



UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique

Mémoire de master

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

ABOUB Abdelfatteh

DARI Abdelkader

Thème :

**Commande directe du couple d'une machine
asynchrone polyphasée par un régulateur flou
de vitesse**

Soutenu publiquement

Le : 15/06/2025

Devant le jury composé de :

M.SAHROUI Lazhar

M.BOUREK Yacine

M.TAIBI Djamel

M.BOUAKAZ Wahid

MAA

Pr

MAA

MAA

Président

Encadreur/rapporteur

Co-Encadreur

Examineur

UKM Ouargla

UKM Ouargla

UKM Ouargla

UKM Ouargla

Année universitaire 2024/2025

Remerciements

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à nos promoteurs, M. BOUREK Yacine et M. TAIBI Djamel, pour la confiance qu'ils nous ont accordée en nous attribuant ce sujet. Nous leur sommes reconnaissants pour leur disponibilité, leur dynamisme et leurs encouragements constants tout au long de ce projet. Nous remercions également tous les membres du Département d'Électrotechnique ainsi que tous nos enseignants pour leur soutien continu. Nos remerciements vont également au jury pour l'honneur qu'il nous fait en acceptant d'évaluer notre travail. Enfin, nous remercions toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce projet, ainsi que nos amis et collègues pour leur soutien moral tout au long de cette préparation. Nous demandons à Allah, le Tout-Puissant, de nous accorder le succès et la réussite dans notre parcours

الاهداء

إلى أرواح والديّ العزيزين، اللذين كانا وما زالا مصدر قوتي وإلهامي في كل لحظة من حياتي.

. إليهما أهدى هذا العمل تقديراً لتضحياتهما ودعمهما اللامحدود

.إلى أساتذتي الكرام، الذين نقلوا إليّ علماً ونوراً، وجعلوا من درب العلم مساراً منيراً في حياتي، أهدى هذا العمل تعبيراً عن شكري لهم على جهودهم الغالية

.إلى زملائي وأصدقائي الذين شاركوني لحظات العمل والتحديات، وأمدوني بالقوة والصبر، لكم مني كل الامتنان

.إلى كل من دعمني بالكلمة الطيبة، والنصيحة الصادقة، أهدى هذا العمل كعربون شكر وعرقان

.وأخيراً، إلى نفسي التي بذلت كل ما في وسعها لتحقيق هذا الإنجاز، وأصرّت على تخطي الصعاب، أكتب هذه الكلمات

.هذا العمل هو ثمرة تعاون الجميع، فلکم جميعاً أهدى هذا الإنجاز

داري عبدالقادر

الاهداء

أهدي هذا العمل إلى والديّ العزيزين، اللذين كانا دائماً مصدر دعمي وثباتي، بفضل حبهما، صبرهما، وتشجيعهما المتواصل
تمكنت من تجاوز كل العقبات والوصول إلى هذه المرحلة.

كما أشكر أخي يوسف على المساعدة التي قدّمها لي،
ولو كانت بسيطة، لكنها كانت في وقتها وتعنيني كثيراً.

ولا يفوتني أن أعبر عن امتناني الكبير لأستاذي المحترم، على توجيهاته القيمة، صبره، ودعمه طوال فترة إنجاز هذا العمل،
فكان له أثر واضح فيما وصلت إليه.

إليكم جميعاً، أهدي ثمرة هذا الجهد.

عبوب عبد الفتاح

Titre : Commande directe du couple d'une machine asynchrone polyphasée par un régulateur flou de vitesse

Résumé :

Cette étude vise à développer une approche de commande pour une machine asynchrone pentaphasée (MASP) en s'appuyant sur la stratégie de la commande directe du couple (DTC), tout en intégrant un régulateur flou à la place du régulateur PI classique. Dans un premier temps, la technique DTC a été mise en œuvre avec un régulateur classique PI afin d'assurer la régulation de la vitesse. Par la suite, ce régulateur PI a été remplacé par un contrôleur flou dans le but d'améliorer la performance globale du système. Les résultats de simulation obtenus sous l'environnement Matlab/Simulink ont montré les avantages notables de l'approche floue, notamment en termes de stabilité, de précision et de rapidité de réponse. Ces résultats confirment le potentiel du régulateur pour le contrôle des machines électriques.

Mots clés : Machine asynchrone pentaphasée (MASP), Commande directe du couple (DTC), régulateur flou, régulateur PI.

العنوان

التحكم المباشر في العزم لمحرك غير متزامن متعدد الأطوار باستخدام منظم غامض للسرع

الملخص :

يهدف هذا العمل إلى تطوير منهجية تحكم لمحرك غير متزامن خماسي الطور (MASP)، اعتمادًا على تقنية التحكم المباشر في العزم (DTC)، مع دمج منظم غامض بدلاً من المنظم الكلاسيكي PI في المرحلة الأولى، تم تطبيق تقنية DTC باستخدام منظم PI كلاسيكي لضبط السرعة. بعدها، تم استبدال هذا المنظم بمنظم غامض بهدف تحسين الأداء العام للنظام. أظهرت نتائج المحاكاة، التي أجريت في بيئة Matlab/Simulink، المزايا الواضحة للنهج الغامض، خصوصًا من حيث الاستقرار، والدقة، وسرعة الاستجابة. تؤكد هذه النتائج فعالية المنظم الغامض في التحكم بالمحركات الكهربائية.

الكلمات المفتاحية: المحرك غير المتزامن خماسي الطور (MASP)، التحكم المباشر في العزم (DTC)، المنظم الغامض، المنظم PI.

Title:

Direct Torque Control of a Polyphase Asynchronous Machine Using a Fuzzy Speed Regulator

Abstract:

This study aims to develop a control approach for a five-phase asynchronous machine (MASP) based on the Direct Torque Control (DTC) strategy, while integrating a fuzzy regulator instead of the conventional PI controller. Initially, the DTC technique was implemented with a classical PI controller to regulate the speed. Subsequently, the PI controller was replaced by a fuzzy controller to enhance the overall system performance. The simulation results obtained in the Matlab/Simulink environment demonstrated the significant advantages of the fuzzy-based approach, particularly in terms of stability, accuracy, and response speed. These results confirm the potential of the fuzzy regulator for electric machine control.

Keywords: Five-phase asynchronous machine (MASP), Direct Torque Control (DTC), Fuzzy regulator, PI controller.

Sommaire

| | |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Introduction générale | 1 |
| I.1 Introduction | 3 |
| I.2 Fondements théoriques du fonctionnement des machines asynchrones pentaphasés | 3 |
| 1.3 Présentation de la machine pentaphasés..... | 4 |
| I.4 Formulation du modèle de la machine asynchrone pentaphasés dans le repère naturel..... | 5 |
| I.4.1 Equations électriques | 6 |
| I.4.2 Matrices des résistances | 6 |
| I.4.3 Equations magnétiques | 7 |
| I.4.4 Formulation de l'équation mécanique de la machine asynchrone pentaphasés | 8 |
| I.5 Représentation de la machine asynchrone à cinq phases dans le repère orthogonal (α,β) | 8 |
| I.5.1 Utilisation de la transformation de Park pour la modélisation de la MASP..... | 9 |
| I.6 Simulation de la machine asynchrone penta-phasée sous Matlab/Simulink..... | 11 |
| I.6.1 La machine MASP est alimentée directement par une source pentaphasée..... | 11 |
| I.6.2. Représentation du modèle de la machine sous Simulink | 11 |
| I.6.3. Étude des résultats de la simulation numérique..... | 12 |
| I.6.4. Analyse et discussion des résultats de simulation | 14 |
| I.6.5. Alimentation par un onduleur..... | 15 |
| I.6.6 Modélisation de l'onduleur..... | 16 |
| I.6.7 Approche de commande appliquée à l'onduleur penta phase | 18 |
| I.6.7.1 Commande de modulation de largeur d'impulsion (MLI)..... | 18 |
| I.6.8. Simulation du système onduleur-machine..... | 18 |
| I.6.9. Interprétation des résultats obtenus | 19 |
| I.7. Conclusion..... | 22 |
| II.1 Introduction..... | 23 |
| II.1.1 Principe Général de la commande DTC | 23 |
| II.1.2 Avantages de la commande directe du couple (DTC) | 23 |
| II.1.3 Inconvénients de la DTC..... | 24 |
| II.1.4 Contrôle du vecteur flux statorique..... | 24 |
| II.1.5 Comparateur d'hystérésis à deux niveaux | 25 |
| II.1.6 Règles d'évolution du flux statorique | 26 |
| II.1.7 Contrôle du couple..... | 27 |
| II.1.8 Comparateur d'hystérésis à trois niveaux | 28 |
| II.1.9 Choix du vecteur de tension..... | 29 |
| II.1.10 Élaboration de la table de commutation de la commande | 30 |

| | |
|---------------------------------------------------------------------------------|----|
| II.1.11 Schéma bloc du contrôle direct de couple (DTC) | 30 |
| II.1.12 Résultats de la simulation..... | 31 |
| II.1.13. Interprétations des résultats de simulation | 33 |
| II.2 Conclusion | 34 |
| III.1. Introduction | 35 |
| III.2. Structure d'un régulateur flou..... | 35 |
| III.2.1. Définition des entrées et la sortie..... | 35 |
| III.2.2. Fuzzification | 36 |
| III.2.3. Règles d'inférence | 36 |
| III.2.4. Défuzzification | 37 |
| III.2.5.Sortie..... | 37 |
| III.3 Intégration d'un régulateur flou dans une commande (DTC)..... | 37 |
| III.3.1. Création du contrôleur flou..... | 38 |
| III.3.2. Simulation de la commande floue de la vitesse d'une machine MASP | 40 |
| III.3.3. Résultat de simulation..... | 41 |
| III.3.3 .1 Etat normal (première direction)..... | 41 |
| III.3.3 .1.1 Analyse et interprétation des résultats de simulation..... | 42 |
| III.3.3.2 Essai avec variation de la vitesse..... | 43 |
| III.3.3 .2.1 Analyse et interprétation des résultats de simulation..... | 44 |
| III.3.3 .3 Test avec inversion du sens de rotation..... | 45 |
| III.3.3 .3.1 Analyse et interprétation des résultats de simulation | 46 |
| III.4 Conclusion | 47 |
| Conclusion générale | 48 |

Liste Des Symboles

1. MASP : Machine Asynchrone polyphasée
2. DTC : Commande Direct du Couple (Direct Torque Control).
3. MLI : modulation de largeur d'impulsion
4. s, r : Indices d'axes correspondants au stator et rotor
5. a, b, c, d, e : Indice correspondants aux cinq phases a, b, c, d, e .
6. $V_{as}, V_{bs}, V_{cs}, V_{ds}, V_{es}$: Tensions d'alimentation du statoriques.
7. $V_{ar}, V_{br}, V_{cr}, V_{dr}, V_{er}$: Tensions d'alimentation du rotoriques
8. $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i_{ds}, i_{es}$: Courants statoriques.
9. I_{ref} : Les courants de référence
10. $\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}, \Phi_{ds}, \Phi_{es}$: Flux statoriques
11. Φ_{ref} : La consigne du flux.
12. $d\Phi_s$: L'écart d'hystérésis du correcteur
13. $[L_s]$: matrice des inductances statoriques
14. $[L_r]$: matrice des inductances rotoriques
15. R_s, l_s : Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
16. R_r, l_r : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
17. M : La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique
18. $L_{sa} = L_{sb} = L_{sc} = L_{sd} = L_{se} = L_s$: L'inductance propre d'une phase statorique.
19. $L_{ra} = L_{rb} = L_{rc} = L_{rd} = L_{re} = L_r$: L'inductance propre d'une phase rotorique.
20. θ : Angle électrique.
21. (α, β) : Axes fixés au stator
22. (d, q) : Axes fixés par rapport au champ tournant
23. θ_s, θ_r : Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.
24. Ω : Vitesse de rotation mécanique [rad/s].
25. p : Nombre de paires de pôles
26. C_r : Couple résistant
27. C_{ref} : La référence de couple
28. F : Coefficient de frottement
29. J : Moment d'inertie de la partie tournante de la machine
30. C_{em} : Couple électromagnétique g : Glissement.
31. $[A]$: Matrice de transformation de PARK.

- 32. V_s : Valeur efficace de la tension
- 33. V_{Dc} : La valeur de la tension redressée
- 34. S_{abcde} : Grandeurs booléennes de commande des bras de l'onduleur
- 35. T_s : Constante de temps statorique.
- 36. P : Correcteur à action proportionnelle.
- 37. I : Correcteur à action intégrale

Chapitre I

Figure I.1 : Représentation des enroulements de la MAS penta phasée dans l'espace électrique

Figure I.2 Machine asynchrone penta-phasée

Figure I.3 : Représentation de la transformation de Park dans une machine asynchrone à cinq phases

Figure I.4 : Évolution des tensions statoriques polyphasées en fonction du temps

Figure I.5 : Schéma de simulation de la machine asynchrone à cinq phases

Figure I.6 : Évolution du couple électromagnétique en fonction du temps

Figure I.7 : Évolution de la vitesse en fonction de temps

Figure I.8 : Évolution du courant statorique selon les axes α et β en fonction du temps

Figure I.9 : Évolution du flux statorique selon les axes α et β en fonction du temps

Figure I.10 : Schéma de principe de l'onduleur de tension penta-phasé

Figure I.11 : Schéma d'alimentation d'une machine asynchrone via un onduleur

Figure I.12 : Évolution du couple électromagnétique en fonction du temps

Figure I.13 : Évolution de la vitesse en fonction du temps

Figure I.14 : Évolution du flux statorique dans un repère (α, β) en fonction du temps

Figure I.15: Évolution du courant statorique dans un repère (α, β) en fonction du temps

Chapitre II

Figure II.1: Evolution de la position de l'extrémité du vecteur de flux $\bar{\phi}_s$ lorsque $R_s * I_s$ est négligeable

Figure II.2 : Comparateur à hystérésis à deux niveaux

Figure II.3 : Changements dans le flux statorique en fonction du temps

Figure II.4 : Représentation graphique des flux ϕ

Figure II.5 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux

Figure II.6 : Choix des vecteurs de tension

Figure II.7 : Schéma bloc du contrôle direct de couple (DTC)

Figure II.8 : Allure de courant statorique sur l'axe alpha en fonction du temps

Figure II.9 : Allure de courant statorique sur l'axe béta en fonction du temps

Figure II.10 : Allure de flux statorique sur l'axe alpha en fonction du temps

Figure II.11 : Allure de flux statorique sur l'axe béta en fonction du temps

Figure II.12 : Allure de couple électromagnétique en fonction du temps

Figure II.13 : Allure de vitesse de rotation en fonction du temps

Figure II.14 : Allure de la trajectoire du flux statorique sur plan α et β

Chapitre III

Figure III.1 : Fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques associées aux deux entrées et à la sortie

Figure III.2 : Structure d' un régulateur flou

Figure III.3 : Structure du système flou Mamdani avec deux entrées Erreur(e), DeltaErreur(de) et une sortie CoupleRef (u).

