(\vec{V}_{i+1})$  et  $(\vec{V}_{i-2})$  sont perpendiculaires à  $(\vec{\phi}_s)$ , donc le couple change rapidement mais l'amplitude du flux change lentement  $(\phi_s)$ , tandis que dans la région Au final, l'évolution s'inverse. Pour les vecteurs  $(\vec{V}_{i-1})$  et  $(\vec{V}_{i+2})$ , cela correspond à une variation lente du couple et à une variation rapide de l'amplitude du flux  $(\phi_r)$  au début de la région, et l'inverse est vrai à la fin de la région.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la région i les deux vecteurs  $(\vec{V}_i)$  et  $(\vec{V}_{i+3})$  ne sont jamais utilisés. En fait, ils ont la plus forte composante de flux  $(\phi_s)$  qui varie très rapidement, mais le double effet dépend de la position de  $(\vec{\phi}_s)$  dans la région, avec une influence nulle au milieu de la région.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est dérivé de l'écart estimé du couple et du flux par rapport à leurs valeurs de référence et de la position du vecteur  $(\vec{\phi}_s)$ .

Par conséquent, il est nécessaire d'avoir un estimateur du module et de la position du vecteur flux  $(\vec{\phi}_s)$ , ainsi qu'un estimateur du couple.

## II.7. Estimateurs

### II.7.1. Estimation du flux statorique

Il est possible d'estimer le vecteur flux en utilisant les mesures de courant et de tension du rotor de la machine. Cela peut être réalisé en se basant sur l'équation suivante :[20]

$$\vec{\phi}_s = \int_0^t (\vec{V}_s - R_s I_s) dt \quad (\text{II.5})$$

On obtient les composantes ( $\alpha$ ) et ( $\beta$ ) du vecteur ( $\vec{\phi}_s$ ) :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_r i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires pour estimer l'amplitude du flux du rotor.

Les composantes ( $V_{s\alpha}$ ) et ( $V_{s\beta}$ ) sont obtenues après application de la transformation CONCORDIA aux tensions d'entrée mesurées ( $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$ ).

Ces tensions sont représentées par la tension d'entrée de l'onduleur ( $U_0$ ) et l'état de commande ( $S_a, S_b, S_c$ ), à savoir [15] :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[ S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Les courants ( $i_{r\alpha}$ ) et ( $i_{r\beta}$ ) peuvent également être obtenus à partir des courants réels ( $i_{sa}$ ), ( $i_{sb}$ ) et ( $i_{sc}$ ), en utilisant la transformation de CONCORDIA, qui repose sur la relation ( $i_{ra} + i_{rb} + i_{rc} = 0$ ).

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

L'estimation de l'amplitude du flux rotorique est réalisée en utilisant ses composantes ( $\phi_{r\alpha}$ ) et ( $\phi_{r\beta}$ ), selon la formule suivante :

$$(\phi_s) = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.9})$$

L'angle ( $\alpha_s$ ) entre le référentiel rotorique et le vecteur flux ( $\phi_s$ ) est donné par l'équation suivante:

$$\alpha_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{II.10})$$

### II.7.2. Estimation du couple électromagnétique

Il est possible d'estimer le couple électromécanique en utilisant les flux estimés et les courants rotoriques mesurés. Cette estimation peut être formulée de la manière suivante : "

$$C_e = p(\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.11})$$

Il est important de noter que l'exactitude de cette équation dépend de la qualité de l'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants rotoriques.

## II.8. Elaboration du vecteur de commande

### II.8.1. Le correcteur de flux

Son but est de garder la fin du vecteur ( $\vec{\phi}_s$ ) dans la couronne circulaire

Comme le montre la figure (II.3).

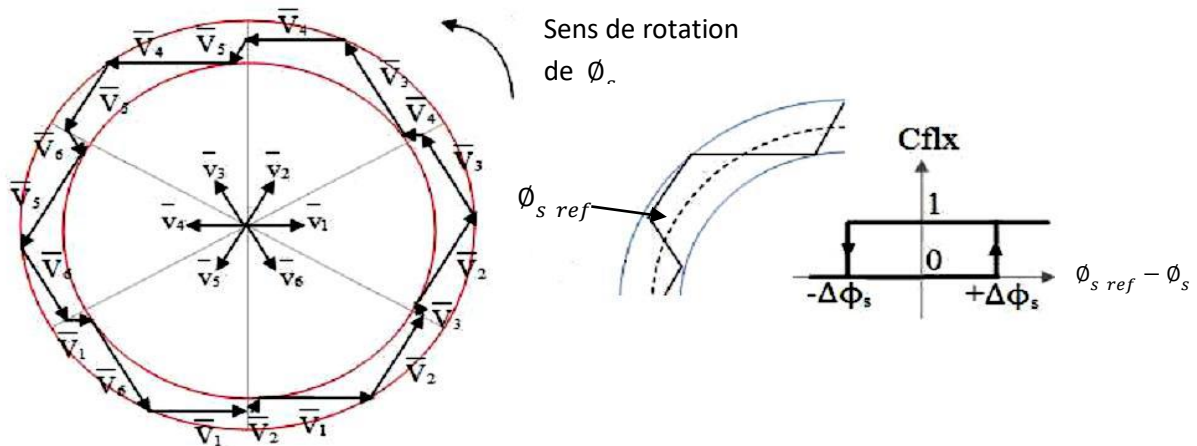
La sortie du correcteur doit indiquer au module de passer de ( $\vec{\phi}_s$ ), pour Sélectionnez le vecteur de tension approprié. Pour cela, un simple correcteur de lag Deux niveaux sont parfaits et obtiennent également de très bonnes performances Dynamique.

La variable booléenne (cflx) en sortie du correcteur indique de manière directe si l'amplitude du flux doit être augmentée (cflx = 1) ou diminuée (cflx = 0) afin de maintenir la condition suivante :  $|\phi_{s,ref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$ .

Avec:

$\phi_{s,ref}$ : La consigne du flux ;

$\Delta\phi_s$ : La largeur d'hystérésis du correcteur.



**Fig.II.3.** Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique et le contrôleur a hystérésis a deux niveaux.

### II.8.2. Le correcteur de couple

Le rôle du correcteur de couple est de maintenir le couple dans les limites définies par l'expression suivante :  $|C_{e,ref} - C_e| \leq \Delta C_e$

Avec:

$C_{ref}$ : Le couple référence ;

$\Delta C$ : La bonde d'hystérésis du correcteur.

Il convient de noter que contrairement au contrôle du flux, le contrôle du couple dépend du sens de rotation de la machine et peut être positif ou négatif. Pour contrôler le couple, deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être utilisés pour atteindre la dynamique souhaitée, à savoir : un correcteur à hystérésis à deux niveaux ou un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

### II.8.2.1. Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur ne permet de contrôler le couple que dans un seul sens de rotation,

Donc Seuls les vecteurs  $(\vec{V}_{i+1})$  et  $(\vec{V}_{i+2})$  peuvent être choisis pour que le flux évolue  $(\vec{\phi}_s)$ , traverser Par conséquent, une réduction du couple ne peut être obtenue qu'en sélectionnant le vecteur zéro.

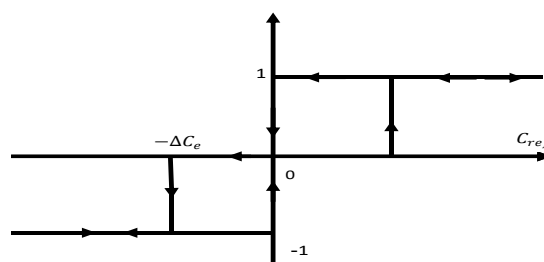
Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine, il faut Deux étapes à travers la machine.

Cependant, ce correcteur est plus simple à mettre en œuvre. Vous pouvez également sélectionner En calculant correctement le vecteur vide en termes de régions (Ni), on se rend compte que pour chaque région (i).

Il y a un bras onduleur qui ne commute jamais, donc la fréquence peut être réduite. La commutation moyenne du commutateur, ce qui réduit la perte de commutation étage inverseur [21].

### II.8.2.2 Le correcteur à trois niveaux

Il permet de piloter le moteur dans les deux sens de rotation, soit en couple positif soit en négatif [22]. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne, indique directement si la grandeur de couple doit être augmentée en valeur absolue ( $ccpl = 1$ ) pour les consignes positives et ( $ccpl = -1$ ) pour les consignes négatives ou diminuée ( $ccpl = 0$ ). Graphique (II.4). Montrez ce type de correcteur.



**Fig.II.4** Correcteur de couple à trois niveaux.

### II.9. Elaboration de la table de commande

La forme de la table de commande dépend de l'état des variables (cflx) et (ccpl), ainsi que de la zone ( $N_i$ ) de position de ( $\vec{\varnothing}_s$ ). En conséquence, elle est construite en fonction de ces paramètres

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
cflx=0	ccpl=1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	Deux niveaux
	ccpl=0	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	
	ccpl=-1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	Trois niveaux
cflx=1	ccpl=1	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	Deux niveaux
	ccpl=0	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	
	ccpl=-1	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	Trois niveaux

**Tableau.II.2.**Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux

(Avec les vecteurs tension nuls).

#### II.9.1. Structure générale du contrôle direct de couple

La figure (II.5) montre les éléments de base d'un système de commande directe de couple de moteur asynchrone (MADA). C'est une commande d'échantillonnage dont la période d'échantillonnage  $T_e$  est très petite devant la constante de temps de la machine. La sélection du vecteur  $\vec{V}_s$  est effectuée à chaque période d'échantillonnage  $T_e$ , de plus, l'amplitude du courant stator est filtrée pour limiter le bruit sur le signal de flux calculé et l'effet d'échantillonnage[23].

L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation qui définit la sélection du vecteur  $\vec{V}_s$  sans recourir à la position du rotor qui nécessite normalement un capteur de vitesse. Ce dernier, associé à un comparateur à hystérésis, représente une table de commutation, qui remplace le générateur PWM de structure classique piloté par l'onduleur de tension PWM. De plus, en utilisant ce type de contrôle, les exigences de régulateur de courant, de régulateur de flux PI et de couple sont éliminées, améliorant ainsi les performances dynamiques du système[24].

Nous utilisons le listage des séquences classique proposé par Takahashi.