Figure III.4 Fonctions d'appartenance de la variable floue Erreur(e)

Figure III.5 : Fonctions d'appartenance de la variable floue DeltaErreur(de)

Figure III.6 : Fonctions d'appartenance de la variable floue CoupleRef(u)

Figure III.7 : Règles floues(linguistiques) du système du type Mamdani

Figure III.8 : Schéma bloc de la commande DTC d'une MASP par la logique floue (LF)

Figure III.9 : Évolution de la vitesse en fonction du temps

Figure III.10 : Évolution de couple électromagnétique en fonction du temps

Figure III.11 : Évolution de courant statorique en fonction du temps

Figure III.12 : Évolution de la vitesse en fonction du temps

Figure III.13 : Évolution de couple électromagnétique en fonction du temps

Figure III.14 : Évolution de courant statorique en fonction du temps

Figure III.15 : Évolution de la vitesse en fonction du temps

Figure III.16 : Évolution du couple électromagnétique en fonction du temps

Figure III.17 : Évolution du courant statorique en fonction du temps

LISTE DES TABLAUX

Chapitre I

Tableau I.1 : Etats de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

Chapitre II

Tableau II.1: Tableau de commutation de la DTC.

Chapitre III

Tableau III.1 : Table d'inférences floues utilisée

Introduction Générale

Introduction Générale

La machine asynchrone s'est imposée comme un choix incontournable dans le domaine des entraînements électriques, grâce à sa simplicité de construction, sa robustesse, son faible coût et ses faibles besoins en maintenance. Ces qualités en font la solution la plus utilisée dans les applications industrielles [1].

Avec l'évolution des besoins en puissance et en performances, les machines polyphasées ont émergé dès les années 1920 comme une alternative aux machines triphasées. Les machines à plus de trois phases, notamment les machines pentaphasées, se sont révélées particulièrement efficaces dans les domaines nécessitant une haute fiabilité et une grande qualité de fonctionnement, comme le ferroviaire, l'aéronautique ou encore les systèmes embarqués. Leur principal avantage réside dans la réduction significative des pulsations du couple électromagnétique, grâce à une meilleure distribution des phases, ce qui permet un fonctionnement plus fluide, silencieux et résilient face aux défauts de phase. [1]

Dans un contexte où l'électronique de puissance joue un rôle central dans le contrôle des machines, les architectures polyphasées permettent également de mieux répartir les contraintes sur les composants électroniques, rendant les convertisseurs plus compacts et plus performants[1].

L'objectif de ce mémoire est d'appliquer une stratégie de commande directe du couple (DTC) appliquée sur une machine asynchrone pentaphasée (MASP), en intégrant un régulateur de la vitesse flou. Ce régulateur basé sur la logique floue (Fuzzy Logic Controller) est introduit dans la boucle de régulation pour améliorer la dynamique du système, réduire les ondulations du couple et renforcer la robustesse du contrôle, en particulier dans les conditions critiques comme le démarrage, la charge, et les inversions de sens de rotation.

Le travail présenté est structuré en trois chapitres :

Chapitre 1 : Décrit la modélisation mathématique de la machine asynchrone à cinq phases, suivie par une simulation numérique permettant de valider son comportement dynamique. La transformation de Park est utilisée pour simplifier l'analyse de la machine dans un repère direct-quadrature.

Chapitre 2 : Présente la stratégie DTC appliquée à la MASP avec des régulateurs classiques, et met en évidence les limites rencontrées en termes d'ondulations de couple et de réponse dynamique.

Chapitre 3 : Introduit le régulateur flou dans la boucle de vitesse pour remplacer le régulateur classique. Les résultats de simulation sont analysés pour comparer les performances des deux approches et démontrer les avantages de la logique floue dans le contexte étudié.

Enfin, une conclusion générale résume les contributions du travail et propose des perspectives d'amélioration.

Chapitre 1 :

Modélisation et Simulation de la machine asynchrone polyphasée (MASP)

I.1 Introduction

Les machines asynchrones polyphasées (MASP) représentent une évolution significative par rapport aux machines triphasées conventionnelles, offrant des avantages majeurs en termes de fiabilité, de réduction des harmoniques de couple et de flexibilité d'application dans les systèmes industriels haute performance. Ces machines se distinguent particulièrement par leur adaptabilité aux applications exigeant une tolérance élevée aux défauts, telles que les systèmes de véhicules électriques, les applications d'énergies renouvelables et les systèmes de commande industriels critiques. Leur modélisation mathématique repose sur une généralisation de la transformation de Park, permettant de découpler les équations électriques et mécaniques dans un référentiel tournant, ce qui simplifie l'analyse des performances dynamiques et permet des systèmes de commande plus robustes comparés aux machines triphasées traditionnelles [2-4].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation et la simulation de la machine asynchrone polyphasée (MASP) en fonctionnement moteur sous l'environnement MATLAB/Simulink. Les résultats de simulation permettront d'évaluer les caractéristiques principales de notre machine, notamment sa réponse transitoire et son comportement sous différentes contraintes mécaniques.

I.2 Fondements théoriques du fonctionnement des machines asynchrones pentaphasés

Dans les moteurs asynchrones, le champ magnétique tournant dans le stator est généré par les courants électriques passant dans les enroulements statoriques. La vitesse de rotation de ce champ dépend de la fréquence du courant électrique qui alimente les enroulements, ce qui signifie que la vitesse du champ magnétique est proportionnelle à la fréquence du courant. Cette vitesse est appelée "vitesse de synchronisme" et se calcule à l'aide de la relation suivante :[5]

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

Lors de la rotation du champ magnétique, ce dernier induit des courants dans les enroulements du rotor, générant ainsi une force électromotrice qui fait tourner le rotor à une vitesse inférieure à celle de synchronisme. Cela entraîne une différence de vitesse entre le champ magnétique et le rotor, appelée "vitesse relative", qui se calcule par l'équation suivante :[5]

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I. 2})$$

Enfin, on définit le "glissement" comme le rapport de la vitesse relative à la vitesse de synchronisme, et il se calcule ainsi :[5]

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

Le glissement est un facteur qui influence les performances électromagnétiques du moteur asynchrone.

1.3 Présentation de la machine pentaphasés:

La machine asynchrone pentaphasée est composée de deux éléments principaux : un stator fixe, renfermant cinq enroulements identiques répartis dans les encoches du circuit magnétique, avec des axes magnétiques décalés les uns des autres d'un angle électrique de $\frac{2\pi}{5}$, assurant ainsi la génération d'un champ tournant homogène. Le rotor, quant à lui, est de type cage d'écuriel identique à celui de la machine triphasée [6].

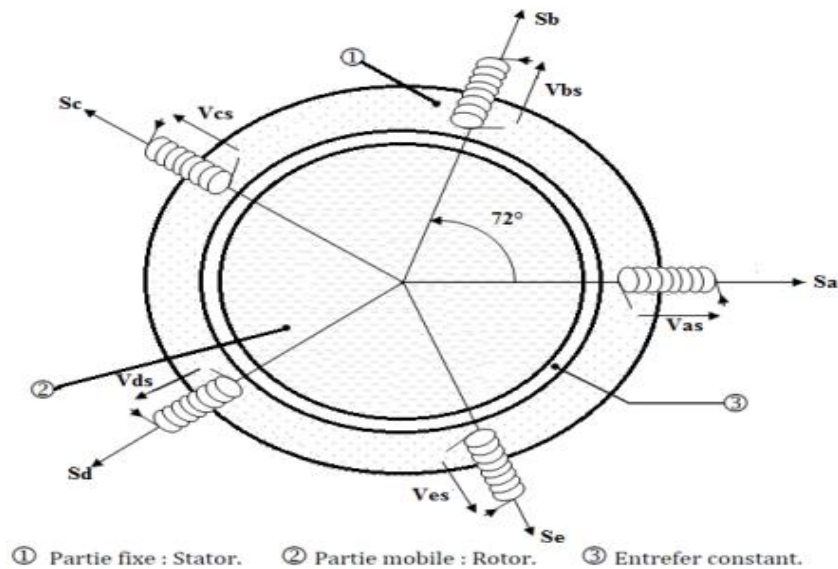


Figure. I.1 : Représentation des enroulements de la MAS penta phasée dans l'espace électrique



Figure I.2 Machine asynchrone penta-phasée

I.4 Formulation du modèle de la machine asynchrone pentaphasés dans le repère naturel

La représentation mathématique des machines électriques est souvent confrontée à une certaine complexité, en raison de la configuration particulière des enroulements et de la structure interne de ces machines. Cette complexité rend l'élaboration de modèles précis difficile. Cependant, l'introduction d'hypothèses simplificatrices pertinentes permet de réduire cette difficulté et de rendre le modèle plus maniable pour les études de commande et d'analyse.

I.4.1 Equations électriques

Sur la base du modèle établi, les équations de tension des différentes phases statoriques et rotoriques peuvent être déduites. Elles constituent la base de l'analyse électromagnétique de la machine.:

$$V_s = [R_s]I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad \text{et} \quad V_r = [R_r]I_r + \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (\text{I.4})$$

En termes matriciels, les équations de tension deviennent :

$$[V_{Sabcde}] = [R_s][I_{Sabcde}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{Sabcde}]$$

$$[V_{rabcde}] = [R_r][I_{rabcde}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabcde}] \quad (\text{I.5})$$

En considérant une machine parfaitement symétrique, on suppose que :

$$R_s = R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_{sd} = R_{se}$$

C'est-à-dire que chaque phase statorique et rotorique possède la même résistance

Les matrices des résistances peuvent être exprimées comme suit :

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad R_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$\text{a/ Tension statorique} \begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \\ V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ V_{se} = R_s I_{se} + \frac{d\phi_{se}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

$$\text{b/ Tension rotorique} \begin{cases} V_{ra} = R_s I_{sa} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_s I_{sb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_s I_{sc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \\ V_{rd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ V_{re} = R_s I_{se} + \frac{d\phi_{re}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

Les équations de tension pour les phases statoriques et rotoriques peuvent être exprimées sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{sd} \\ V_{se} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{sd} \\ I_{se} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{sd} \\ \phi_{se} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \\ V_{rd} \\ V_{re} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{sd} \\ I_{se} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{sd} \\ \Phi_{se} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Avec :

- $[V_{sabcde}] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc} V_{sd} V_{se}]^T$: Vecteur des tensions statoriques.
- $[V_{rabcde}] = [V_{ra} V_{rb} V_{rc} V_{rd} V_{re}]^T$: Vecteur des tensions rotoriques.
- $[I_{sabcde}] = [I_{sa} I_{sb} I_{sc} I_{sd} I_{se}]^T$: Vecteur des courants statoriques.
- $[I_{rabcde}] = [I_{ra} I_{rb} I_{rc} I_{rd} I_{re}]^T$: Vecteur des courants rotoriques.
- $[\Phi_{sabcde}] = [\Phi_{sa} \Phi_{sb} \Phi_{sc} \Phi_{sd} \Phi_{se}]^T$: Vecteur des flux statoriques.
- $[\Phi_{rabcde}] = [\Phi_{ra} \Phi_{rb} \Phi_{rc} \Phi_{rd} \Phi_{re}]^T$: Vecteur des flux rotoriques..

I.4.3 Équations magnétiques

Les flux magnétiques statoriques et rotoriques peuvent être définis comme fonctions linéaires des courants respectifs à l'aide des matrices d'inductance propres et mutuelles :

a. Flux statoriques :

$$[\Phi_{sabcde}] = [L_{ss}][I_{sabcde}] + [M_{sr}][I_{rabcde}] \quad (\text{I.10})$$

b. Flux rotoriques :

$$[\Phi_{rabcde}] = [L_{rr}] [I_{rabcde}] + [M_{rs}] [I_{sabcde}] \quad (\text{I.11})$$

Les matrices d'inductance du stator et du rotor sont définies en tenant compte d'un déphasage angulaire $\alpha = 2\pi/5$:

$$[LSS] = \begin{bmatrix} Ls & M & M & M & M \\ M & Ls & M & M & M \\ M & M & Ls & M & M \\ M & M & M & Ls & M \\ M & M & M & M & Ls \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$[Lrr] = \begin{bmatrix} Lr & M & M & M & M \\ M & Lr & M & M & M \\ M & M & Lr & M & M \\ M & M & M & Lr & M \\ M & M & M & M & Lr \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

$$[Msr] = [Mrs] \quad (\text{I.14})$$

$$[Mrs] = \begin{bmatrix} \cos(\theta r) & \cos\left(\theta r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta r) & \cos\left(\theta r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta r) & \cos\left(\theta r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos(\theta r) & \cos\left(\theta r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta r) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

I.4.4 Formulation de l'équation mécanique de la machine asynchrone pentaphasés

Le comportement dynamique en rotation de la machine asynchrone polyphasée est décrit par l'équation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega = Cem - Cr \quad (\text{I.16})$$

I.5 Représentation de la machine asynchrone à cinq phases dans le repère orthogonal (α, β)

Cette présentation permet de passer d'un système à cinq phases, formé des composantes (a, b, c, d, e), à un système biphasé équivalent de Park (α, β). Elle est réalisée à l'aide de la transformation $T(\theta r)$, où θr représente l'angle de rotation du rotor par rapport aux axes de référence.

$$T(\theta r) = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta r) & \cos\left(\theta r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \sin(\theta r) & \sin\left(\theta r + \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta r + \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta r - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta r - \frac{4\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

La figure ci-dessous illustre une version simplifiée d'un système à cinq phases et son équivalent biphasé

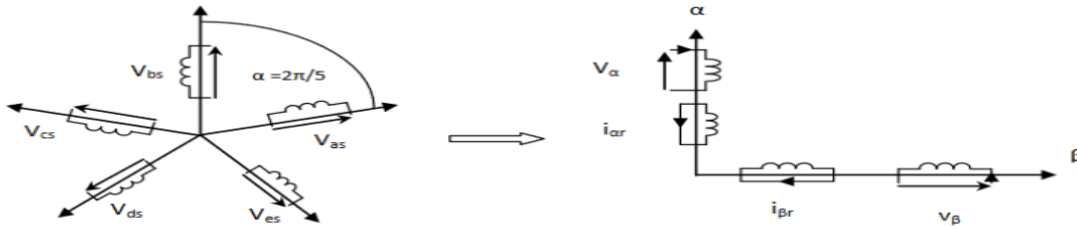


Figure I.3 : Représentation de la transformation de Park dans une machine asynchrone à cinq phases

I.5.1 Utilisation de la transformation de Park pour la modélisation de la MASP

En utilisant la matrice de transformation $T(\theta_r)$ définie précédemment, les équations de tension et de flux peuvent être formulées dans le repère (α, β) comme suit

a. Formulation des équations de tension

Stator :

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ V_{\beta s} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Rotor :

$$\begin{cases} V_{\alpha r} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ V_{\beta r} = R_r I_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

b. Équations représentant les flux

Stator :

$$\begin{cases} \phi_{\alpha s} = L_s I_{\alpha s} + L_m I_{\alpha r} \\ \phi_{\beta s} = L_s I_{\beta s} + L_m I_{\beta r} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Rotor :

$$\begin{cases} \phi_{ar} = L_r I_{ar} + L_m I_{as} \\ \phi_{\beta r} = L_r I_{\beta r} + L_m I_{\beta s} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

c. Equations du couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{5}{2} P (\phi_{\phi s} I_{r\alpha} - \phi_{\phi r} I_{s\alpha}) \quad (\text{I.22})$$

d. Modélisation de l'état de la machine asynchrone penta-phasée dans le repère statorique (α - β)

Cette section traite la présentation d'état du modèle de la machine dans le repère statorique (α - β), cette présentation est donnée par l'équation suivante :

$$d[X]/dt = [A][X] + [B][U] \quad (\text{I.23})$$

Avec :

$$[X] = [I_{s\alpha} I_{s\beta} \phi_{s\alpha} \phi_{s\beta}]^t \quad \text{et} \quad [U] = [I_{s\alpha} I_{s\beta} V_{s\alpha} V_{s\beta}]^t$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{Rt}{\delta Ls} & 0 & \frac{Lm}{\delta Ls Lr T} & \frac{Lm}{\delta Ls Lr} \omega \\ 0 & -\frac{Rt}{\delta Ls} & -\frac{Lm}{\delta Ls Lr} \omega & \frac{Lm}{\delta Ls Lr T} \\ \frac{Lm}{Tr} & 0 & \frac{1}{Tr} & -\omega \\ 0 & \frac{Lm}{Tr} & \omega & -\frac{1}{Tr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

$$R_t = R_s + \frac{Lm^2}{Ls Lr} : \text{Re'sistance e'quivalente vue du stator}$$

$$Tr = \frac{Lr}{Rr} : \text{Constante de temps du rotor}$$

$$\delta = 1 - \frac{Lm^2}{Ls Lr} : \text{Coefficient de diffusion magne'tique}$$

I.6 Simulation de la machine asynchrone penta-phasée sous Matlab/Simulink

Dans cette section, une étude par simulation de la machine asynchrone penta-phasée est réalisée dans l'environnement Matlab/Simulink. Cette simulation permet d'analyser le comportement dynamique de la machine et d'évaluer ses performances sous différentes conditions de fonctionnement.

I.6.1 La machine MASP est alimentée directement par une source pentaphasée

Dans c simulation, la machine est alimentée directement par une source de tension à cinq phases sinusoïdales, présentant un déphasage électrique de 72° entre chaque phase. La fréquence de la source est de 50 Hz, et chaque phase fournit une tension d'amplitude 220 V.

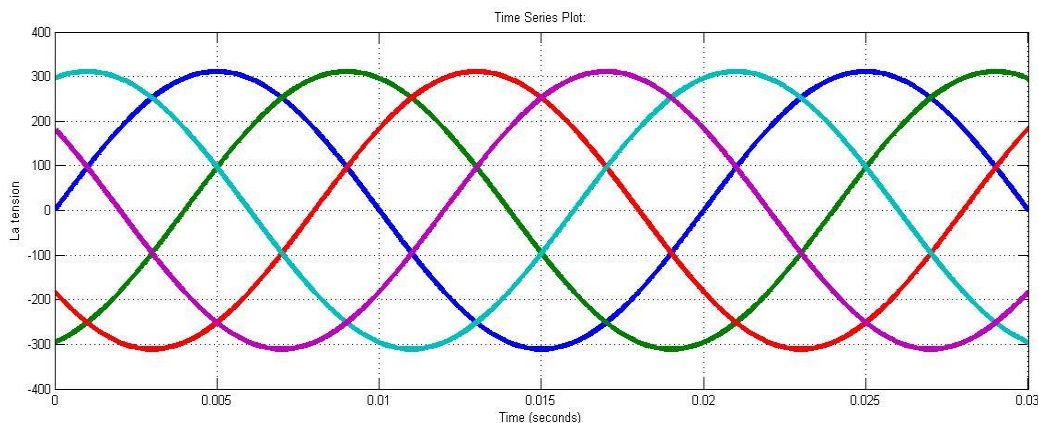


Figure I.4 : Évolution des tensions statoriques pentaphasées en fonction du temps

I.6.2. Représentation du modèle de la machine sous Simulink

Afin de visualiser les courants statoriques, la vitesse et le couple de la machine asynchrone penta-phasée, un modèle est développé sous Matlab/Simulink.

La figure suivante présente les différents blocs de simulation de notre machine

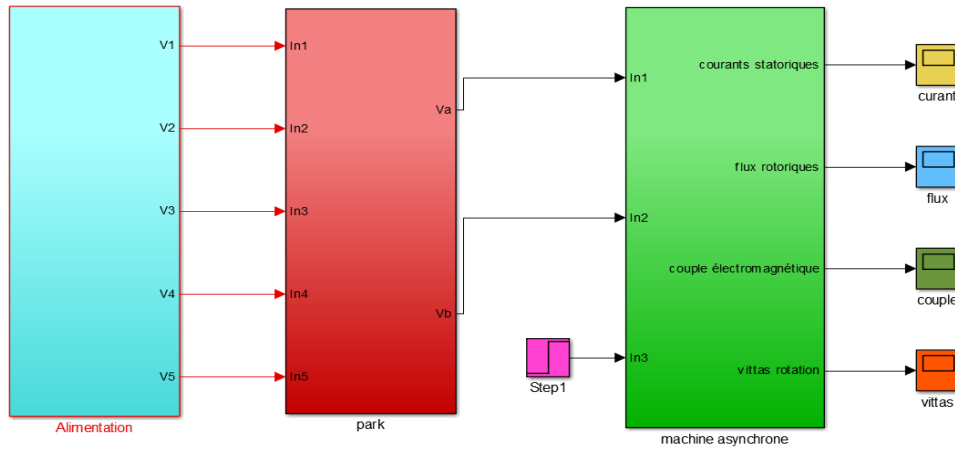


Figure I.5 : Schéma de simulation de la machine asynchrone à cinq phases

Les équations issues de la modélisation de la machine asynchrone à cinq phases sont utilisées pour concevoir le modèle d'état de la machine. Afin d'analyser la dynamique du système, un couple résistant de $C_r = 20 \text{ N.m}$ est appliqué à l'instant $t = 0.5 \text{ s}$

I.6.3 Étude des résultats issus de la simulation numérique

Les résultats de la simulation sont représentés sur un intervalle du temps de 1 seconde, dans un repère associé au stator.

Les courbes suivantes illustrent les différentes grandeurs visualisées :

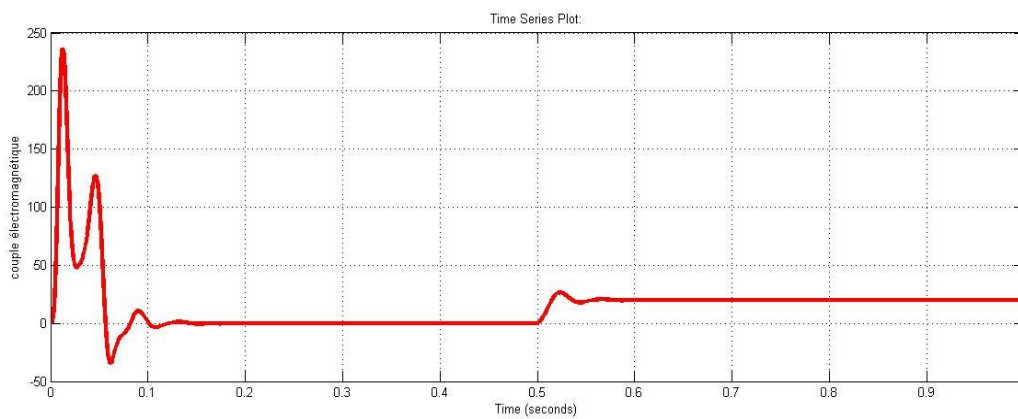


Figure I.6 : Évolution du couple électromagnétique en fonction du temps

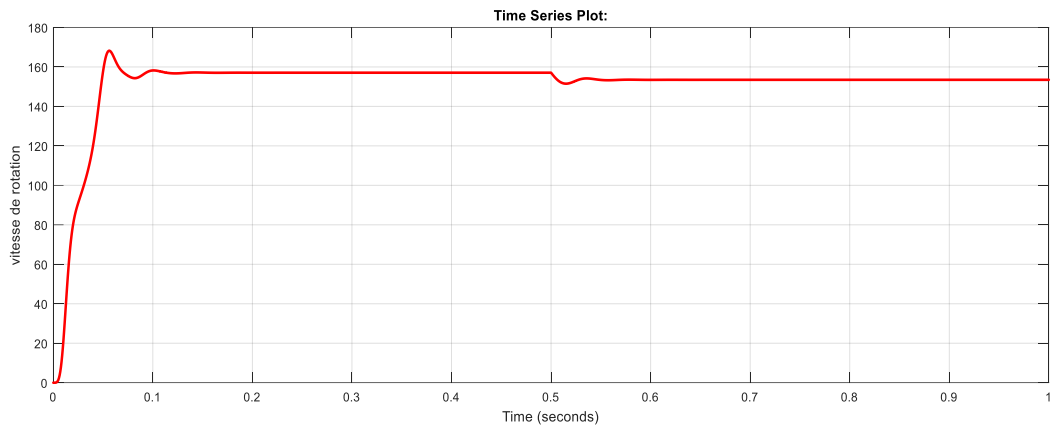


Figure I.7: Évolution de la vitesse en fonction de temps

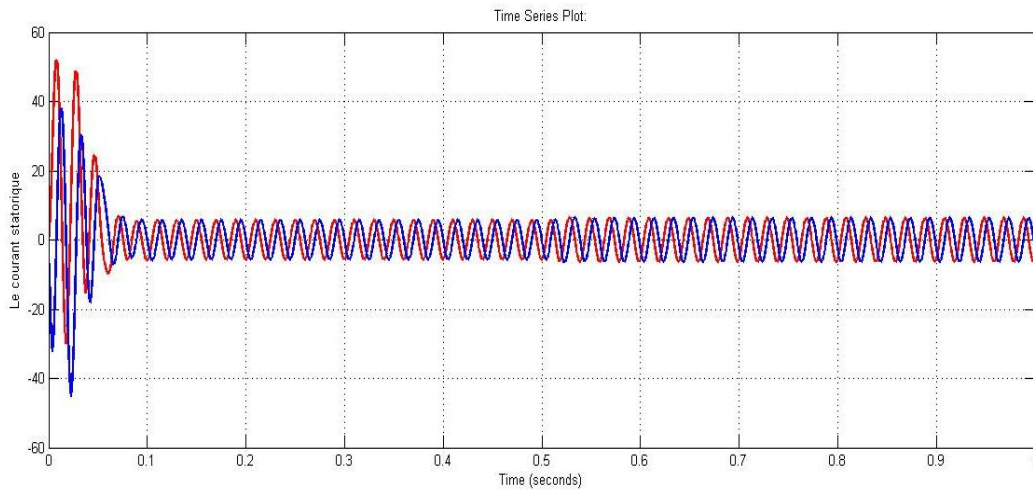


Figure I.8 : Évolution des courants statorique selon les axes α et β en fonction du temps

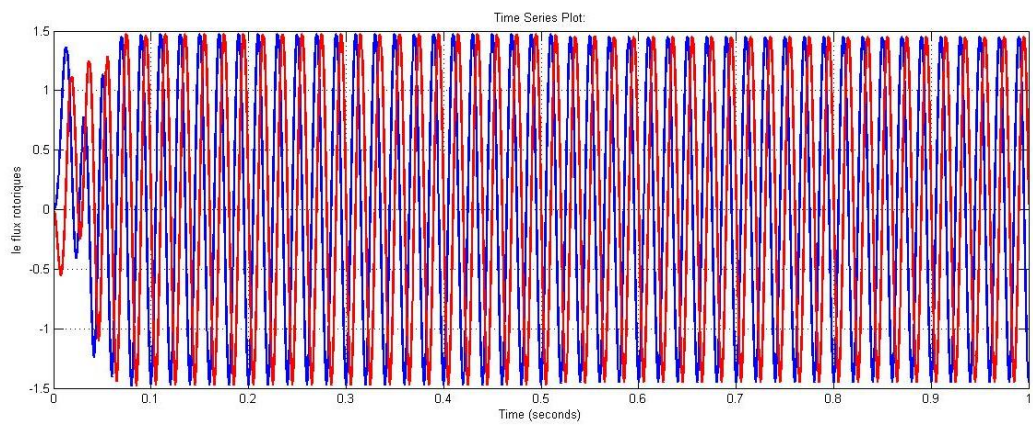


Figure I.9 : Évolution des flux statorique selon les axes α et β en fonction du temps

I.6.4. Analyse et discussion des résultats de simulation

Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique présente un comportement oscillatoire et irrégulier, marqué par des variations rapides. Un couple de démarrage élevé, atteignant environ 236 Nm, est observé, ce qui témoigne de la forte capacité de démarrage de la machine. Par la suite, à mesure que le système évolue vers le régime permanent, le couple électromagnétique se stabilise progressivement et s'aligne avec le couple résistant appliqué à la charge, comme illustré dans la figure I-6.

La figure I-7 montre l'évolution de la vitesse en fonction du temps. Lors du démarrage, la vitesse augmente progressivement et atteint presque la vitesse de synchronisme après 0,2 seconde, pour se stabiliser ensuite autour de 157 rad/s. Lorsqu'un couple résistant de 20 Nm est appliqué à $t = 0,5$ s, on observe une légère diminution de la vitesse, qui se stabilise ensuite à 153 rad/s. Cette évolution traduit un ajustement du système vers un nouveau régime d'équilibre suite à l'application de la charge.