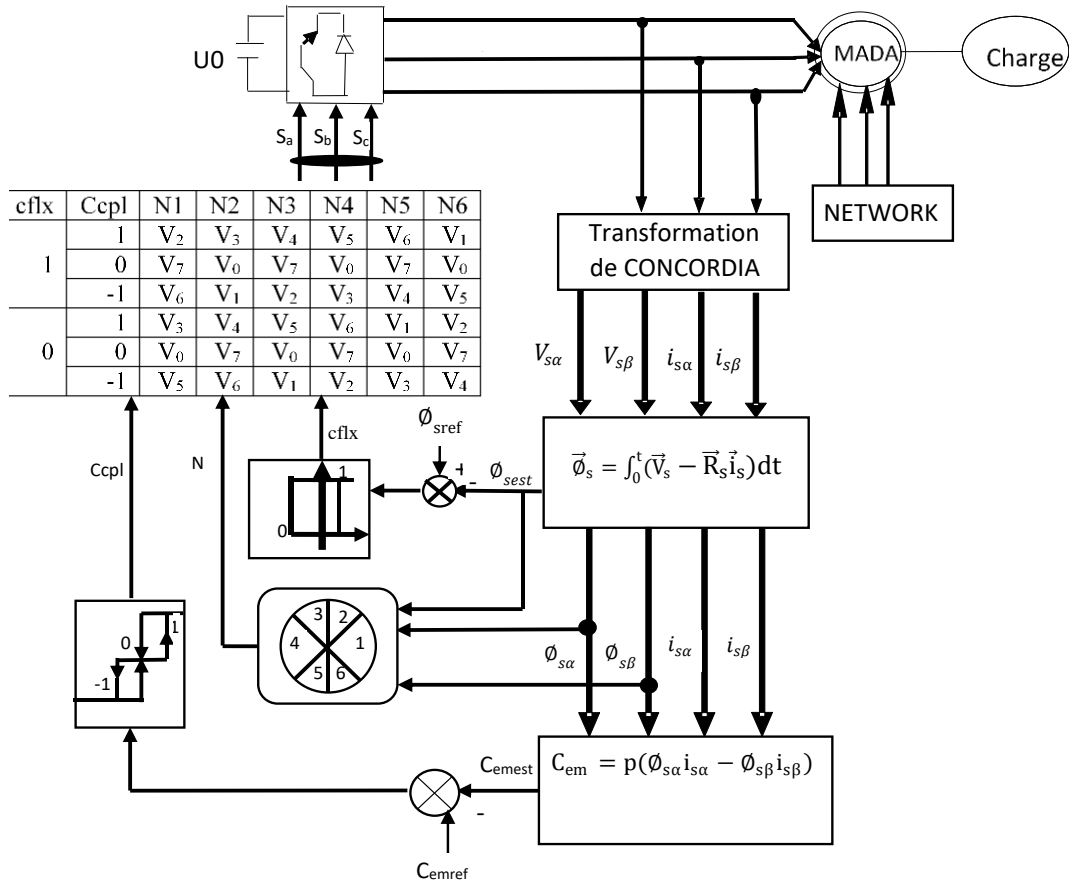


Fig.II. 5. Structure générale du contrôle direct du couple 'DTC'

Généralement, un DTC se compose de deux blocs principaux, l'un est un bloc de contrôle de vitesse et l'autre est un bloc de contrôle de couple.

#### a- Boucle de commande du couple :

Cette partie du schéma comprend :

##### - État actuel du capteur et de l'interrupteur

Ils transmettent la tension continue d'alimentation du convertisseur, les courants des phases du stator et l'état des commutateurs du convertisseur au modèle de moteur.

##### - modèle de moteur

Injectez des mesures et des paramètres dans le modèle du moteur ; le traitement de ces données au niveau du modèle donne le flux et le couple actuels du moteur, ainsi que la vitesse actuelle du moteur.

##### - le comparateur du couple et du flux

Les informations transmises pour commander l'interrupteur d'alimentation se trouvent dans le Comparateur, la fonction du comparateur est de comparer les signaux de flux et de couple avec

Valeur à imposer à l'hystérésis, puis passer un signal de comparaison, qui sera Géré dans le module de sélection optimale de la commutation[25].

**- le sélecteur optimal de la commutation**

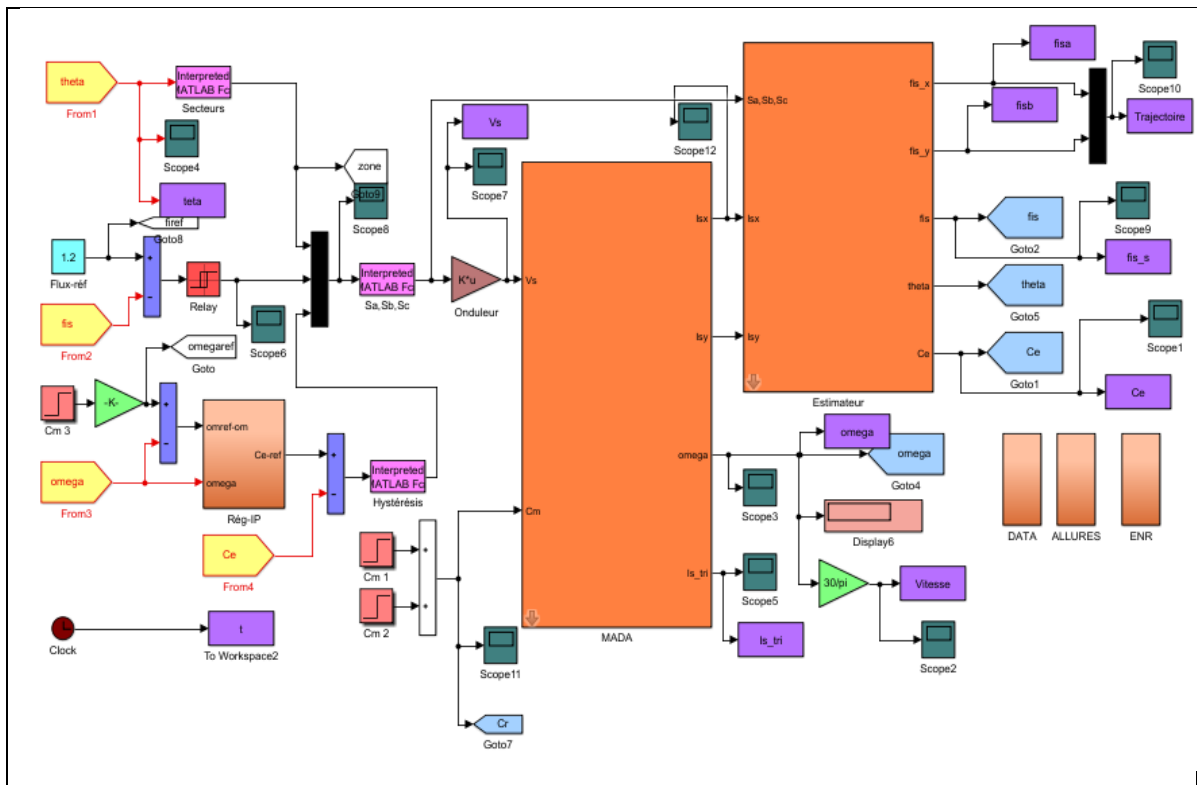
Dans ce module, il y a un tableau contenant la logique de commutation du convertisseur, dans La programmation pratique dite de la logique de table utilise un DSP (Digital gestionnaire de signaux) [26].

**b-Boucle de contrôle de vitesse :**

Cette partie du schéma comprend un variateur de vitesse composé d'un Comparateur entre la vitesse de consigne et la vitesse réelle, injectant l'erreur dans le régulateur PI transmet à son tour une valeur de référence au contrôleur de couple et a pour effet d'annuler Erreurs statiques et temps de réponse réduit tout en maintenant la stabilité du système.

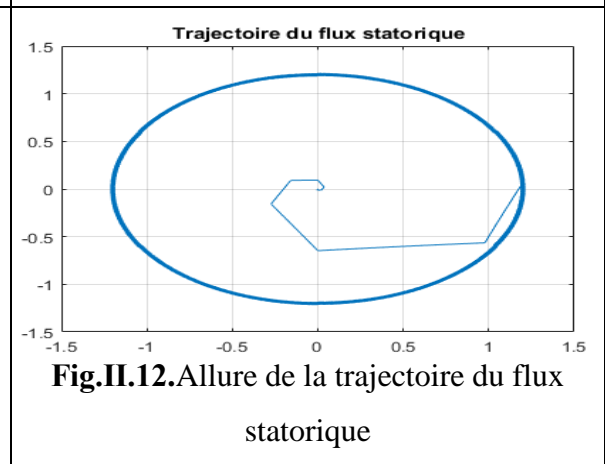
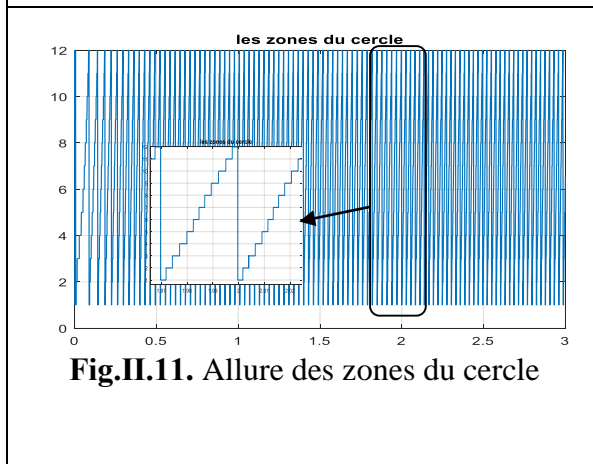
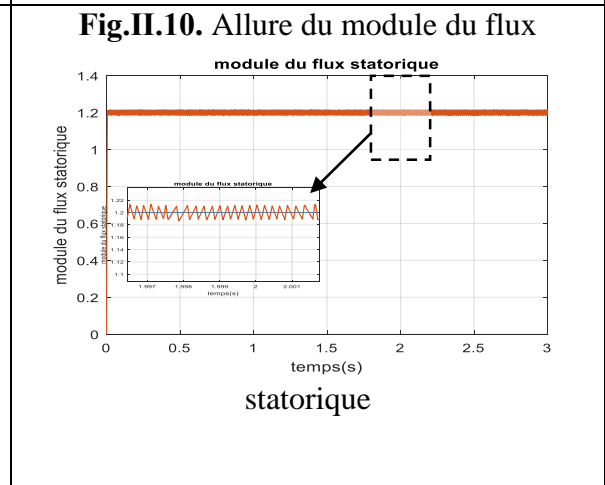
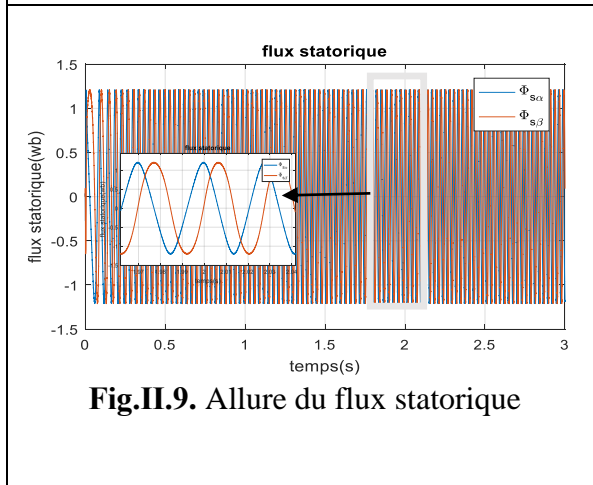
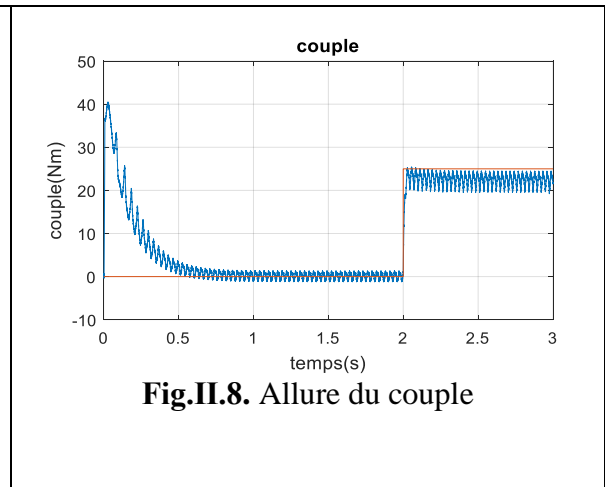
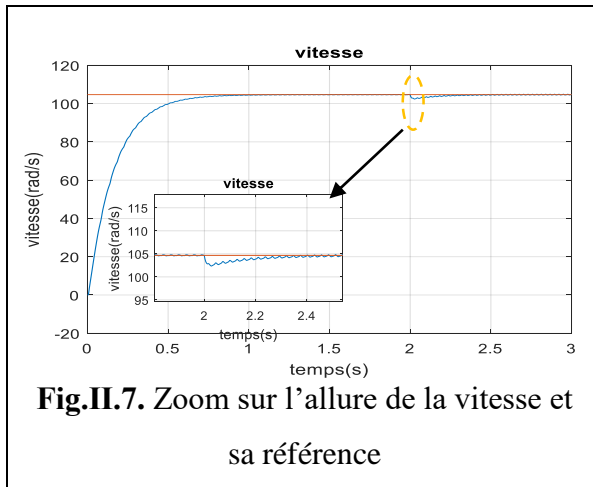
**II.6. Résultats de simulation de la commande par DTC de la MADA :**

Le schéma bloc de simulation



**Fig.II.6.** le schéma bloc de simulation

Dans cette section, nous présentons la simulation de la machine asynchrone à double alimentation avec la commande directe du couple.