Les flux selon les axes α et β , présentés dans la figure (I.11), adoptent une forme sinusoïdale. Ils atteignent leurs valeurs maximales après une phase transitoire très brève. Par la suite, lors de l'application de la charge, ces valeurs maximales diminuent légèrement, avec une réduction quasi négligeable, traduisant un léger ajustement du système en réponse à la charge appliquée.

I.6.5. Alimentation à l'aide d'un onduleur

L'onduleur de tension est un dispositif électronique statique utilisé pour convertir une tension continue en une tension alternative variable en amplitude et en fréquence. Il est composé de cellules de commutation, généralement constituées de transistors ou de thyristors, qui permettent de générer des signaux adaptés aux besoins des machines électriques. L'onduleur que nous utilisons dans ce système est un modèle pentaphasé à deux niveaux. Ce modèle comporte cinq bras identiques, chacun constitué de deux interrupteurs commandés en série. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montés en opposition. L'architecture de cet onduleur pentaphasé à deux niveaux est illustrée dans la figure associée. Les interrupteurs sont activés de manière complémentaire pour assurer un courant alternatif continu vers la charge tout en évitant les courts-circuits de la source d'alimentation. La commande des interrupteurs dans chaque bras suit une

logique complémentaire, ce qui permet deux états distincts pour chaque bras. La structure fondamentale de cet onduleur pentaphasé est présentée dans la figure suivante. [7]

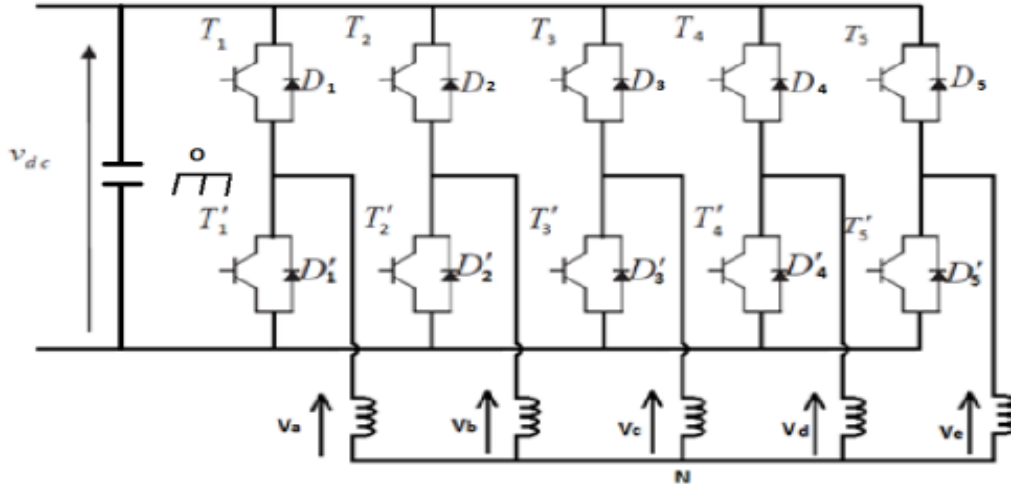


Figure I.10 : Schéma de principe de l'onduleur de tension penta-phasé

I.6.6 Modélisation de l'onduleur

Afin de simplifier la modélisation de l'onduleur, certaines hypothèses idéalisées sont retenues , [8] :

- La commutation des interrupteurs est considérée comme instantanée
- Les chutes de tension aux bornes des interrupteurs sont négligeables
- La charge est supposée équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs commandés de manière complémentaire, selon la relation suivante :

$$f_{sp} + f_{sn} = 1$$

L'onduleur étudié comprend dix interrupteurs (S1 à S10), permettant 32 combinaisons de commutation possibles. Ces combinaisons incluent 30 vecteurs actifs (v_1 à v_{30}) ainsi que deux vecteurs nuls (v_0 et v_{31}), servant à déterminer les vecteurs de tension de sortie correspondants.

Le tableau I.1 présente les différents états de commutation associés à ces configurations.

| Etat des interrupteurs | | | | | | | | | | Tensions de sorties | | | | |
|------------------------|---|---|---|---|----------|---|---|---|---|---------------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| S_{jp} | | | | | S_{jn} | | | | | v_{sa} | v_{sb} | v_{sc} | v_{sd} | v_{se} |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | $-1/5 * v_{pn}$ | $-1/5 * v_{pn}$ | $-1/5 * v_{pn}$ | $-1/5 * v_{pn}$ | $4/5 * v_{pn}$ |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | $-1/5 * v_{pn}$ | $-1/5 * v_{pn}$ | $-1/5 * v_{pn}$ | $4/5 * v_{pn}$ | $-1/5 * v_{pn}$ |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | $-2/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ | $3/5 * v_{pn}$ | $3/5 * v_{pn}$ |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | $-1/5 * v_{pn}$ | $-1/5 * v_{pn}$ | $4/5 * v_{pn}$ | $-1/5 * v_{pn}$ | $-1/5 * v_{pn}$ |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | $-2/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ | $3/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ | $3/5 * v_{pn}$ |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | $-2/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ | $3/5 * v_{pn}$ | $3/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | $-3/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | $-1/5 * v_{pn}$ | $4/5 * v_{pn}$ | $-1/5 * v_{pn}$ | $-1/5 * v_{pn}$ | $-1/5 * v_{pn}$ |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | $-2/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | $-2/5 * v_{pn}$ | $3/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ | $3/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | $-3/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | $-2/5 * v_{pn}$ | $3/5 * v_{pn}$ | $3/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | $-3/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | $-3/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | $-4/5 * v_{pn}$ | $1/5 * v_{pn}$ | $1/5 * v_{pn}$ | $1/5 * v_{pn}$ | $1/5 * v_{pn}$ |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | $4/5 * v_{pn}$ | $-1/5 * v_{pn}$ | $-1/5 * v_{pn}$ | $-1/5 * v_{pn}$ | $-1/5 * v_{pn}$ |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | $3/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ | $3/5 * v_{pn}$ |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | $3/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ | $3/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | $2/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | $3/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ | $3/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | $2/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | $2/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | $1/5 * v_{pn}$ | $-4/5 * v_{pn}$ | $1/5 * v_{pn}$ | $1/5 * v_{pn}$ | $1/5 * v_{pn}$ |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | $3/5 * v_{pn}$ | $3/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ | $-2/5 * v_{pn}$ |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | $2/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | $2/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | $1/5 * v_{pn}$ | $1/5 * v_{pn}$ | $-4/5 * v_{pn}$ | $1/5 * v_{pn}$ | $1/5 * v_{pn}$ |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | $2/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $2/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ | $-3/5 * v_{pn}$ |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | $1/5 * v_{pn}$ | $1/5 * v_{pn}$ | $1/5 * v_{pn}$ | $-4/5 * v_{pn}$ | $1/5 * v_{pn}$ |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | $1/5 * v_{pn}$ | $1/5 * v_{pn}$ | $1/5 * v_{pn}$ | $1/5 * v_{pn}$ | $-4/5 * v_{pn}$ |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Tableau I.1 : Etats de commutation des interrupteurs de l'onduleur

Les tensions de sortie de l'onduleur générées par les différentes combinaisons des interrupteurs, en fonction de la tension d'alimentation $V_s = V_{DC}$ peuvent être calculées en appliquant les relations suivantes :

$$\begin{cases}
 V_{sa} = \frac{V_{DC}}{5} (4 * S_{ap} - S_{bp} - S_{cp} - S_{dp} - S_{ep}) \\
 V_{sb} = \frac{V_{DC}}{5} (-S_{ap} + 4 * S_{bp} - S_{cp} - S_{dp} - S_{ep}) \\
 V_{sc} = \frac{V_{DC}}{5} (-S_{ap} - S_{bp} + 4 * S_{cp} - S_{dp} - S_{ep}) \\
 V_{sd} = \frac{V_{DC}}{5} (-S_{ap} - S_{bp} - S_{cp} + 4 * S_{dp} - S_{ep}) \\
 V_{se} = \frac{V_{DC}}{5} (-S_{ap} - S_{bp} - S_{cp} - S_{dp} + 4 * S_{ep})
 \end{cases} \tag{I.25}$$

I.6.7 Approche de commande appliquée à l'onduleur penta phase

I.6.7.1 Commande modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La stratégie de commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) repose sur la comparaison entre une onde de référence (ou modulante), généralement sinusoïdale et représentant la forme d'onde souhaitée en sortie, et une onde porteuse triangulaire bipolaire.[1] Cette méthode est caractérisée principalement par deux paramètres :

- **L'indice de modulation fréquentielle** m , défini comme le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p et celle de la tension de référence f , soit :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{I.26})$$

- **Le taux de modulation en amplitude** r , qui exprime le rapport entre l'amplitude de la tension de référence V_m et celle de la porteuse U_{pm} , soit :

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}} \quad (\text{I.27})$$

Le principe de commande pour une phase k de l'onduleur se traduit par l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} V_{mk} \geq V_p \rightarrow V = V_K D_c \\ V_{mk} < V_p \rightarrow 0 = V D_c \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

I.6.8 Simulation du système combiné onduleur-machine

Dans cette section, une étude de simulation est présentée afin d'évaluer le comportement dynamique d'une machine asynchrone pentaphasée alimentée par un onduleur à cinq phases. Le scénario de simulation comprend un démarrage à vide, suivi de l'application d'une charge mécanique de 20 N·m à l'instant $t = 0,5$ s, permettant ainsi d'analyser les performances de la machine dans différentes conditions de fonctionnement. Le schéma bloc de l'ensemble convertisseur-machine utilisé pour la simulation est illustré dans la figure ci-dessous.

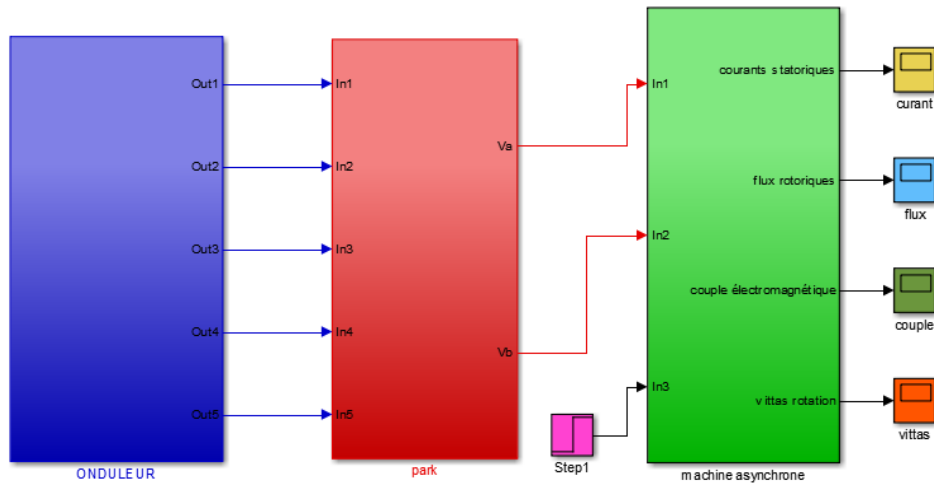


Figure I.11: Schéma d'alimentation d'une machine asynchrone via un onduleur

I.6.9. Interprétation des résultats simulés

Les différentes courbes de simulation obtenus sont illustrées sur les figures suivantes :

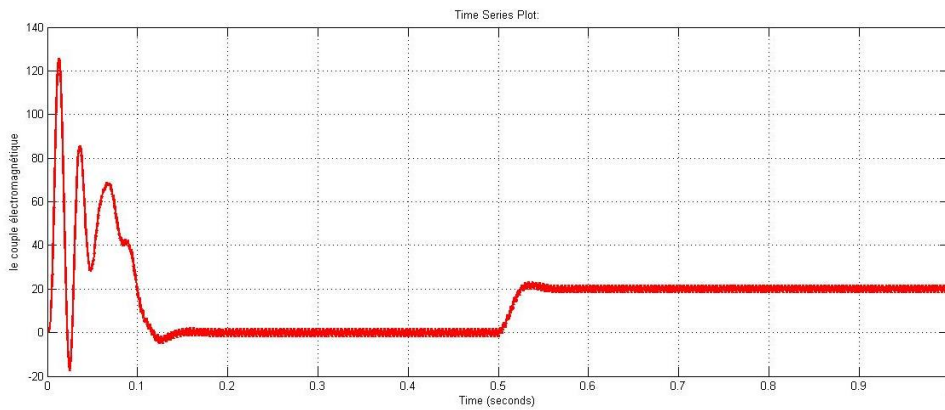


Figure I.12: Évolution du couple électromagnétique en fonction du temps

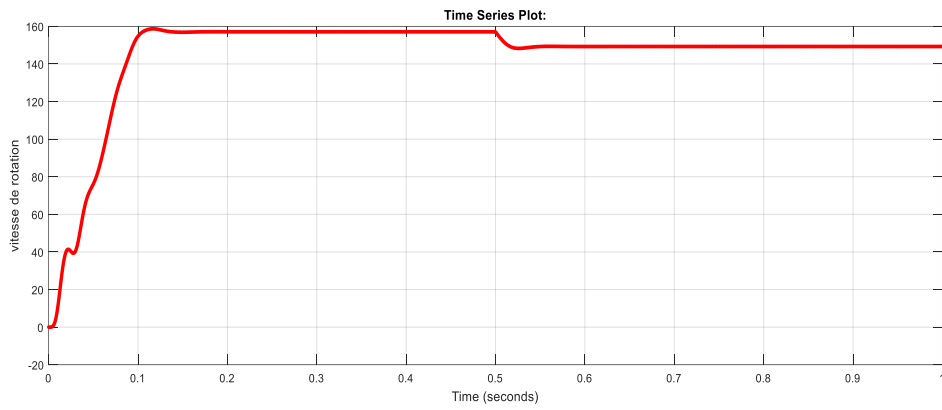


Figure I.13: Évolution de la vitesse en fonction du temps

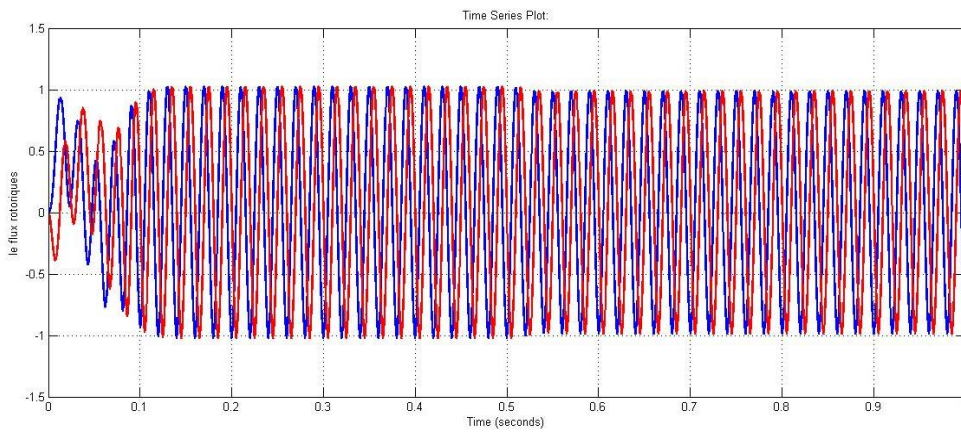


Figure I.14: Évolution des flux statorique α , β en fonction du temps

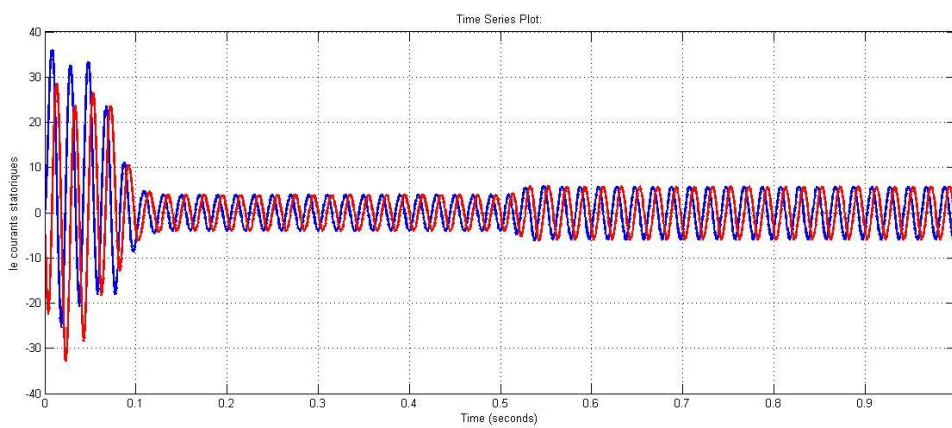


Figure I.15: Évolution des courants statorique α , β en fonction du temps

Les résultats obtenus à l'issue de la simulation présentent un comportement plus réaliste que dans le cas d'une alimentation directe, car la machine est alimentée par un onduleur pentaphasé, conformément à son mode de fonctionnement prévu. Les grandeurs électriques et magnétiques, telles que les courants et les flux, présentent des formes sinusoïdales stables dans le repère statorique, ce qui traduit le bon fonctionnement du système.

La vitesse de la machine atteint une valeur proche de la vitesse synchrone, puis diminue légèrement après l'application de la charge. En ce qui concerne le couple électromagnétique, il présente des ondulations liées à la commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI).

I.7. Conclusion

Dans cette partie du travail, nous avons modélisé et simulé le comportement dynamique d'une machine asynchrone pentaphasée dans deux configurations : alimentation directe par une source pentaphasée et alimentation via un onduleur pentaphasé. Les résultats obtenus montrent que, dans les deux cas, la machine atteint un fonctionnement stable après une phase transitoire marquée par des variations rapides du couple et de la vitesse.

Lors de l'alimentation directe, un couple de démarrage élevé a été observé, suivi d'une stabilisation progressive. En revanche, avec l'alimentation par onduleur, le comportement simulé se rapproche davantage de la réalité, avec des grandeurs électriques et magnétiques stables dans le repère statorique. Des ondulations du couple apparaissent, liées à la stratégie de commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI). Cette étude a permis de confirmer la validité du modèle développé ainsi que l'efficacité de la commande MLI utilisée pour l'alimentation de la machine asynchrone pentaphasée.

Dans le chapitre suivant, nous étudierons une commande DTC de notre machine en intégrant un régulateur classique PI dans la boucle de régulation de la vitesse.

Chapitre II
Commande directe du couple DTC d'une machine
asynchrone pentaphasé

II.1 Introduction

Le contrôle direct du couple (DTC) est une méthode de régulation du couple dans une machine asynchrone. Il consiste à appliquer différents vecteurs de tension de l'onduleur, permettant de déterminer l'état de la machine. Les principales variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique. Ces variables sont régulées à l'aide de régulateurs à hystérésis, qui maintiennent ces grandeurs dans des bandes prédéfinies. La sortie des régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation, assurant ainsi un contrôle précis et réactif du couple. [10]

Le chapitre suivant sera consacré à la simulation de la commande DTC de la MASP, dans laquelle la vitesse sera régulée par un correcteur classique de type PI.

II.1.1 Principe général de la commande directe du couple (DTC)

Le principe de la commande directe du couple (DTC) repose sur une régulation en temps réel du couple électromagnétique et du flux statorique. Cette méthode ne nécessite pas de modulateur de largeur d'impulsions (PWM) ni de transformations complexes. Le flux magnétique du stator est estimé par l'intégration de la tension d'alimentation dans le temps, tandis que le couple est calculé comme le produit vectoriel entre le vecteur du flux statorique et le vecteur de courant statorique. Les régulateurs à hystérésis sont utilisés pour comparer ces grandeurs estimées avec leurs valeurs de consigne, et en cas de divergence, les transistors de l'onduleur sont commutés vers l'état admissible afin de ramener rapidement ces grandeurs dans la plage de fonctionnement autorisée. Cette stratégie permet un découplage naturel entre le couple et le flux. Cependant, pour réduire les oscillations indésirables induites par les régulateurs à hystérésis, il est préférable d'appliquer la commande DTC avec une fréquence de calcul et de commutation élevée, généralement supérieure à 20 kHz, pour garantir la précision et la stabilité du système. [1], [10]

II.1.2 Avantages de la commande directe du couple (DTC) :

La DTC offre une réponse dynamique rapide, un contrôle direct du flux et du couple sans besoin de modulateur de largeur d'impulsion, ainsi qu'une bonne robustesse face aux variations de charge.

Parmi les avantages notables de la commande DTC, on peut citer :

- Une excellente dynamique du couple, avec une réponse rapide aux variations de consigne.
- Une bonne robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du rotor, ce qui rend le système

moins sensible aux incertitudes paramétriques.

- Absence d'utilisation des transformations de Park et de son inverse, simplifiant ainsi les calculs.
- Absence des blocs de calcul de la modulation de largeur d'impulsions (MLI), rendant l'implémentation plus simple.
- Absence de découplage des courants par rapport aux tensions de commande, contribuant à une meilleure efficacité du système.
- Absence de nécessité de connaître l'angle de position rotorique précis ; seul le secteur dans lequel se trouve le flux statorique est nécessaire.
- Absence de nécessité d'utiliser un capteur de vitesse, ce qui réduit les coûts matériels et simplifie la mise en œuvre. [1],[11]

II.1.3 Inconvénients de la DTC

- Problèmes à basse vitesse
- Nécessité d'estimations précises
- Oscillations de couple
- Fréquence de commutation non constante
- Saturation magnétique et effets thermiques .[12],[13],[14],[15]

II.1.4 Contrôle du vecteur flux statorique

On se place repère fixe (α, β) lié au stator, le flux statorique est estimé à partir de l'équation suivante:

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (\text{II.1})$$

Soit encore :

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

Sur toute la durée étudiée, et afin de simplifier l'analyse, on suppose que $R_s I_s$ peut être négligé, en particulier lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée

$$\phi_s(T_e) = \phi_s(0) + V_s T_e \rightarrow V_s T_e \approx \Delta \phi_s \quad (\text{II.3})$$

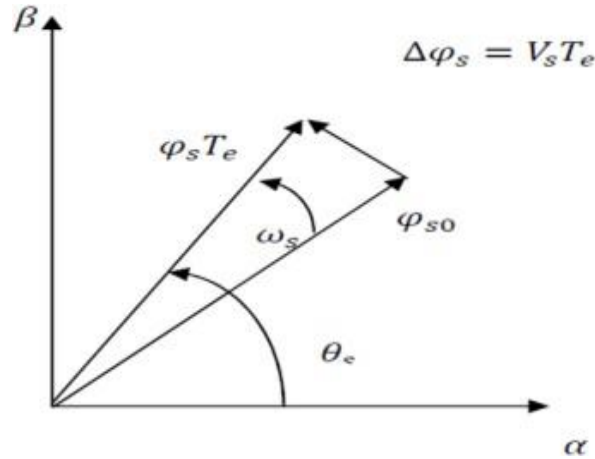


Figure II.1: Evolution de la position de l'extrémité du vecteur de flux $\bar{\phi}_s$ lorsque $R_s * I_s$ est négligeable

Le vecteur de tension a deux parties :

La partie radiale change la valeur du flux (l'augmente ou la diminue) et la partie tangentielle change la direction (la position) du flux.

II.1.5 Systemème de comparaison à deux niveaux basé sur une logique d'hystérésis

Le comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour corriger le flux statorique, en maintenant l'extrémité du vecteur du flux dans une plage spécifique appelée bande d'hystérésis. Sa sortie est une variable logique qui prend la valeur (1) lorsque l'erreur de flux est positive, et (0) lorsqu'elle est négative. Cette erreur $\|\Delta\phi\|$ nous aide à choisir le vecteur de tension approprié pour agir correctement sur le flux. La largeur de la bande d'hystérésis est déterminée en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs et du temps de calcul dans les applications pratiques

$$\begin{cases} cfx = 1 \text{ pour } \varepsilon\phi > |\Delta\phi| \\ cfx = 0 \text{ pour } \varepsilon\phi < |\Delta\phi| \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

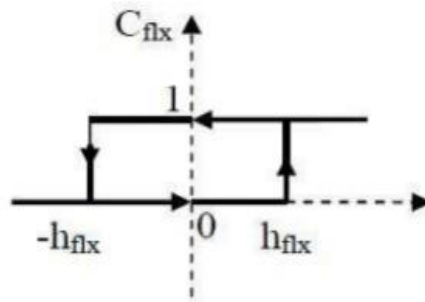


Figure II.2: Un système de comparaison à deux niveaux basé sur une logique d’hystérésis

Avec :

$$\varepsilon = [\phi_{ref} - \phi_s] \tag{II.5}$$

$\Delta\phi$: Zone d’hystérésis du flux

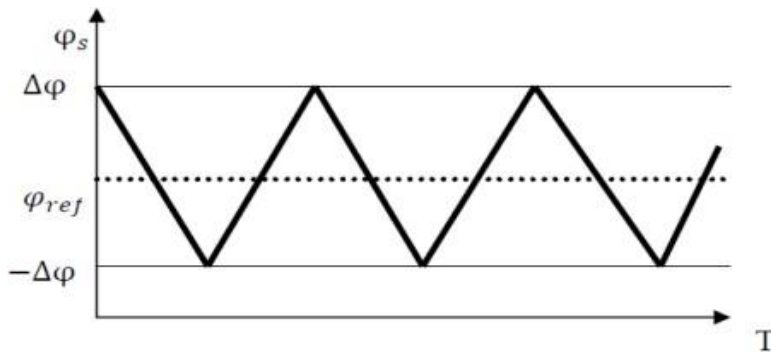


Figure II.3: Changements dans le flux statorique en fonction du temps

II.1.6 Règle d’évolution du flux statorique

L’expression du flux statorique s’écrit :

$$\phi_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \tag{II.6}$$

Les vecteurs du flux statorique (composantes) sur les axes α et β :

$$\phi_{\alpha s}(t) = \int (V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s}) dt \tag{II.7}$$

$$\phi_{\beta s}(t) = \int (V_{\beta s} - R_s I_{\beta s}) dt \tag{II.8}$$

Les composantes du vecteur de tension sont déterminées par la mesure de la tension d’entrée de l’onduleur et les états des interrupteurs, puis la transformation de Concordia est appliquée pour obtenir les résultats.:

$$V_{s\alpha} = \frac{2}{5} VDC \left(-S_a \cos(0) - S_b \cos\left(0 - \frac{2\pi}{5}\right) - S_c \cos\left(0 - \frac{4\pi}{5}\right) - S_d \cos\left(0 + \frac{4\pi}{5}\right) - S_e \cos\left(0 + \frac{2\pi}{5}\right) \right) \quad (\text{II.9})$$

$$V_{s\beta} = \frac{2}{5} VDC \left(-S_a \sin(0) - S_b \sin\left(0 - \frac{2\pi}{5}\right) - S_c \sin\left(0 - \frac{4\pi}{5}\right) - S_d \sin\left(0 + \frac{4\pi}{5}\right) - S_e \sin\left(0 + \frac{2\pi}{5}\right) \right)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.10})$$

Le secteur où se trouve le vecteur est identifié à partir de ses composantes, et l'angle formé entre le vecteur et le repère statorique est donné par :

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}}\right) \quad (\text{II.11})$$

Ces équations décrivent les étapes de calcul nécessaires pour déterminer l'amplitude et la position du vecteur de flux statorique.[18],[12]

II.1.7 Contrôle du couple

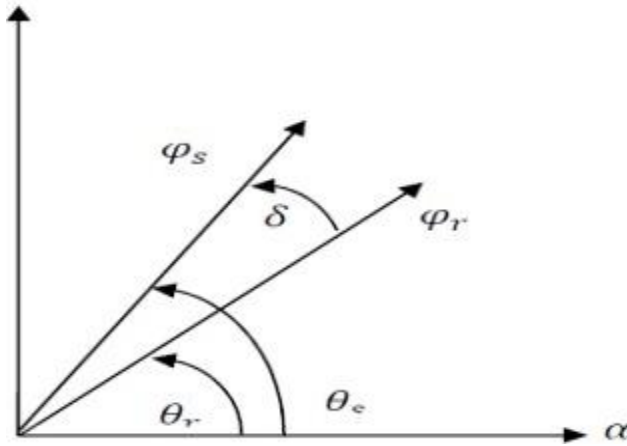


Figure II.4: Représentation graphique des flux ϕ

Le couple est exprimé par :

$$C_e = k |\phi_r| |\phi_s| \sin\delta \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$K = p * \frac{5}{2} * \frac{M}{L_s L_r \sigma} \quad (\text{II.13})$$

Tel que :

\varnothing_s : Module du vecteur flux statorique

\varnothing_r : Module de vecteur flux rotorique.

θ : Angle entre le vecteur flux statorique et le vecteur flux rotorique

A partir de l'équation du couple on peut affirmer que le couple dépend des amplitudes des deux vecteurs \varnothing_s et \varnothing_r tous aussi bien que de l'angle.

Étant donné que le flux magnétique du rotor est constant, et en supposant que l'amplitude du flux du stator est également maintenue constante, le contrôle de l'angle entre ces deux flux nous permet de réguler le couple électromagnétique du moteur.

La composante tangentielle de la tension est responsable de la variation de cet angle, ce qui signifie qu'elle influence directement la valeur du couple électromagnétique [17].