## II.7. Interprétation des résultats

D'après les figure (II.6) on peut voir que la vitesse a une bonne dynamique, sans dépassement ni erreurs statiques, et suit sa référence de manière acceptable. Après application d'un couple

résistant de 15N.m à  $t=2s$ , une très légère chute de vitesse est observée avant de revenir à sa valeur de référence, ceci est dû à la bonne régulation de la vitesse.

La figure (II.8), illustrent l'évolution des flux stator et rotor par rapport à leurs valeurs de référence. A partir de ces courbes, on peut voir que les flux estimés suivent bien leurs valeurs de référence, ce qui signifie que l'ajustement de module et de phase mis en œuvre des composantes triphasées des flux stator et rotor est bien et efficace. On peut voir sur la Figure (II.7) que le couple électromagnétique est saturé pendant le transitoire de vitesse. Lorsqu'une charge était appliquée.

## **II.8. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous introduisons le contrôle du moteur asynchrone double alimentation par la commande Direct Torque Control (DTC).

La commande DTC est une approche de commande avancée adaptée aux machines asynchrones à double alimentation. Elle offre une précision de contrôle élevée, une réponse dynamique rapide, une efficacité énergétique améliorée, une robustesse face aux perturbations et une simplicité de mise en œuvre. Ces avantages font de la DTC un choix attrayant pour les applications nécessitant un contrôle précis et efficace des machines asynchrones à double alimentation.

# CHAPITRE III

---

## LA COMMANDE D'UNE MADA PAR LOGIQUE FLOU

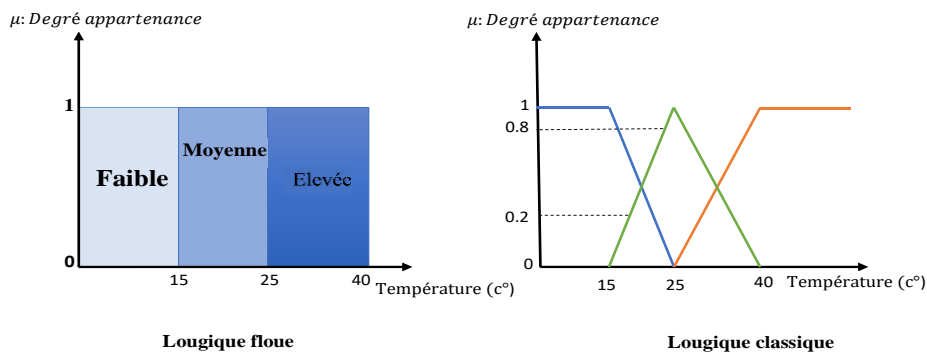
---

### III.1. Introduction

La logique floue est de grande actualité aujourd'hui. En fait, il existe depuis longtemps et nous pouvons diviser son histoire de développement en trois étapes. Ce sont les paradoxes logiques de hersnberg et le principe d'incertitude qui ont conduit au développement de la "logique multivaluée" ou "logique floue" dans les années 1920 et 1930, La base théorique de la logique floue a été établie en 1965 par Pr Lotfi Zadeh. À cette époque, la théorie de la logique floue n'était pas prise au sérieux. En 1974, EH Mamdani a appliqué ses principes pour construire le premier contrôleur flou. À partir de 1975, nous avons trouvé la première application pour régler le niveau du système. À partir de 1985 environ, les Japonais ont commencé à utiliser la logique floue dans les produits industriels pour résoudre les problèmes de régulation et de contrôle.

### III.2. Principe

Dans la théorie des ensembles traditionnelle, une chose appartient à ou n'appartient pas à une collection. Par exemple, quelle est la différence spécifique entre la notion de température moyenne ou de basse température ? Ils sont Relativement difficile à préciser. C'est à partir de ce constat que L.A. Zadeh a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme des termes linguistiques tels que négatif, zéro, positif, petit, grand. Ces termes existent également dans les collections régulières. Cependant, la différence entre ces deux théories des ensembles est la limite des ensembles. Dans les ensembles flous, il permet à une chose d'appartenir en partie à un certain ensemble ; c'est ce qu'on appelle le degré d'appartenance Peut varier entre 0 et 1. Dans le degré de mise en routine Le degré d'appartenance est 0 et 1. Un exemple simple d'ensemble flou est La température est Divisée en trois groupes : basse, moyenne et haute. La façon d'établir cette classification est présentée à la figure **(III.1)** [27].



**Fig. III.1.** Classification des ensembles

Dans le cadre de la logique booléenne, le degré d'appartenance ( $\mu$ ) est limité à deux valeurs distinctes (0 ou 1). La température peut être :

- Faible :  $\mu_{faible}(T) = 1, \mu_{moyenne}(T) = 0, \mu_{élevée}(T) = 0$
- Moyenne :  $\mu_{faible}(T) = 0, \mu_{moyenne}(T) = 1, \mu_{élevée}(T) = 0$
- Élevée :  $\mu_{faible}(T) = 0, \mu_{moyenne}(T) = 0, \mu_{élevée}(T) = 1$

Elle ne peut pas prendre deux qualificatifs à la fois.

En logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction pouvant prendre des valeurs réelles comprises entre 0 et 1 (dont 0 et 1).

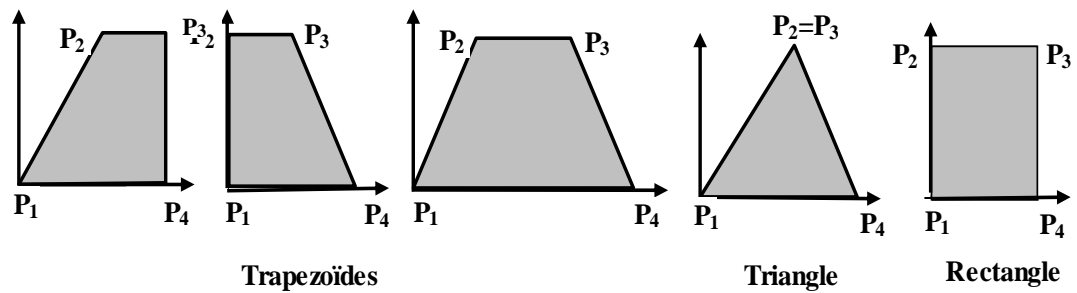
Notez que les limites entre les trois sous-ensembles ne changent pas soudainement, mais progressivement.

Par exemple,  $\mu_{moyenne}(T)$  peut quantifier le fait que la température peut être considérée comme la basse température avec une appartenance de 0,2 et la moyenne avec une appartenance de 0,8 (Figure III.1.)

$$\mu_{faible}(T) = 0.2, \mu_{moyenne}(T) = 0.8, \mu_{élevée}(T) = 0$$

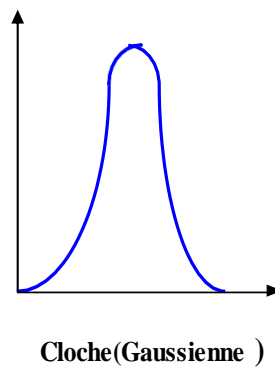
### III.2.1. Différentes formes pour les fonctions d'appartenance

En règle générale, les fonctions d'appartenance sont représentées par trois formes géométriques : le trapèze, le triangle et la courbe en forme de cloche. Les deux premières formes sont les plus couramment utilisées en raison de leur Simplicité [28].



**Fig.III.2.** Fonction d'appartenance de forme trapézoïdale, triangulaire, rectangulaire

En général, ces deux formes géométriques sont adéquates pour délimiter des ensembles flous, en particulier dans le contexte du réglage par logique floue. Cependant, dans certaines situations, la forme de cloche (représentée par la figure.III.3) peut être préférable car elle offre une représentation plus précise des ensembles flous[29].



**Fig.III.3.** Fonction d'appartenance en forme cloche

### III.2.2 Operateur de la logique floue

Après avoir défini les ensembles flous, on peut définir leur intersection, leur union et leur complémentaire à l'aide d'opérations mathématiques.

Ces relations sont communément exprimées en utilisant les opérateurs logiques "et", "ou" et "non".

\* Operateur Non

$$C = \bar{a} = \text{Non}(a); \mu_c(x) = 1 - \mu_a(x) \tag{III.1}$$

\* Operateur ET

L'opérateur Et correspond à l'intersection de deux ensembles a et b et on écrit

$$C = a \cap b$$

En logique floue, l'opérateur "ET" est généralement implémenté en calculant la valeur minimale des fonctions d'appartenance  $\mu_a(x)$  et  $\mu_b(x)$  des ensembles a et b. Cela implique l'application de la fonction minimum aux deux ensembles pour obtenir l'ensemble résultant.

$$\mu_c = \min\{\mu_a, \mu_b\} \tag{III.2}$$

Ou  $\mu_a$ ,  $\mu_b$  et  $\mu_c$  signifient respectivement le degré d'appartenance à l'ensemble a, b et c on parle alors d'opérateur minimum.