Pour réaliser ce type de régulation, on utilise deux types de comparateurs à hystérésis :

Le comparateur à deux niveaux : simple à contrôler mais ne permet le fonctionnement que dans un seul sens de rotation.

Le comparateur à trois niveaux : permet un contrôle dans les deux sens, ce qui autorise une rotation du moteur dans les deux directions, avant et arrière [17]

II.1.8 Comparateur à trois niveaux avec hystérésis

Ce système permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, que ce soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable logique $ccpl$, indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée ($ccpl = 1$ pour une consigne positive, et $ccpl = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($ccpl = 0$). [18]

La fonction de sortie du correcteur du couple est définie de manière à respecter la condition suivante :

$$|C_{eref} - C_e| < \epsilon \quad (\text{II.14})$$

Où C_{eref} peut être négatif.

Le comparateur à hystérésis à trois niveaux est présenté par la figure suivante :

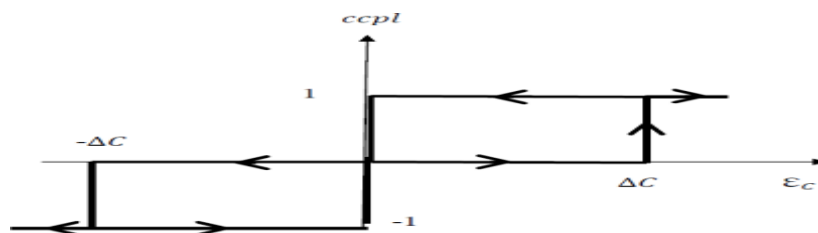


Figure II.5: Comparateur à trois niveaux avec hystérésis

L'expression du couple dans le repère (α, β) s'écrit :

$$C_e = 5/2 * (\emptyset_s \alpha I_s \beta - \emptyset_s \beta I_s \alpha) \quad (\text{II.15})$$

Le couple électromagnétique dépend du flux magnétique et de la tension. Il est influencé par la composante tangentielle de la tension, tandis que le flux statorique dépend de la composante radiale. Pour maintenir le couple et le flux constants, on utilise un vecteur nul choisi de manière à minimiser le nombre de commutations. La régulation du couple et du flux se fait simultanément, ce qui impose de prendre en compte les caractéristiques dynamiques des deux grandeurs en même temps. [19]

II.1.9 Choix de vecteur de tension

L'onduleur de tension penta-phasée génère 32 vecteurs, sur ces 32 on prendra ceux avec une amplitude élevée.

Le choix du vecteur de tension V_s dépend de la position de \emptyset , de la variation souhaitée de son module, de son sens de rotation et de la variation de couple.

L'espace d'évolution \emptyset_s est décomposé en dix zones k, avec $k = [1, 10]$, telles qu'elles sont représentées sur la figure :

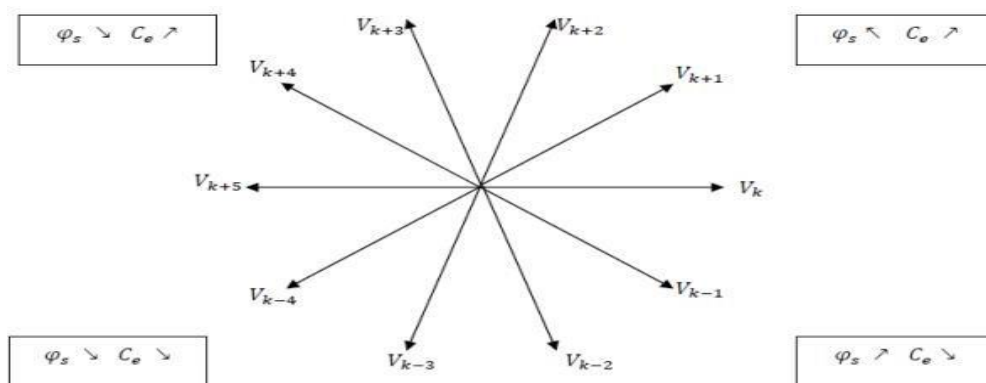


Figure II.6: Choix des vecteurs de tension

Lorsque le flux se trouve dans une zone k, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des onze vecteurs de tension :

1. Si V_{k+1} est sélectionné alors ϕ_s croît C_e croît.
2. Si V_{k+2} est sélectionné alors ϕ_s croît C_e croît.
3. Si V_{k+3} est sélectionné alors ϕ_s décroît C_e croît.
4. Si V_{k+4} est sélectionné alors ϕ_s décroît C_e croît.
5. Si V_{k-1} est sélectionné alors ϕ_s décroît C_e décroît.

6. Si V_{k-2} est sélectionné alors φ décroît C_e décroît.
7. Si V_{k-3} est sélectionné alors φ croît C_e décroît.
8. Si V_{k-4} est sélectionné alors φ croît C_e décroît.
9. Si V_{11} et V_0 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\bar{\varphi}$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux $\bar{\varphi}$ reste inchangée.[19]

II.1.10 Élaboration de la table de commutation de commande

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables $ccpl$ et cfx , et de la zone Ni de position de $\bar{\varphi}$. Elle se représente sous la forme suivante :

| Ni | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | Correcteur | | |
|------------|--------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|------------|---------|---|
| $C_{fx}=1$ | $C_{cpl}=1$ | V_2 | V_3 | V_4 | V_5 | V_6 | V_7 | V_8 | V_9 | V_9 | V_{10} | 2 | niveaux | 3 |
| | $C_{cpl}=0$ | V_{11} | V_0 | V_{11} | V_0 | V_{11} | V_0 | V_{11} | V_0 | V_{11} | V_0 | | | |
| | $C_{cpl}=-1$ | V_{10} | V_1 | V_2 | V_3 | V_4 | V_5 | V_6 | V_7 | V_8 | V_9 | | | |
| $C_{fx}=0$ | $C_{cpl}=1$ | V_5 | V_6 | V_7 | V_8 | V_9 | V_{10} | V_1 | V_2 | V_3 | V_4 | 2 | niveaux | 3 |
| | $C_{cpl}=0$ | V_0 | V_{11} | V_0 | V_{11} | V_0 | V_{11} | V_0 | V_{11} | V_0 | V_{11} | | | |
| | $C_{cpl}=-1$ | V_9 | V_{10} | V_1 | V_2 | V_3 | V_4 | V_5 | V_6 | V_7 | V_8 | | | |

Table II.1: Table de commutation de la DTC

II.1.11 Schéma bloc du contrôle direct de couple (DTC)

Le schéma bloc de la simulation de la stratégie de commande DTC appliquée à notre machine est présenté dans la figure suivante, où les estimateurs de flux et de couple sont intégrés.

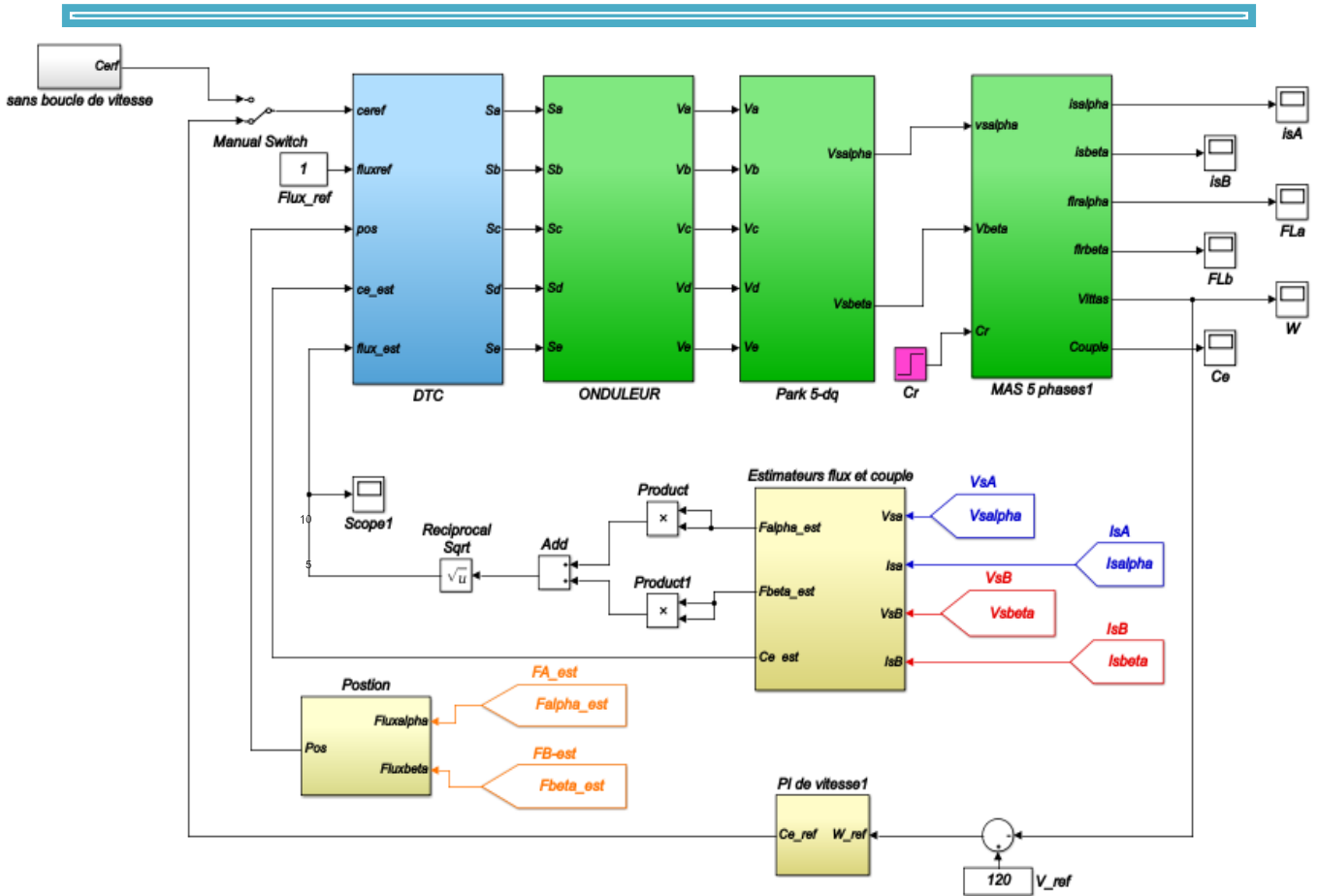


Figure II.7: Schéma bloc du contrôle direct de couple (DTC)

II.1.12 Résultats de la simulation

La simulation numérique du comportement dynamique de la MASP commandée par la stratégie du contrôle direct du couple et réalisée sous MATLAB/SIMULINK nous a permis de collecter les résultats suivants :

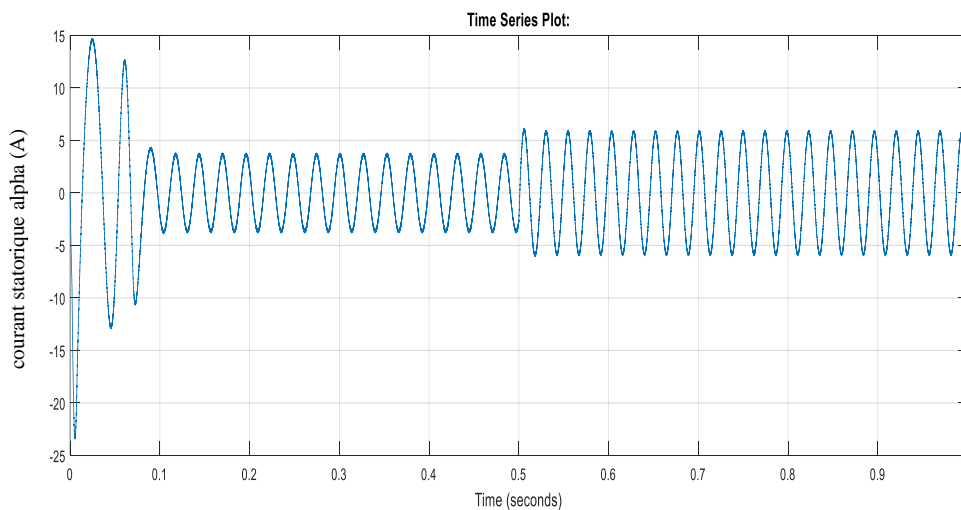


Figure II.8: Allure du courrant statorique alpha en fonction du temps

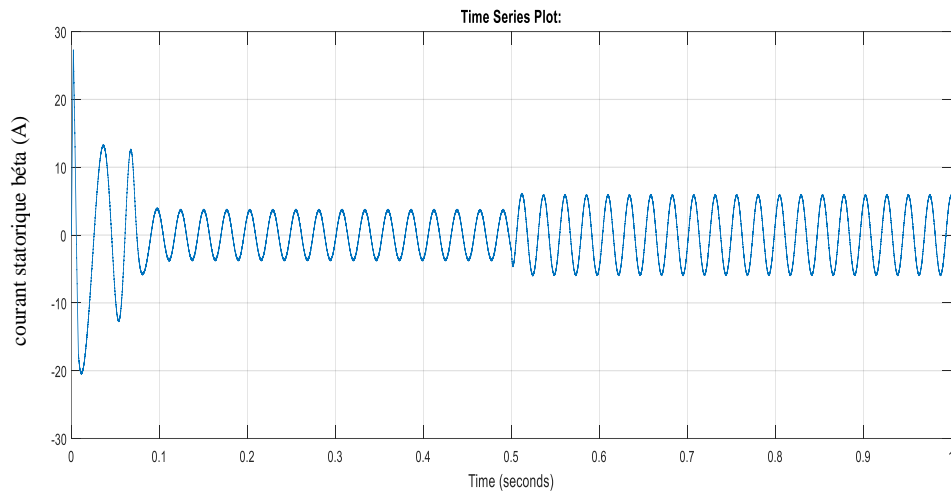


Figure II.9: Allure du courant statorique bêta en fonction du temps

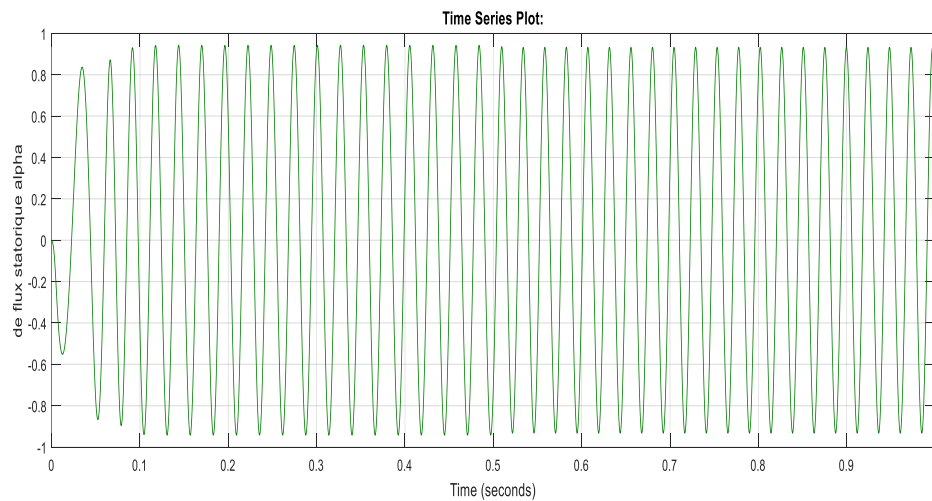


Figure II.10: Allure du flux statorique alpha en fonction du temps

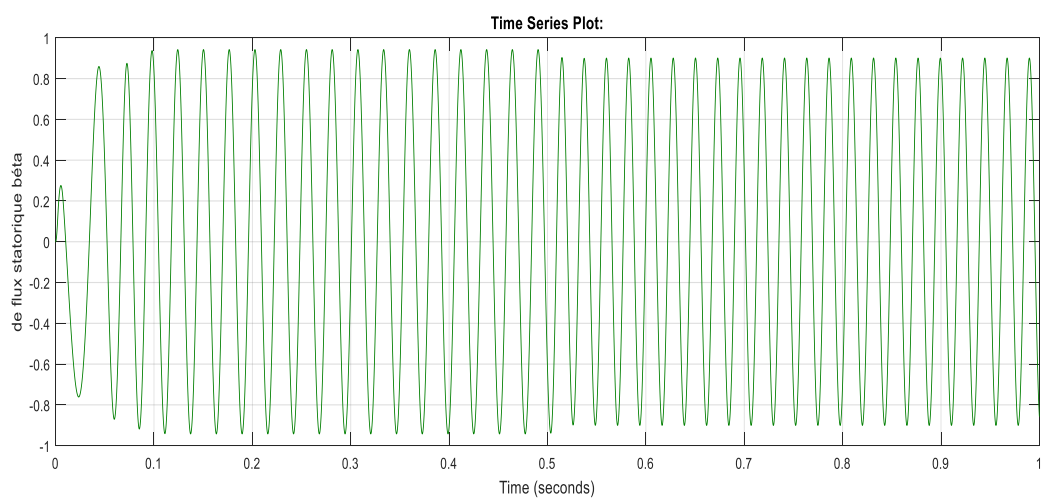


Figure II.11: Allure du flux statorique bêta en fonction du temps

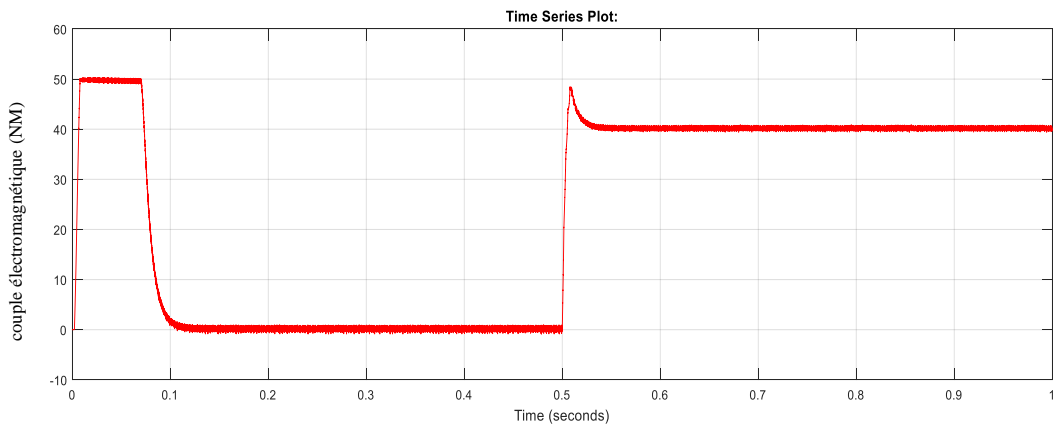


Figure II.12: Allure du couple électromagnétique en fonction du temps

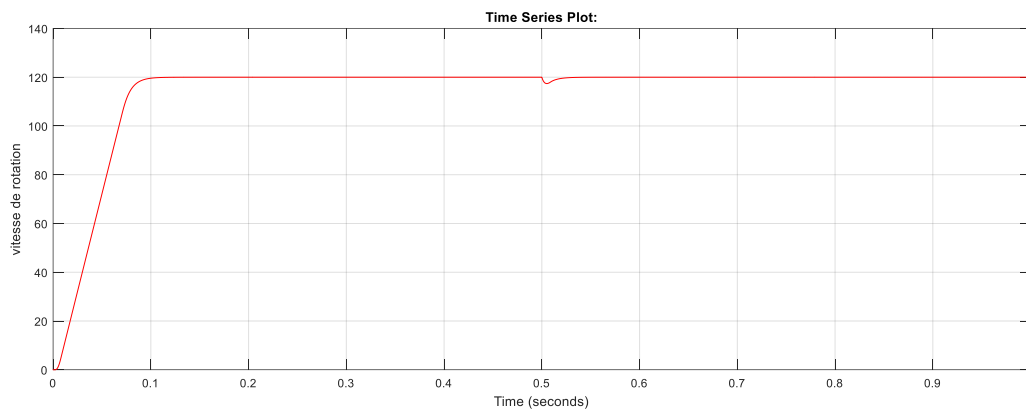


Figure II.13: Allure de vitesse de rotation en fonction du temps

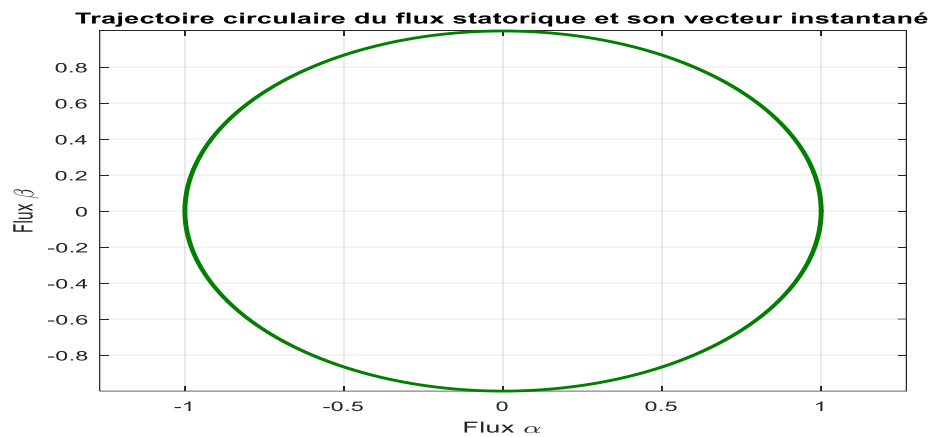


Figure II.14: Allure de la trajectoire du flux statorique sur plan α et β

II.1.13. Interprétation des résultats de simulation

Lors du démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale, limitée à 53 N·m, puis se stabilise à une valeur quasi nulle une fois que la machine atteint son régime permanent.

À $t = 0,5$ s, un échelon du couple résistant de $20 \text{ N}\cdot\text{m}$ est appliqué, comme illustré dans la figure II.11.

La figure II.13 présente la réponse de la vitesse à un échelon de consigne de 120 rad/s . Il apparaît que la commande directe du couple (DTC) assure une performance dynamique élevée, sans dépassement lors du démarrage. De plus, la DTC montre une faible sensibilité aux variations du couple de charge, ce qui permet un rejet efficace des perturbations.

Les courbes des figures II.8 et II.9 montrent que le courant statorique s'ajuste efficacement aux variations imposées par le couple tout en conservant une forme proche de la sinusoïde. On observe également que le courant atteint sa valeur d'équilibre rapidement, avec un dépassement minimal.

Enfin, la figure II.14 illustre que la trajectoire du flux statorique demeure pratiquement circulaire, avec un suivi précis de la référence, sans dépasser les bornes de la bande de contrôle.

II.2 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande directe du couple et présenté différents résultats de simulation permettant d'analyser l'évolution des grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques de la machine. Les résultats obtenus ont mis en évidence la robustesse et la fiabilité de cette commande, notamment en termes de démarrage et de réponse face à l'application de la charge.

La commande directe du couple s'avère comme une méthode de contrôle particulièrement prometteuse pour les machines électriques. Elle offre des performances dynamiques remarquables ainsi qu'une grande robustesse. De plus, la simplicité de mise en œuvre de cette stratégie en fait une solution idéale pour les applications industrielles modernes, exigeantes en matière de dynamique et de fiabilité.

Dans le but d'améliorer les performances de cette technique de commande, le chapitre suivant sera consacré à l'intégration d'un régulateur flou à la place du régulateur PI utilisé précédemment.

CHAPITRE III

Commande floue de la vitesse d'une machine asynchrone pentaphasée

III.1. Introduction

Grâce aux avancées des dispositifs électroniques de puissance et des microprocesseurs, le contrôle à haute performance des moteurs à induction est devenu crucial dans des domaines tels que la robotique et les systèmes électriques. Ces moteurs sont appréciés pour leur faible coût, leur simplicité et leur capacité à fournir un couple élevé, mais leur contrôle demeure un défi en raison de leur non-linéarité et des variations de certains paramètres, comme la résistance du rotor, en fonction des conditions de fonctionnement [20].

Le contrôle par orientation de champ (FOC) est utilisé pour améliorer les performances de ces moteurs, mais il souffre de sensibilité aux variations des paramètres et des erreurs de mesure du flux, surtout à basse vitesse. Pour surmonter ces problèmes, il est proposé d'utiliser des techniques de contrôle par intelligence artificielle, telles que la logique floue (FLC), qui offre une plus grande flexibilité et robustesse face aux systèmes non linéaires et aux conditions imprécises.

Au cours de la dernière décennie, le FLC s'est avéré être un outil efficace pour le contrôle de moteurs haute performance, tels que les moteurs à induction et les moteurs conventionnels, en raison de ses avantages par rapport aux techniques traditionnelles. [20]

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la commande de notre machine, en remplaçant le régulateur PI dans la boucle de régulation de vitesse par un régulateur flou, afin d'améliorer les performances dynamiques de la machine lors de différents tests de robustesse.

III.2. Structure d'un régulateur flou

La régulation floue représente une alternative performante par rapport aux techniques classiques pour le contrôle de la vitesse des machines asynchrones polyphasées. Elle ne repose pas sur un modèle mathématique précis, mais sur des règles linguistiques obtenues par l'expert en analysant le comportement du système, ce qui lui donne une grande flexibilité face à la non linéarité et complexités du système étudié. [21], [26]

La régulation floue de la vitesse se compose essentiellement de quatre étapes principales :

III.2.1. Définition des entrées et la sortie

a. Entrées :

Erreur de vitesse (E) : différence entre la vitesse de consigne et la vitesse réelle.

Variation de l'erreur (dE) : évolution de l'erreur dans le temps (dérivée de l'erreur).

b. Sortie

Commande (dU) : correction appliquée, souvent traduite en **couple électromagnétique**

Les entrées et la sortie sont initialement normalisés

III.2.2. Fuzzification :

Les figures suivantes illustrent la fuzzification des entrées et de la sortie de notre système flou, dont l'objectif est de convertir les valeurs numériques en variable floues. Les fonctions d'appartenance utilisées sont de type triangulaire et trapézoïdal."

Les variables floues utilisées sont illustrées dans les figures suivantes, ainsi que les intervalles flous correspondant à chaque variable linguistique.

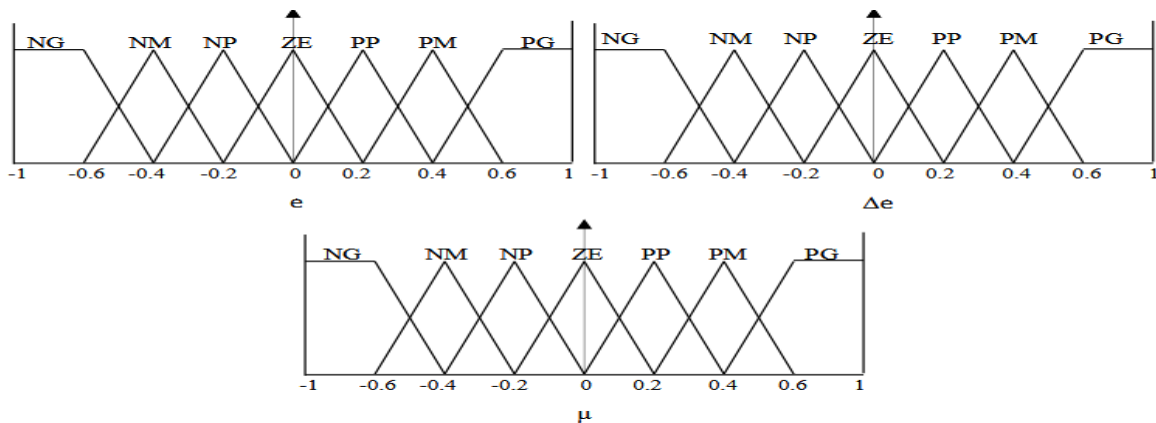


Fig. III.1. Fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques associées aux deux entrées et à la sortie

III.2.3. Règles d'inférence :

•Elles présentent, un ensemble de règles linguistiques du type :

« Si **E** est positif et **dE** est négatif, alors la sortie est faiblement positive ».