\* Opérateur Ou

L'opérateur Ou correspond à l'union de deux ensembles a et b et on écrit :

$$C = a \cup b$$

Pour déterminer le degré d'appartenance à l'ensemble c en fonction des degrés d'appartenance aux ensembles a et b, il est nécessaire de calculer la valeur maximale. Cette opération est réalisée à l'aide de la fonction maximum, qui permet de déterminer le degré d'appartenance à l'ensemble résultant.

$$\mu_c = \max\{\mu_a, \mu_b\} \tag{III.3}$$

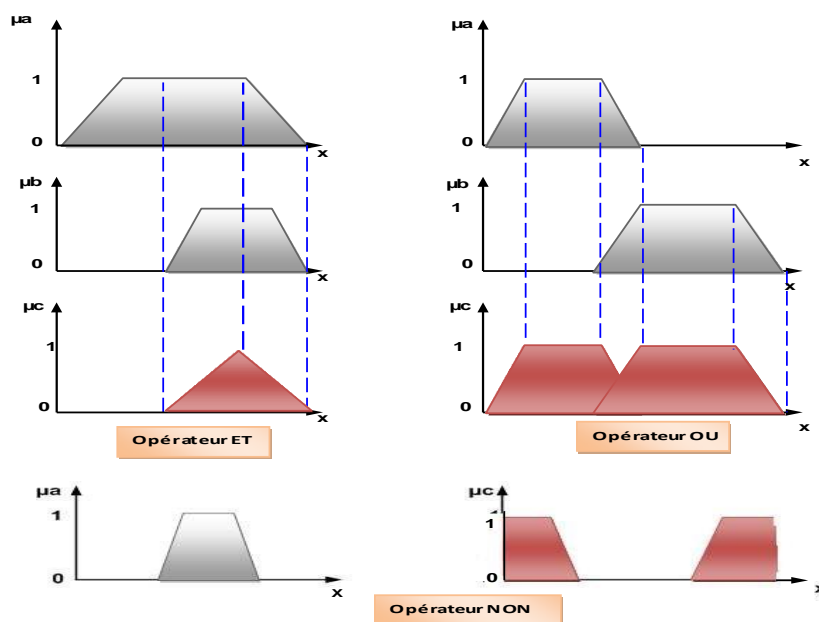


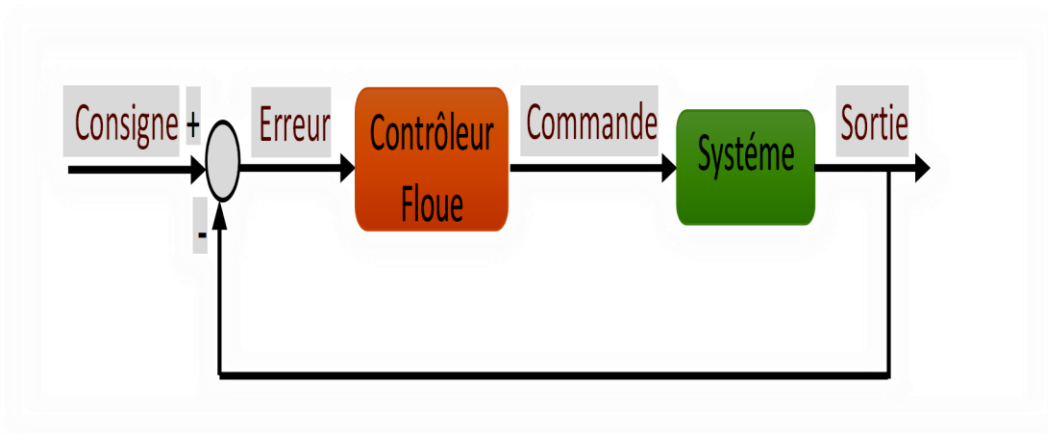
Fig. III.4. Opérateur de la logique floue

### III.3. Réglage et commande par logique floue

Des expériences ont montré que dans de nombreux cas les résultats obtenus en utilisant un contrôleur flou (une technique non conventionnelle) sont meilleurs que ceux obtenus en utilisant des algorithmes de contrôle traditionnels. Par conséquent, le contrôle par logique floue peut être considéré comme une étape vers une réconciliation entre le contrôle mathématique précis et la prise de décision humaine. La commande par logique floue est en plein essor. En effet, cette méthode permet d'obtenir des lois de réglage souvent très efficaces sans modélisation approfondie. Traverser

Contrairement aux régulateurs standard ou aux régulateurs à rétroaction d'état, les régulateurs à logique floue (RLF) ne traitent pas de relations mathématiques bien définies, mais utilisent des inférences avec plusieurs règles basées sur des variables linguistiques.

L'expérience acquise par l'opérateur technique du procédé peut être considérée par dérivation de plusieurs règles [30]



**Fig.III.5.** Structure d'un réglage par logique floue **III.3.1 structure d'une commande par logique floue**

Le système de régulation flou est constitué de quatre modules principaux, à savoir la base de règles, la Fuzzification, le moteur d'inférence et la Defuzzification. La figure (I.6) présente ces modules qui forment un système à base de connaissances particulier. Cette technologie est documentée dans les références [31]

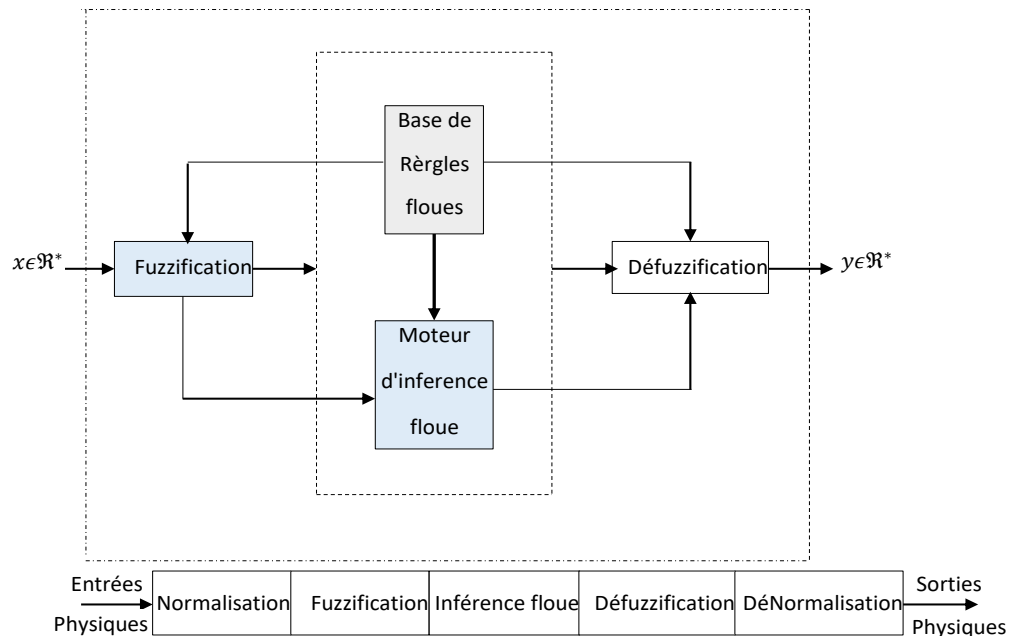


Fig.III.6. Structure d'un contrôleur flou

### III.3.1.1 Fuzzification

Dans ce bloc, les variables d'entrée déterministes sont transformées en variables linguistiques (variables floues) et des fonctions d'appartenance sont définies pour ces différentes variables d'entrée. La définition de la fonction d'appartenance n'a pas de cadre précis et peut prendre différentes formes. Formes les plus utilisées dans les modèles mathématiques : triangle, trapèze, etc... Variable d'entrée physique X

Est réduite à une variable normalisée  $x$  dans l'intervalle  $[-1, 1]$ ,

Appelé domaine. Habituellement, ce domaine de discours est délimité par  $|x| \leq 1$

Pour résoudre le problème de la variation X. Typiquement, trois, cinq ou sept ensembles flous avec les noms standards suivants sont introduits pour la variable  $x$  :

NG(négatif grand), NM(négatif moyen), NP(négatif petit), EZ(environ zéro),

PP(positif petit), PM(positif moyen), PG(positif grand).

On constate qu'il existe une subdivision très fine du domaine du discours sur sept Les ensembles flous n'améliorent généralement pas le comportement dynamique des systèmes de règles. Ces ensembles flous n'ont pas de support disjoint et les fonctions d'appartenance ne sont pas nécessairement symétriques[32].

### **III.3.1.2 Bases de règle et méthodes d'inference**

La base de règles exprime les stratégies de contrôle et les objectifs souhaités par le biais de règles de contrôle du langage. Par conséquent, les règles sont dérivées des sources suivantes : expérience d'expert et connaissances en matière de contrôle, fonctionnement de l'opérateur de contrôle et apprentissage du contrôleur. [33]

#### **III.3.1.2.1 Règle d'inference**

Nous pouvons établir une collation qui compare la sortie avec entrée. Comme nous pouvons le voir, il y a sept ensembles flous, ce qui signifie. Il existe quarante-neuf combinaisons possibles de ces entrées, donc quarante-neuf règles.

Les règles sont les suivantes : [34]

**Règle1** : Si  $E_{\omega} = NG$  ET  $dE_{\omega} = NG$  alors  $dI_{sq} = NG$

**Règle 2** : Si  $E_{\omega} = NG$  ET  $dE_{\omega} = NM$  alors  $dI_{sq} = NG$

**Règle 3** : Si  $E_{\omega} = PG$  ET  $dE_{\omega} = PG$  alors  $dI_{sq} = PG$

#### **Définition des fonctions d'appartenance**

**NG** : négatif grand.

**NM** : négatif moyen.

**NP** : petit positif.

**Z** : zéro.

**PP** : petit positif.

**PM** : positif moyen.

**PG** : positif grand

#### **III.3.1.2.2. Description des règles par matrice d'inference**

$E_\omega$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
$dE_\omega$	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Ex : Règle 35 : Si  $E_\omega =$  PG et  $dE_\omega =$  PP alors  $dI_{qs} =$  PG

Tableau.III.1. Table de règle pour RLF

III.3.1.2.3 Le choix des méthodes d'inference

Il existe plusieurs possibilités de mise en œuvre d'opérateurs adaptés aux fonctions d'appartenance. Nous introduisons ensuite le concept de méthodes d'inférence. Il détermine l'implémentation de différents opérateurs dans l'inférence, permettant la manipulation numérique de cette dernière.

Afin d'ajuster la logique floue, l'une des méthodes suivantes est généralement utilisée :

**\*Méthode d'inference max-min « méthode de Mamdani »**

La méthode d'inférence max-min est réalisée par la formule de la valeur minimale sous la condition de l'opérateur "ET". La conclusion dans chaque règle, introduite par "ALORS", relie le facteur d'appartenance des prémisses à la fonction d'appartenance de la variable de sortie, en formant un minimum.

Enfin, un opérateur OU qui relie différentes règles est implémenté en formant une valeur maximale.

**\*Méthode d'inference max-prod « méthode de larsen »**

Effectuer une méthode d'inférence du produit maximal au niveau conditionnel, L'opérateur "ET" passe pour former un produit. Condition dans chaque règle, Les résultats introduits par "ALORS" sont réalisés par la formation du produit. L'opérateur "OU" reliant différentes règles est implémenté par la formation de la valeur maximale.

### \* Méthode d'inference somme-prod

Dans cette méthode, l'opérateur "ET" est implémenté par le produit, et la conclusion "ALORS". Cependant, l'opérateur "OU" est implémenté par la valeur.

#### III.3.1.2.4. Defuzzification

Cette étape est utilisée pour renvoyer la quantité de sortie réelle. Cela implique de calculer l'abscisse correspondant à la valeur de sortie à partir des degrés d'appartenance de tous les ensembles flous de la variable de sortie. Utilisation de différentes méthodes : [35]

### \* Méthode du centre de gravité

La méthode de Defuzzification la plus répandue consiste à utiliser l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance obtenue par l'inférence pour déterminer la valeur de sortie du régulateur. Cette approche est décrite dans les références

$$dI_a^{ref} = \frac{\int dI_a^{ref} \cdot \mu(dI_a^{ref}) \cdot d(dI_a^{ref})}{\int \mu(dI_a^{ref}) \cdot d(dI_a^{ref})} \quad (\text{III.4})$$

Il semble que le temps de calcul nécessaire au processus de Defuzzification augmente proportionnellement à la complexité croissante de la fonction d'appartenance résultante. Ainsi, plus cette fonction est complexe, plus le temps nécessaire pour effectuer la Defuzzification sera long et coûteux.

### \* Méthode par valeur maximum

La méthode en question est considérablement plus simple : elle consiste à sélectionner la valeur de sortie en prenant simplement l'abscisse correspondant au maximum de la fonction d'appartenance. Cette approche est décrite dans les références ,[36].

### \* Méthode des hauteurs pondérées

Lorsque les fonctions d'appartenance ne se chevauchent pas, on peut appliquer la méthode de centre de gravité, ce qui permet de calculer la valeur médiane de la distribution des valeurs. Cette technique est. Référée dans les sources [37],

$$dI_a^{ref} = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{Ri}(dI_a^{ref}) \cdot dI_a^{ref}}{\sum_{i=1}^m \mu_{Ri}(dI_a^{ref})} \quad (\text{III.5})$$

La méthode de centre de gravité est particulièrement adaptée aux fonctions d'appartenance de la variable de sortie qui sont des singletons. Les références bibliographiques soulignent également l'efficacité de cette méthode dans ce contexte. [38]

### **III.4. Avantages et inconvénients du réglage par logique floue**

#### **III.4.1. Avantage**

- L'absence de besoin d'un modèle mathématique formel est une caractéristique de la logique floue.
- Cette approche permet de prendre en compte des connaissances linguistiques et de les intégrer dans la modélisation.
- Elle est adaptée à la régulation de systèmes complexes avec un comportement non linéaire.
- Pour faciliter le développement, il existe des systèmes logiciels efficaces pour les microprocesseurs et les ordinateurs, ainsi que des circuits intégrés dédiés (tels que les processeurs flous) pour une solution matérielle.

#### **III.4.2. Inconvénients**

- La conception d'un réglage flou manque de directives précises, ce qui peut rendre le processus complexe.
- Pour que l'approche fonctionne, il est nécessaire de disposer d'un ensemble de règles claires et disponibles.
- La mise en œuvre de cette approche se fait de manière artisanale et non systématique, ce qui peut impliquer un effort important pour définir les règles de base et les ajuster.
- Il n'existe pas de méthode formelle standard ou universelle pour l'ajustement des réglages flous.

### III.5. Contrôleur flou au sens de Mamdani

Dans la méthode de Mamdani (MAMDANI, 1975), les prémisses et les conclusions des règles sont ambiguës. Utilisez les opérateurs min (valeur minimale) ou prod (produit) pour effectuer une inférence floue et l'opérateur max (maximum) pour effectuer une agrégation de règles. La Défuzzification adopte généralement la méthode du centre de gravité[39].

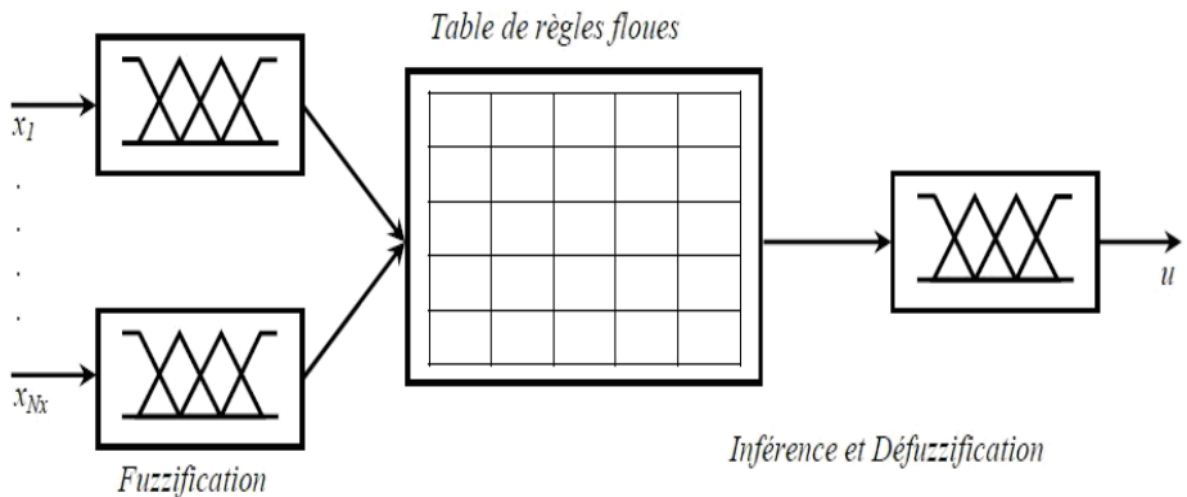


Fig.III.7. Contrôleur de Mamdani

### III.6. Contrôleurs flous de Takagi-Sugeno

La méthode de TAKAGI-SUGENO, développée en 1975, se distingue par son efficacité en termes de calcul, grâce à sa préférence pour l'analyse mathématique. Elle s'applique particulièrement bien aux techniques linéaires. L'inférence floue est réalisée à l'aide des opérateurs min ou prod, et des méthodes de Défuzzification sont également utilisés. La Fuzzification des variables d'entrée reste inchangée. Quant à la variable de sortie, elle peut prendre soit une valeur constante (singleton) indépendamment des valeurs d'entrée, soit une combinaison linéaire de ces dernières [40].

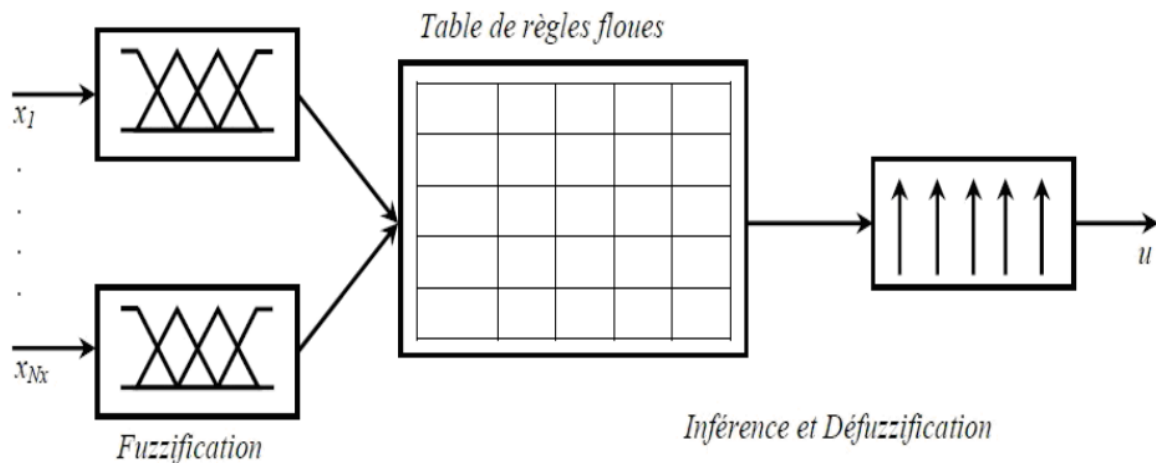


Fig.III.8. Contrôleur de Takagi-Sugeno

### III.7. Application de la logique floue pour l'optimisation de rendement de la MADA

#### III.7.1 Commande par logique Floue

Contrairement aux techniques de réglage traditionnelles, le réglage de la logique floue n'utilise pas de formules ou de relations mathématiques définies ou précises, mais des termes linguistiques. De plus, l'état du commutateur est le même qu'en fonctionnement normal pour les erreurs sélectionnées au démarrage ou lors des changements de consigne de couple et de flux. Cela implique clairement une mauvaise réponse, Par conséquent, dans cette section, nous introduisons des techniques de performance pour les règles d'utilisation logiques.

##### III.7.1.2 Principe et structure de la commande

Le régulateur flou de type Mamdani est utilisé en tant que contrôleur. Il prend en entrée l'erreur ( $e$ ) et la variation de l'erreur ( $de$ ). Le schéma bloc d'un régulateur flou est illustré dans la Figure (III.9)

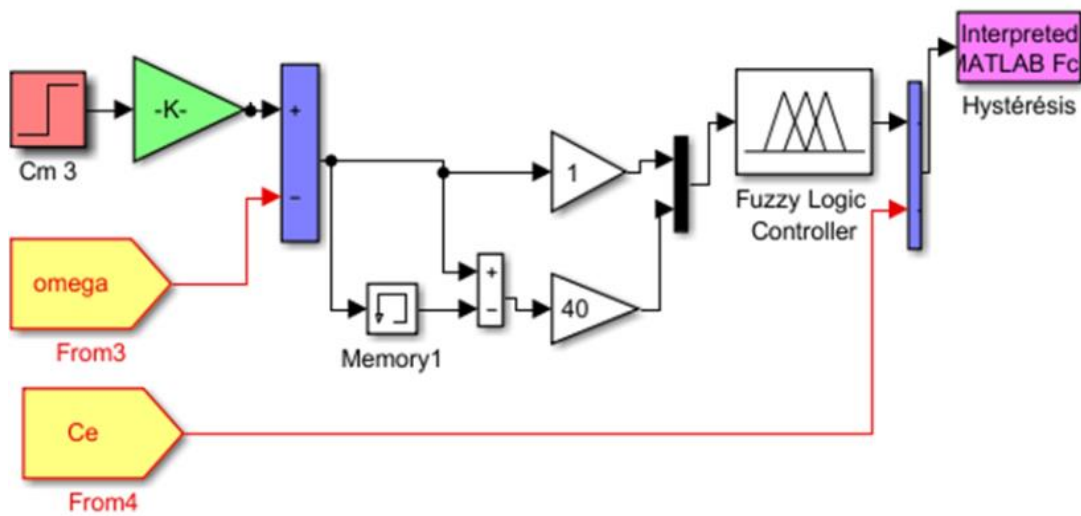


Fig.III.9. Schéma bloc d'un régulateur flou

### III.7.1.3 Les entrées floues

Dans notre système on a deux entrées et une seule sortie comme représente dans Figure.(III.10)

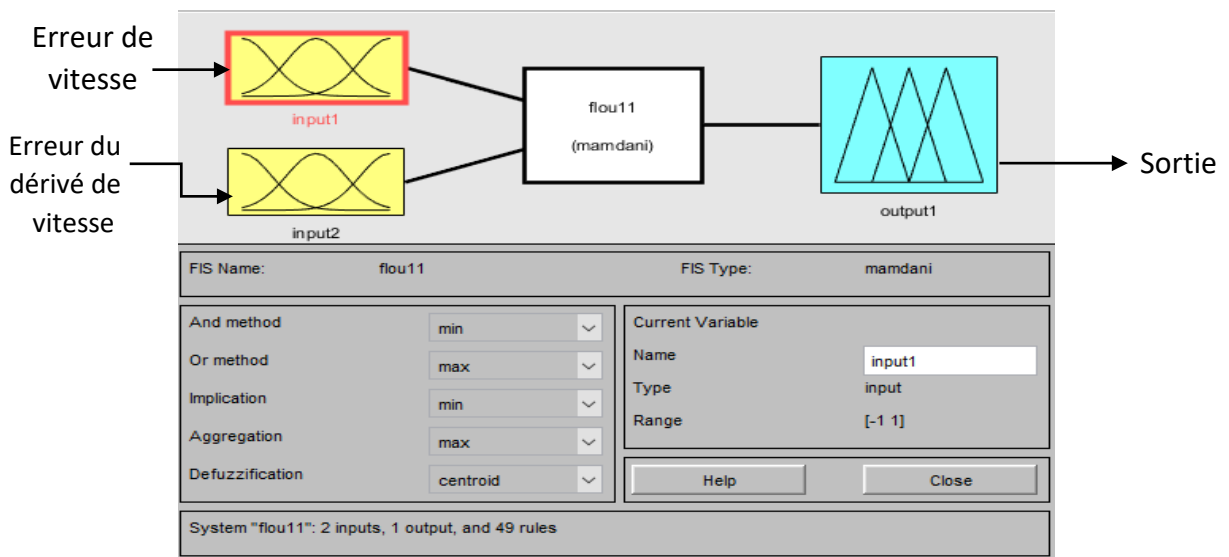


Fig.III.10.Création d'entrées et sortie.

### III.7.1.4 Les fonctions d'appartenance

Les fonctions d'appartenance des entrées ((e), ( $\Delta e$ ) et de la sortie ( $\Delta C_{em}$ ) sont toutes choisies de forme triangulaire, avec sept classes au total. Elles sont définies sur l'intervalle [-6, 6], comme illustré dans la Figure. (III.11)

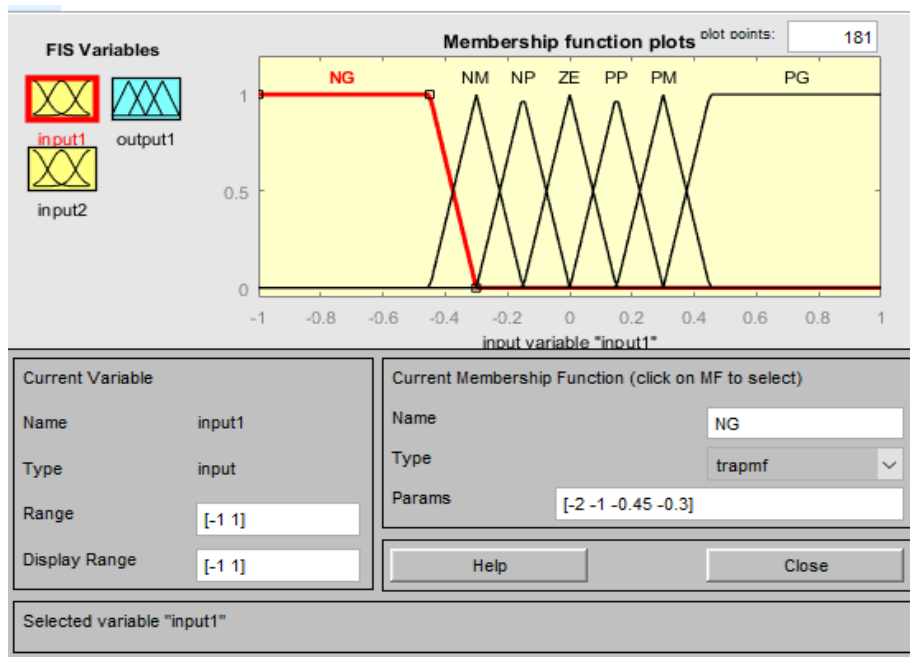


Fig.III.11.Fonctions d'appartenances du contrôleur flou (entrées, sorties)

### III.7.2.4 Les règles d'inference

En étudiant le comportement du système, on peut établir les règles de contrôle reliant la sortie et l'entrée. Il existe sept ensembles flous pour chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou. L'ensemble flou d'erreur (e) et l'erreur dérivée (de), un ensemble de quarante-neuf règles a été généré. Le tableau. (III.2) montre les règles du contrôleur flou par rapport à toutes les entrées du système ou de la matrice.

Les règles du régulateur flou pour simuler la machine (MADA) par logique floue nous avons les étapes suivantes :

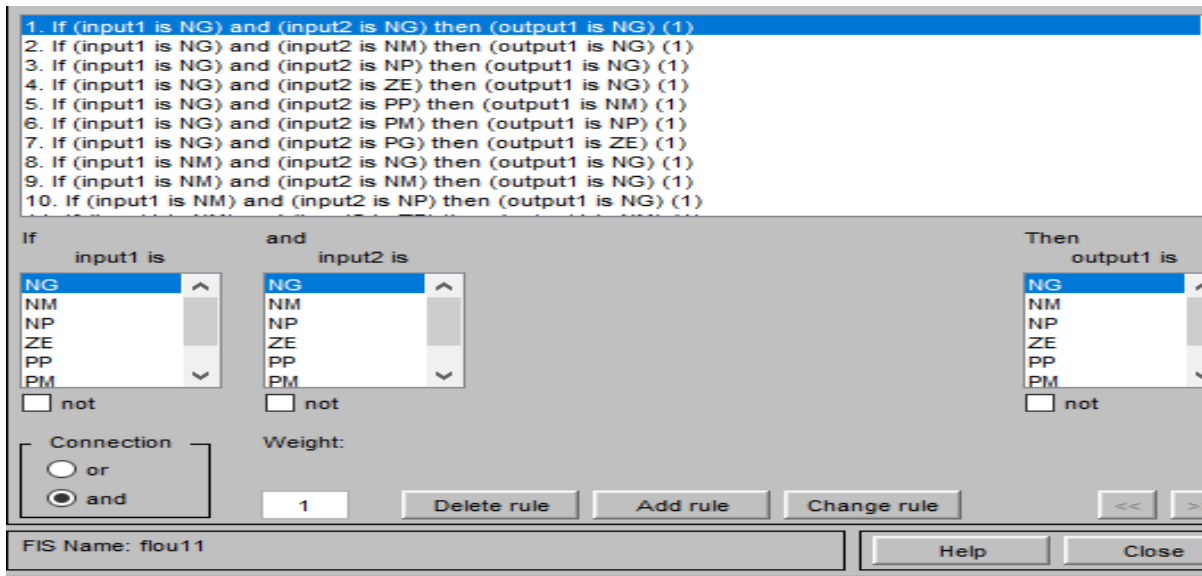


Fig.III.12. règles de régulateur flou

Erreur	La derive d'erreur de						
	BN	MN	SN	Z	SP	MP	BP
BN	BN	BN	BN	BN	MN	SN	Z
MN	BN	BN	BN	MN	SN	Z	SP
SN	BN	BN	MN	SN	Z	SP	MP
Y	BN	MN	SN	Z	SP	MP	BP
SP	MN	SN	Z	SP	MP	BP	BP
MP	SN	Z	SP	MP	BP	BP	BP
BP	Z	SP	MP	BP	BP	BP	BP

Tableau. III.2.Base de règles

Avec :

NB pour négatif grand

NM pour négatif moyen

NS pour négatif petit

Z pour zéro, PS pour positif petit

PM pour positif moyen PB pour positif grand.

### III.8. Présentation des résultats de simulation

Pour résumer et évaluer les performances de la régulation à l'aide de la logique floue, nous simulons un système de contrôle DTC asynchrone à double machine à onduleur unique basé

sur la logique dans l'environnement MATLAB-SIMULINK. Le schéma fonctionnel de la simulation est représenté sur la Figure. (III.12) Le gain du régulateur flou est réglé par essais et erreurs pour obtenir les performances souhaitées. Le domaine de discours des variables d'entrée et de sortie du contrôleur est divisé en sept sous-ensembles triangulaires et trapézoïdaux (NG, NM, NP, EZ, PP, PM, PG).

Les performances ont été établies en simulant le mode de fonctionnement après démarrage à vide puis application d'une charge.

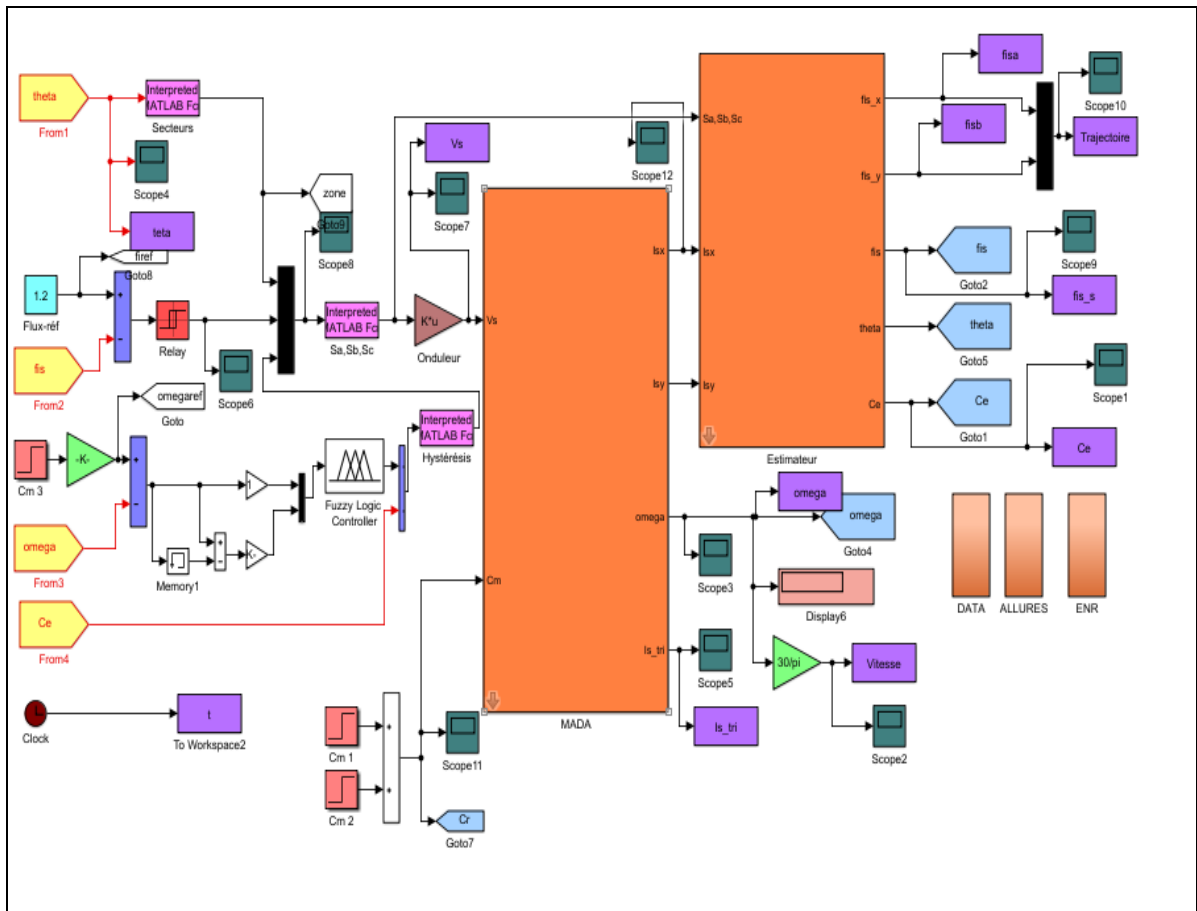


Fig.III.12.Schéma bloc de simulation de la commande DTC par logique floue d'un MADA

III.8.1 Résultats de la simulation

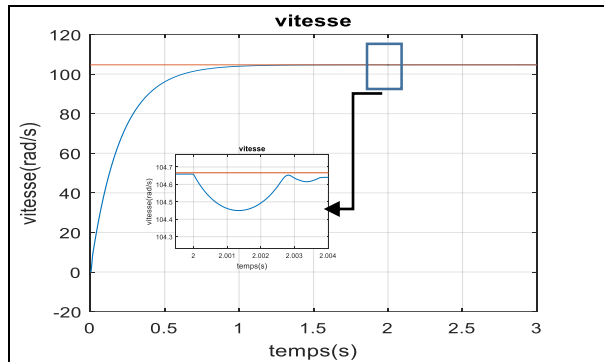


Fig.III.13. Zoom sur l'allure de la vitesse et sa référence

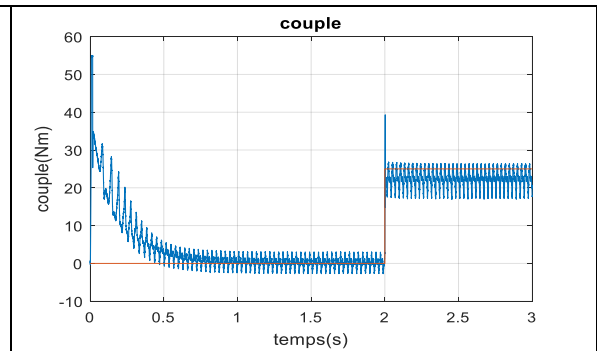


Fig. III.14. Allure du couple

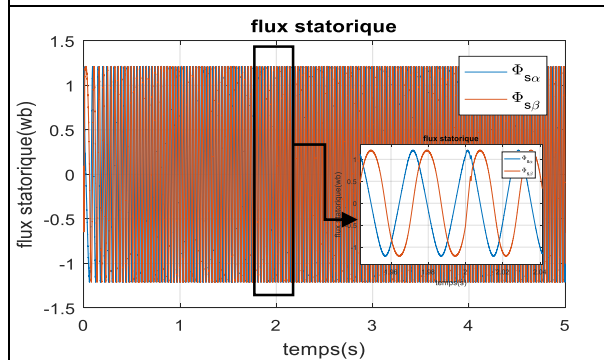


Fig. III.15. Zoom sur l'Allure du flux statorique

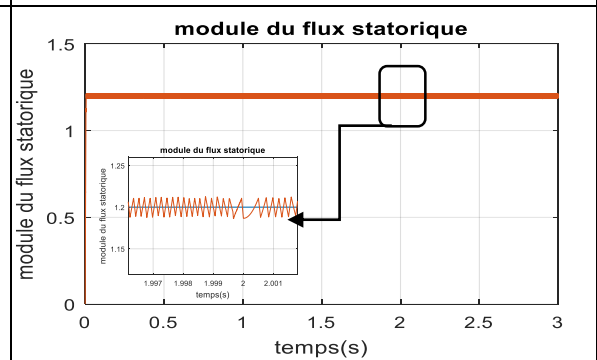


Fig.III.16.Zoom Allure du module du flux statorique

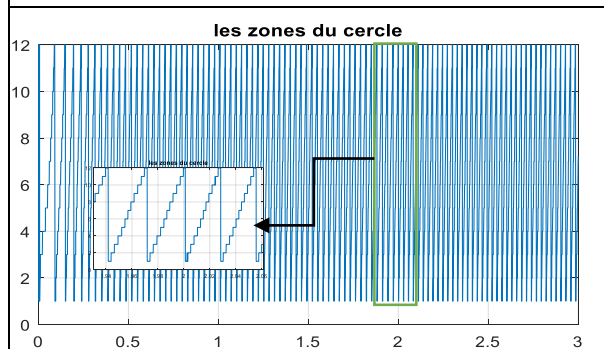


Fig. III.17. Allure du les zones du cercle

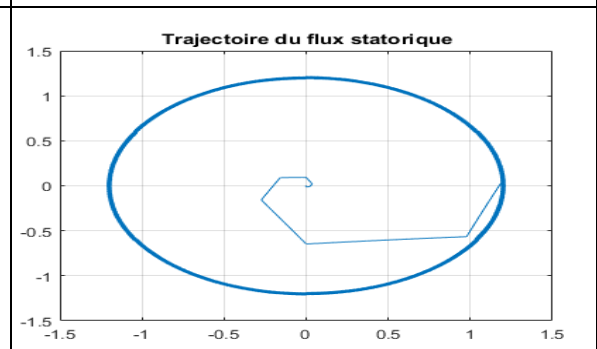


Fig. III.18. Trajectoire du flux statorique

III.9. Interprétation des résultats

**Courbe de couple :** La courbe de couple représente la relation entre le couple électromagnétique développé par la machine et la vitesse de rotation du rotor. Une courbe de couple lisse et bien régulée indiquerait une commande efficace de la machine sous la charge

2s. Une augmentation rapide et précise du couple lors de l'application de la charge et une réponse stable aux variations de la vitesse de rotation seraient des indicateurs positifs

**Courbe de vitesse :** La courbe de vitesse représente la variation de la vitesse de rotation du rotor de la machine. Une réponse rapide et stable de la vitesse lors du passage de la machine d'un régime à un autre sous la charge 2s serait souhaitable. Des variations minimales de la vitesse de rotation indiqueraient une bonne régulation de la vitesse par la commande DTC avec logique floue.

**Courbe de Flux statorique et module du flux statorique :** Les courbes du flux statorique et du module du flux statorique montrent la variation du flux magnétique dans le stator de la machine. Elles peuvent fournir des informations sur la saturation magnétique, la stabilité du flux et les effets de distorsion harmonique. Des courbes lisses et bien contrôlées indiqueraient une régulation efficace du flux statorique par la commande DTC avec logique floue.

**Courbe de Zones du cercle et trajectoires :** Les zones du cercle et les trajectoires peuvent représenter les variations du couple et du flux statorique dans le plan complexe. Elles peuvent permettre d'analyser les caractéristiques dynamiques et le comportement de la machine dans différentes conditions de charge. Des trajectoires régulières et des zones du cercle bien définies indiqueraient une stabilité et une régulation précise du système.

### III.10. Etude comparative

Les résultats de simulation pour étude comparative entre la commande de MADA par régulateur PI et la logique floue

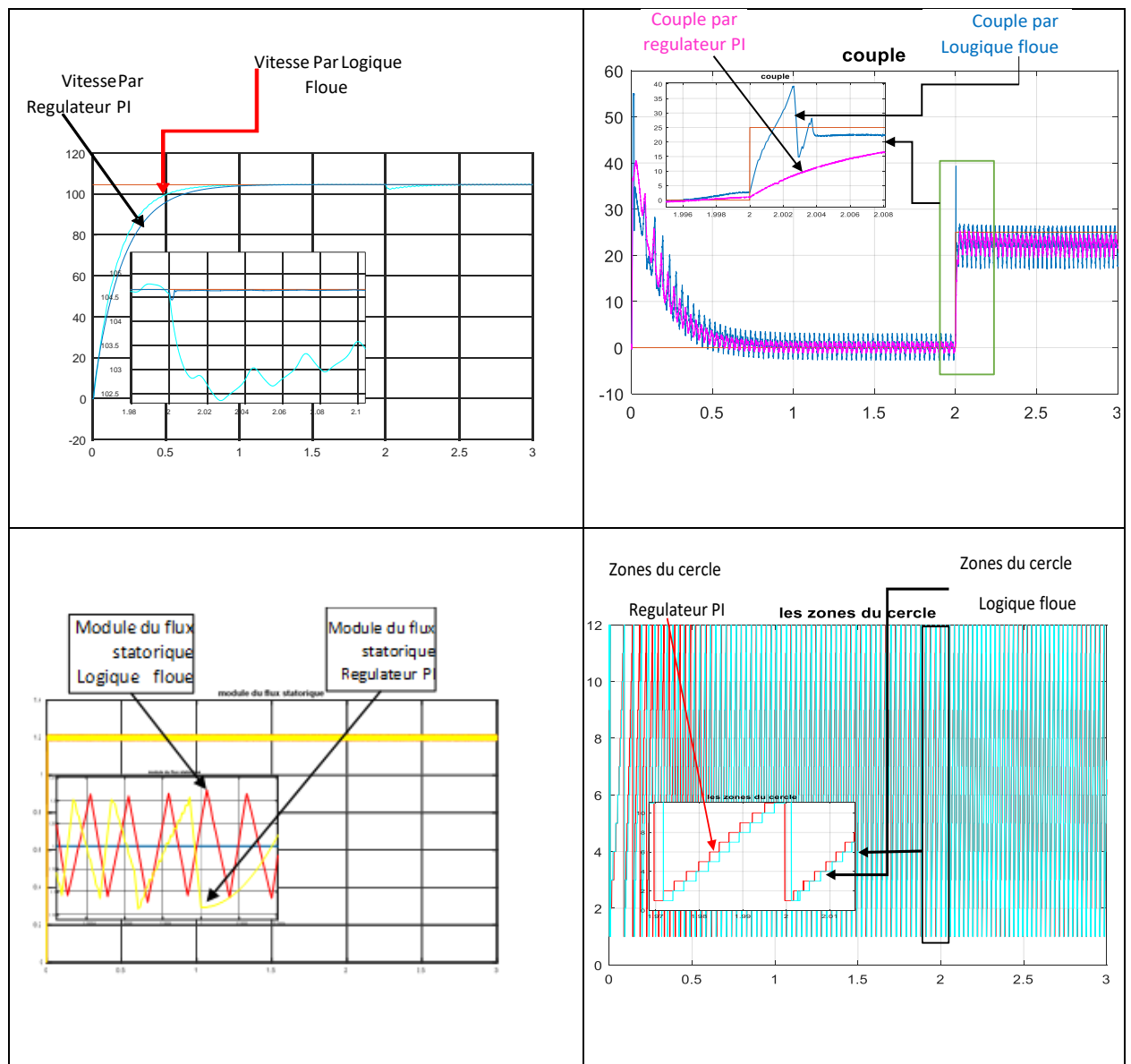


Fig.III.19. Etude comparative entre commande par logique floue et regulateur PI

### III.10.1. Interprétation des résultats

À partir la figure (Fig.III.19) on remarque :

**Vitesse :** La meilleure méthode est choisie en évaluant la réponse, les dépassements et les oscillations provoqués par chaque méthode, car nous notons que la méthode de contrôle par logique floue fournit une réponse plus rapide, plus stable et plus précise.

**Couple :** En analysant les courbes de couple des deux modes de commande d'une machine asynchrone double alimentation par la logique floue et le régulateur PI, on remarque que la

commande par la logique floue est meilleur car il maintient un couple constant et réduit les fluctuations de couple

**Module du flux statorique:** En analysant les courbes des deux méthodes de commande par logique floue et régulateur PI, on constate que la précision du contrôle du flux statorique dans différentes conditions de fonctionnement dans la méthode de commande par logique floue est plus précise par rapport à commande par PI, qui est la méthode qui permet de maintenir le coefficient de débit du stator plus proche de la référence et plus intense, c'est la meilleure façon de piloter une machine asynchrone à double alimentation

### **III.11. conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons abordé les notions fondamentales de la logique floue. Nous avons également présenté les aspects de la commande par logique floue et expliqué pourquoi nous avons choisi cette approche en raison de sa simplicité de conception. Nous avons réalisé une simulation utilisant un contrôleur flou pour régler la vitesse d'une machine asynchrone à double.

Les résultats de la simulation ont démontré l'amélioration des performances dynamiques et la robustesse de ce régulateur face aux variations paramétriques (comme la résistance rotorique) et non paramétriques (telles que la consigne de vitesse, le couple résistant et la fréquence rotorique).

Cependant, nous avons observé une diminution de la rapidité d'établissement de la vitesse avec l'augmentation de l'inertie, ainsi qu'une influence sur l'orientation du flux et le découplage en fonction des variations des inductances.

Nous avons également constaté que les résultats et les performances obtenus dépendent du choix des gains du régulateur. Ce choix peut être effectué par la méthode d'essai-erreur pour le régulateur PI flou, tandis que pour le PI classique, il peut être déterminé à partir d'un calcul des coefficients suivi d'un ajustement par simulation en fonction des performances souhaitées. Etres de régulateur optimaux pour les performances désirées. En résumé, ce chapitre a mis en évidence les fondements de la logique floue et a présenté la conception d'un contrôleur flou pour une machine asynchrone à double alimentation.

Les résultats de simulation ont démontré les avantages de ce régulateur en termes de performances dynamiques et de robustesse, tout en soulignant la nécessité d'une optimisation des paramètres du régulateur pour obtenir des performances optimales.

### Conclusion général

Dans ce mémoire, nous avons exploré le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation par un régulateur flou. Nous avons présenté les bases de la machine asynchrone, de la commande par logique floue et de la commande directe de couple, ainsi que les différentes étapes de conception, de réalisation et d'optimisation du régulateur flou.

La commande de machine asynchrone avec un système à double alimentation présente de nombreux avantages, tels que la réduction des pertes d'énergie, l'amélioration de la stabilité du système et la possibilité de réapprovisionnement en énergie. Cependant, la conception d'un régulateur efficace pour ce type de machine peut être compliquée par l'asymétrie du système et ses interactions avec le réseau électrique. La logique floue présente une approche prometteuse pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation. En utilisant des ensembles flous et des règles d'inférence, il est possible de concevoir un contrôleur capable de prendre des décisions précises en fonction des conditions de fonctionnement. La mise en œuvre du régulateur flou nécessite un examen attentif des variables d'entrée et de sortie, la définition des ensembles flous, l'établissement de règles d'inférence et la sélection des méthodes d'inférence et de distorsion. Le réglage et l'optimisation des paramètres sont également nécessaires pour améliorer les performances du régulateur et assurer un contrôle précis de la machine asynchrone. Les résultats obtenus grâce à l'utilisation d'un régulateur flou pour piloter la machine asynchrone à double alimentation peuvent être encourageants. Cependant, il convient de noter que des recherches supplémentaires sont nécessaires pour explorer davantage les performances de cette approche et comparer ses avantages et ses limites avec d'autres méthodes de contrôle.

Dans le premier chapitre, nous avons étudié la modélisation mathématique d'une machine asynchrone à double alimentation. L'utilisation de la modélisation de machines à induction à double alimentation présente de grands avantages dans de nombreux domaines d'application, tels que les véhicules électriques, les énergies renouvelables, l'industrie et les systèmes de transport. Il offre une meilleure flexibilité pour l'intégration du système électrique avec les réseaux de distribution, ainsi qu'une meilleure capacité à réguler la puissance réactive et à améliorer la stabilité du système.

En conclusion, la modélisation des machines à induction à double alimentation est une technologie de pointe qui peut améliorer les performances et l'efficacité des systèmes

d'entraînement électrique. Il ouvre de nouveaux horizons pour l'intégration des énergies renouvelables et contribue à la transition vers un avenir énergétique plus durable.

Dans le deuxième chapitre, nous avons détaillé le contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone à double alimentation qui est une technologie avancée de contrôle du moteur électrique et permet d'ajuster précisément le couple produit par le moteur en fonction des besoins du moteur. Cette méthode de contrôle est souvent utilisée dans les applications nécessitant un contrôle précis du couple. Avantages du contrôle direct du couple d'un moteur à induction à deux alimentations. Il offre une précision de contrôle élevée, une réponse dynamique rapide, une meilleure efficacité énergétique et une plus grande fiabilité par rapport aux méthodes de contrôle conventionnelles. De plus, le DTC offre la possibilité de contrôler directement le couple et la vitesse du moteur sans avoir besoin de capteurs de vitesse supplémentaires. Cela permet une conception de système de contrôle plus simple et moins coûteuse.

Dans le chapitre troisième, nous étudions la commande par logique floue. Il sert à réguler les paramètres de contrôle tels que le flux stator et le couple électromagnétique, dans ce travail nous avons deux paramètres suffisants qui sont l'erreur entre la vitesse de référence et celle récupérée de la colonne MADA et la dérivée de l'erreur représentant les entrées du régulateur et le couple représentant les sorties en fonction des entrées du système et des objectifs de performance. Le principal avantage de l'utilisation de la logique floue est sa capacité à gérer des variables d'entrée incertaines ou volatiles. En utilisant des ensembles flous, la logique floue peut modéliser et interpréter des informations qualitatives sur un système, conduisant à des réponses plus robustes dans différentes conditions de fonctionnement. Nous avons fait une étude comparative entre commande par le régulateur PI et la commande par la logique floue. En conclusion, le contrôle de MADA par logique floue est une technique puissante de contrôle des moteurs électriques, qui permet d'améliorer les performances. Il permet une régulation précise du couple et de la vitesse sans avoir besoin de capteurs de vitesse supplémentaires, Cette technologie a trouvé des applications dans de nombreux domaines industriels et continue d'évoluer pour répondre aux besoins de contrôle de plus en plus complexes des moteurs électriques.

## References

---

- [1] L. Gacôgne, "Logique Floue et Applications", Institut d'Informatique d'Entreprise d'Evry, Conservatoire National des Arts et Métiers, Ministère de l'Education Nationale Française, France, Novembre 2003.
- [2] F. Chevie et F. Guély, "La Logique Floue", Cahier Technique N° 191, Groupe Schneider, CT Edition, Mars, 1998.
- [3] Boyette Armand, « Contrôle Commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », thèse doctorat, l'Université de Henri Poincaré, Nancy 1, 2006.
- [4] Poitiers Frédéric, « Etude ET commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne - Machine asynchrone à cage autonome - Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », thèse doctorat, l'Ecole polytechnique de l'Université de Nantes, 2003.
- [5] Bommé Edouard, « Modélisation et optimisation des machines électriques discoïdes à double enterer », thèse doctorat de l'institut polytechnique de Grenoble, 2009.
- [6] A.Tamaarat, A. Benakcha, A. Menacer, « Commande des puissances active et réactive dans d'une chaîne de conversion basée sur une machine asynchrone à double alimentation » Laboratoire LGEB, Université de Biskra, Algérie, 2013.
- [7] Rezgui Salah Eddine, « Commande de la Machine électrique en environnement », Mémoire de Magister, Université de Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [8] ZIANE MouloSIOUANI Alla Eddine Modélisation et commande d'une machine Asynchrone à double alimentation
- [9] Y.Djeriri, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de intelligence artificielle », thèse de doctorat en Electrotechnique, université Djilali liabes de SIDI-BEL-ABBES, Algérie, 2015.
- [10] Y. Djeriri, A. Meroufel, A. Massoum, « Artificial neural network based direct torque control of doubly fed induction generator », Journal of Electrical Engineering, JEE, Romania, ISSN 1582-4594, Vol.14, No.2, pp.71-79, June 2014.
- [11] F.Merrahi, « Alimentation ET commande d'une machine asynchrone à double alimentation (application à l'énergie éolienne) », Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique 2007.

- 
- [12] F. Dehoum, « Commande vectorielle d'une génératrice asynchrone double alimentation «GADA» pour l'utilisation de l'énergie éolienne », mémoire d'ingénieur d'état, université de m'sila, 2011.
- [13] S. Tamalouzet, « contribution à l'étude, conception ET la commande des convertisseurs électromagnétiques double alimentés », Thèse de Doctorat de l'université de Bejaia. 2017.
- [14] Y.Djeriri, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle », thèse de doctorat en Electrotechnique, université Djilali liabes de SIDI-BEL-ABBES, Algérie, 2015.
- [15] B, Ouiz, AB, Tebaa « Commande directe du couple d'un moteur asynchrone à double alimentation», Mémoire de Master de l'université de Bejaia. 2017. Bibliographie
- [16] A, Zemmit « Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes», Thèse de Doctorat de l'université de M'sila. 2017.
- [17] Y.Djeriri, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle », thèse de doctorat en Electr F.
- [18] F.Boumaraf, « Commande d'un Aérogénérateur Apport Des Techniques de L'intelligence Artificielle », thèse doctorat, Université de Batna, Algérie, Le 24 Juin 2014.
- [19] A.M.Arcker, « Contrôle direct du couple électromagnétique des machines asynchrones de grande puissance », thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Février 1999.
- [20] O.Benaouda, « Application des techniques de l'intelligence (LF-RN) pour le contrôle direct de couple d'une MAS alimentée par des onduleurs Multiniveaux», Mémoire de Magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2013.
- [21] S. Tamalouzet, «contribution à l'étude, conception et la commande des convertisseurs électromagnétique double alimentés» Thèse de Doctorat de l'Université de Bejaia. 2017

- 
- [22] R.Zaimeddine, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux», Thèse de Doctorat de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, juillet 2007
- [23] M.Djafar, « Etude et contrôle de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur », Mémoire de Master, université de M'sila, 2014.
- [24] M.Djafar, « Etude et contrôle de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur », Mémoire de Master, université de M'sila, 2014.
- [25] BERRA Turkiya Amina DJEDI Noura La Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation, Mémoire Master en Electrotechnique
- [26] R.Abdesmed, « modélisation et simulation des machines électriques » livre en électrotechnique, imprimé en France, mai 2011
- [27] A. Maria « Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones à aimants permanents ». Thèse de Doctorat En Génie Electrique, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Novembre 2004.
- [28] H. Miloud. Z. Yaakoub « Commande DTC 3 niveaux d'une Machine Asynchrone basé sur les techniques de l'intelligence artificielle » mémoire de Master, 2021
- [29] B. Sebti « Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine À Induction». Thèse de Doctorat, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Université De Batna, Mars 2011.
- [30] S. Hamadi « Commande par retour d'état linéarisation d'une machine asynchrone et sans défaut », Mémoire de master, Université –Msila.
- [31] B. Sebti « Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones », Thèse de MAGISTERE, UNIVERSITE DE BATNA, 2013.
- [32] H. Miloud. Z. Yaakoub « Commande DTC 3 niveaux d'une Machine Asynchrone basé sur les techniques de l'intelligence artificielle » mémoire de Master, 2021
- [33] R. Abdelli « Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec Défauts au stator et au rotor », mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2007.
- [34] S. Hamadi « Commande par retour d'état linéarisation d'une machine asynchrone et sans défaut », Mémoire de master, Université –Msila
-

- 
- [35] H. Miloud. Z. Yaakoub « Commande DTC 3 niveaux d'une Machine Asynchrone basé sur les techniques de l'intelligence artificielle » mémoire de Master, 2021
- [36] H. Miloud. Z. Yaakoub « Commande DTC 3 niveaux d'une Machine Asynchrone basé sur les techniques de l'intelligence artificielle » mémoire de Master, 2021
- [37] H. MESLOUB « Commande DTC Prédictive d'Une Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse Doctorat, Université de Biskra 2016.
- [38] H. Miloud. Z. Yaakoub « Commande DTC 3 niveaux d'une Machine Asynchrone basé sur les techniques de l'intelligence artificielle » mémoire de Master, 2021
- [39] A. BABA, «Optimisation du Flux dans la Machine à Induction par une Commande Vectorielle : Minimisation des Pertes», Thèse de Doctorat 3T 3TUniversité Pierre et Maie Curie, 3T 3TParis VI.1997.
- [40] A. BABA, «Optimisation du Flux dans la Machine à Induction par une Commande Vectorielle : Minimisation des Pertes», Thèse de Doctorat 3T Université Pierre et Marie Curie, 3T 3TParis VI.1997.