•On peut résumer l'ensemble des règles linguistiques utilisées dans une matrice pour simplification comme montré ci-dessous :

L'erreur (E) et la dérivée de l'erreur (dE) ainsi que la sortie (dU), sont divisées en 7 variables floues :

NG :Négatif Grand

NM :Négatif Moyen

NP :Négatif Petit

EZ :Environ Zéro

PP :Positif Petit

PM :Positif Moyen

PG :Positif Grand

Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence donnée par

la table (III .1)

| Δe_w e_w | NG | NM | NP | ZE | PP | PM | PG |
|-----------------------|----|----|----|----|----|----|----|
| NG | NG | NG | NG | NG | NM | NP | ZE |
| NM | NG | NG | NG | NM | NP | ZE | PP |
| NP | NG | NG | NM | NP | ZE | PP | PM |
| ZE | NG | NM | NP | ZE | PP | PM | PG |
| PP | NM | NP | ZE | PP | PM | PG | PG |
| PM | NP | ZE | PP | PM | PG | PG | PG |
| PG | ZE | PP | PM | PG | PG | PG | PG |

Tableau. III .1. Table d'inférences floues utilisée

Pour la phase de l'agrégation, on utilise : Max-Min pour « OU » et Max-Produit pour « ET »

III.2.4. Défuzzification :

• Pour convertir le résultat flou après agrégation en sortie numérique, on utilise la méthode de centre de gravité

III.2.5. Sortie :

• La variation du signal de commande (dU), est obtenu après défuzzification. [21]

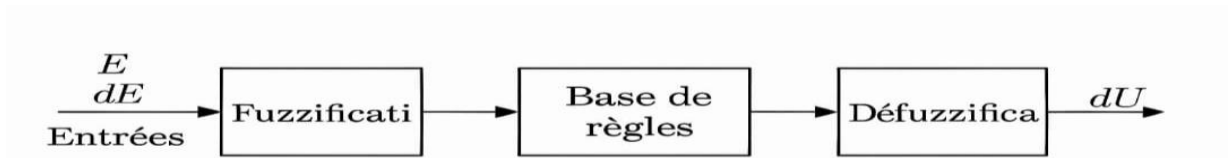


Fig. III.2 Structure d'un régulateur flou

III.3. Intégration d'un régulateur flou dans une commande DTC"

Dans le but d'améliorer les performances de la DTC (Direct Torque Control), une approche consiste à intégrer un régulateur flou (Fuzzy Logic Controller – FLC) dans la boucle de régulation de la vitesse. Cette méthode consiste à remplacer le régulateur de vitesse conventionnel par un contrôleur flou développé manuellement, permettant d'ajuster dynamiquement la consigne de la vitesse [22].

Le système flou a été conçu à l'aide de l'éditeur FIS de MATLAB, en définissant les fonctions d'appartenance et les règles linguistiques de type IF-THEN. Les ensembles flous ont été choisis pour couvrir les situations typiques rencontrées dans le fonctionnement dynamique de la MASP, notamment lors des changements brusques de consigne ou des perturbations.

Une fois le système flou défini et enregistré sous forme de fichier.fis, celui-ci a été intégré dans le modèle Simulink via le bloc Fuzzy Logic Controller, en important directement le fichier.

III.3.1. Création du contrôleur flou:

Le contrôleur flou utilisé repose sur l'utilisation de deux entrées : l'erreur de vitesse (Error) et la variation de cette erreur (Delta_Error), et une seule sortie, qui est le couple de référence (Torque_ref). Pour concevoir ce contrôleur, on a utilisé MATLAB, avec l'éditeur FIS, où on a défini les fonctions d'appartenance et les règles linguistiques de type IF-THEN convenables à notre application.

Les ensembles flous ont été soigneusement définis afin de couvrir divers scénarios pratiques liés au contrôle dynamique de la MASP, notamment en cas de variations rapides de la consigne ou de perturbations. Une fois le contrôleur flou conçu, il a été intégré dans la structure de la commande sous Simulink via l'importation du fichier.fis.

La figure suivante présente le système flou utilisé pour la conception du régulateur.

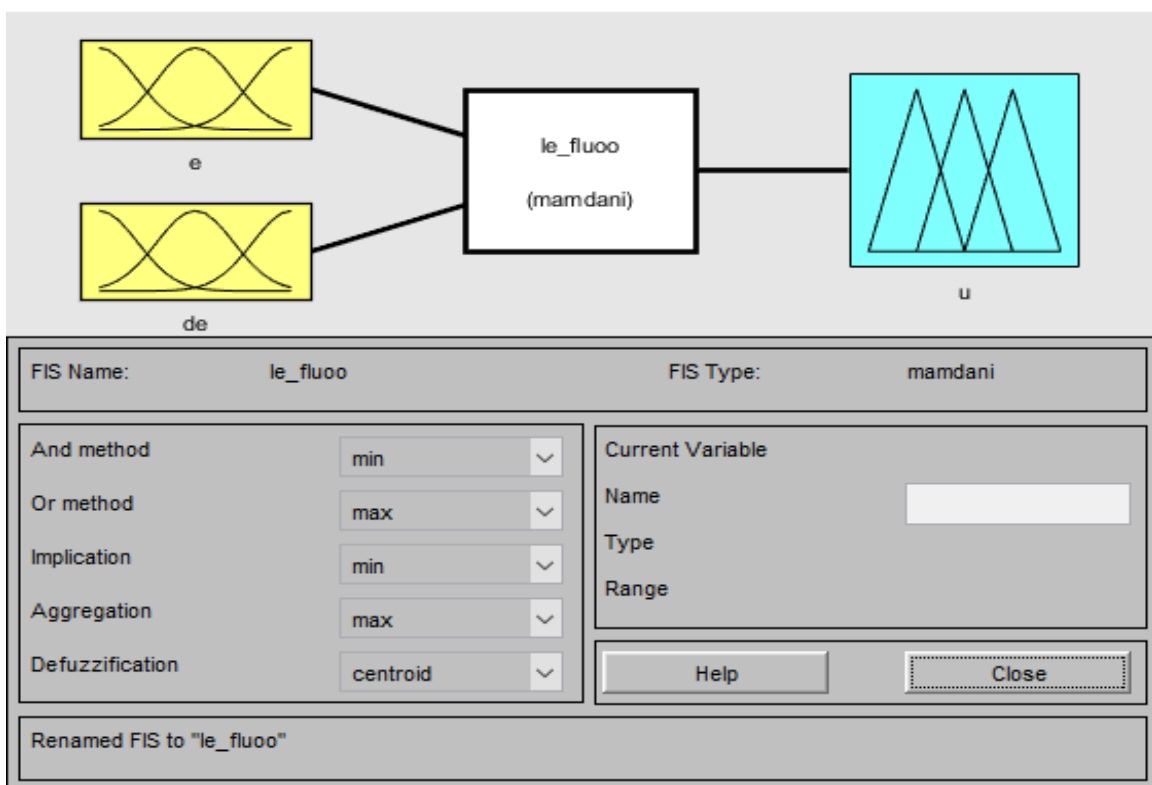


Fig. III.3 Structure du système flou Mamdani avec deux entrées Erreur(e), DeltaErreur(de) et une sortie CoupleRef (u).

Les fonctions d'appartenance des deux entrées et de la sortie utilisées visualisées sous Simulink/MATLAB sont présentées ci-dessous.

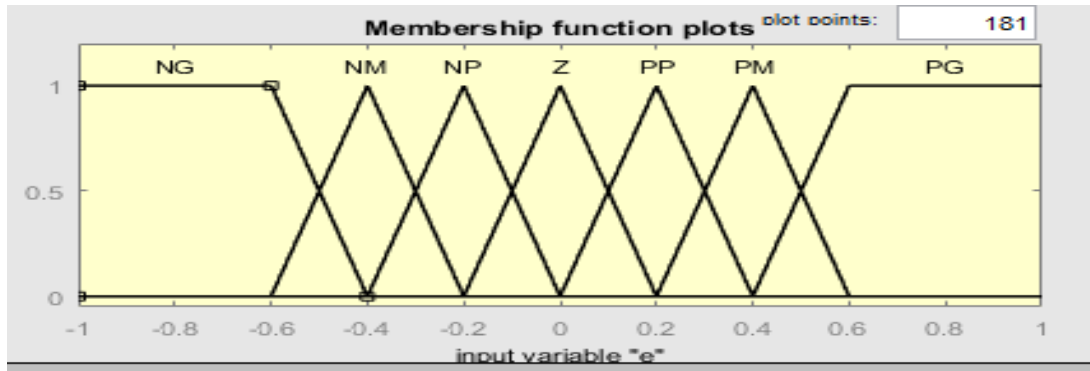


Fig. III.4 Fonctions d'appartenance de la variable floue Erreur(e)

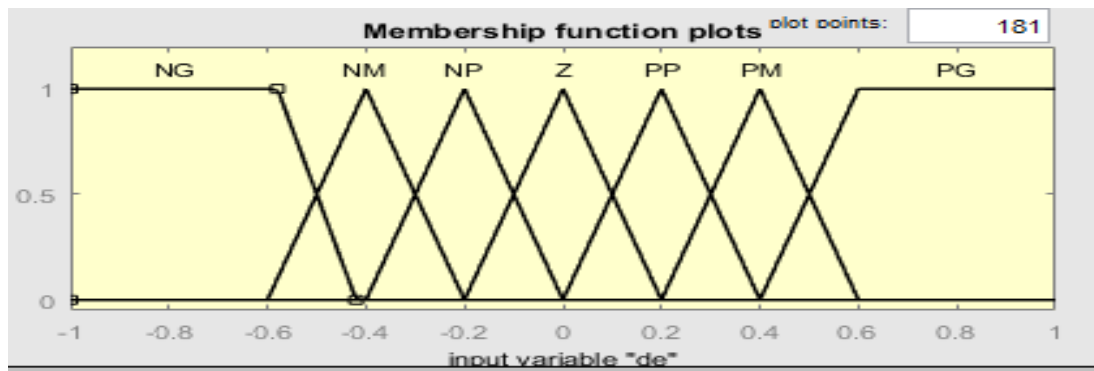


Fig.III.5 Fonctions d'appartenance de la variable floue DeltaErreur(de)

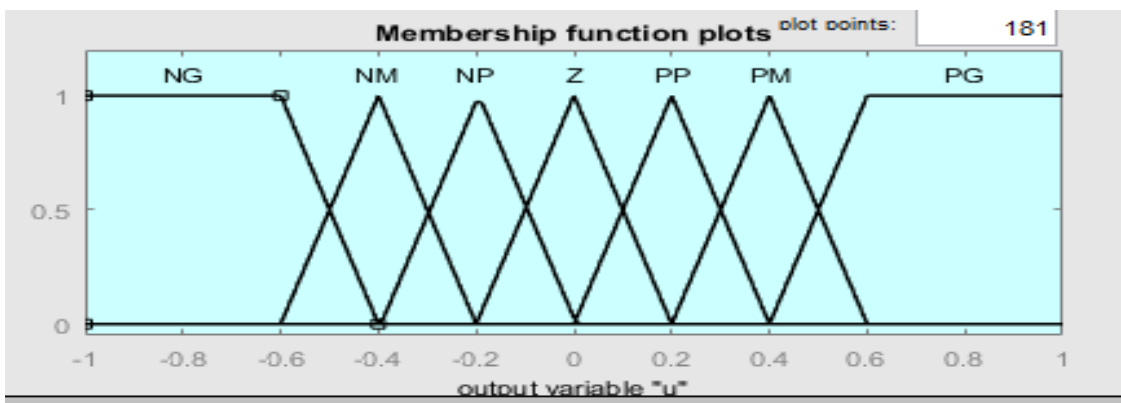


Fig.III.6 Fonctions d'appartenance de la variable floue CoupleRef(u)

Le système flou de type Mamdani utilisé contient un total de 49 règles, établies à partir des combinaisons possibles entre les fonctions d'appartenance des deux entrées, comme défini dans la table III.1. La figure suivante montre l'interface graphique de ce système telle qu'elle apparaît dans Simulink/MATLAB.

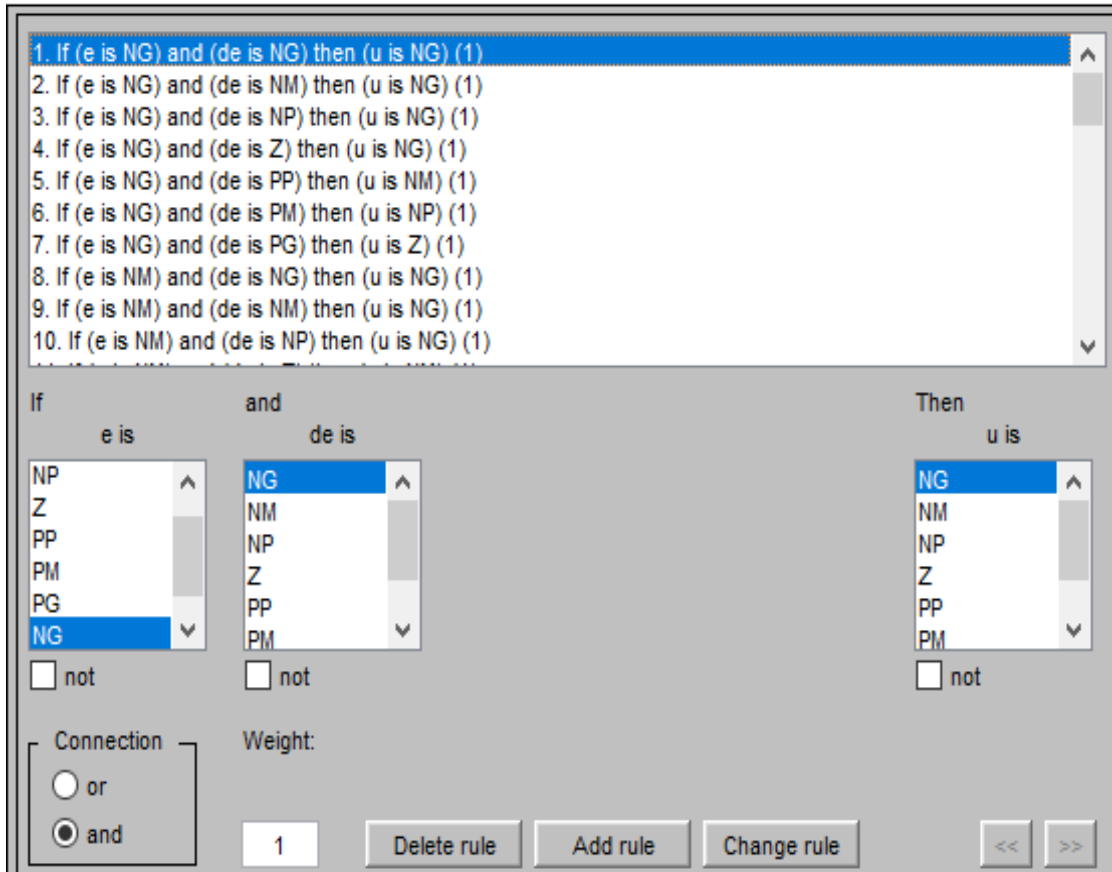


Fig.III.7 Règles floues(linguistiques) du système du type Mamdani

III.3.2. Simulation de la commande floue de la vitesse d'une machine MASP

Le schéma bloc de la structure de la commande floue de notre machine est présenté dans la figure suivante. Le régulateur PI de la commande DTC y a été remplacé par un régulateur flou, afin d'améliorer le comportement dynamique de la machine face aux différentes contraintes appliquées pour évaluer la robustesse de la commande de la MASP étudiée

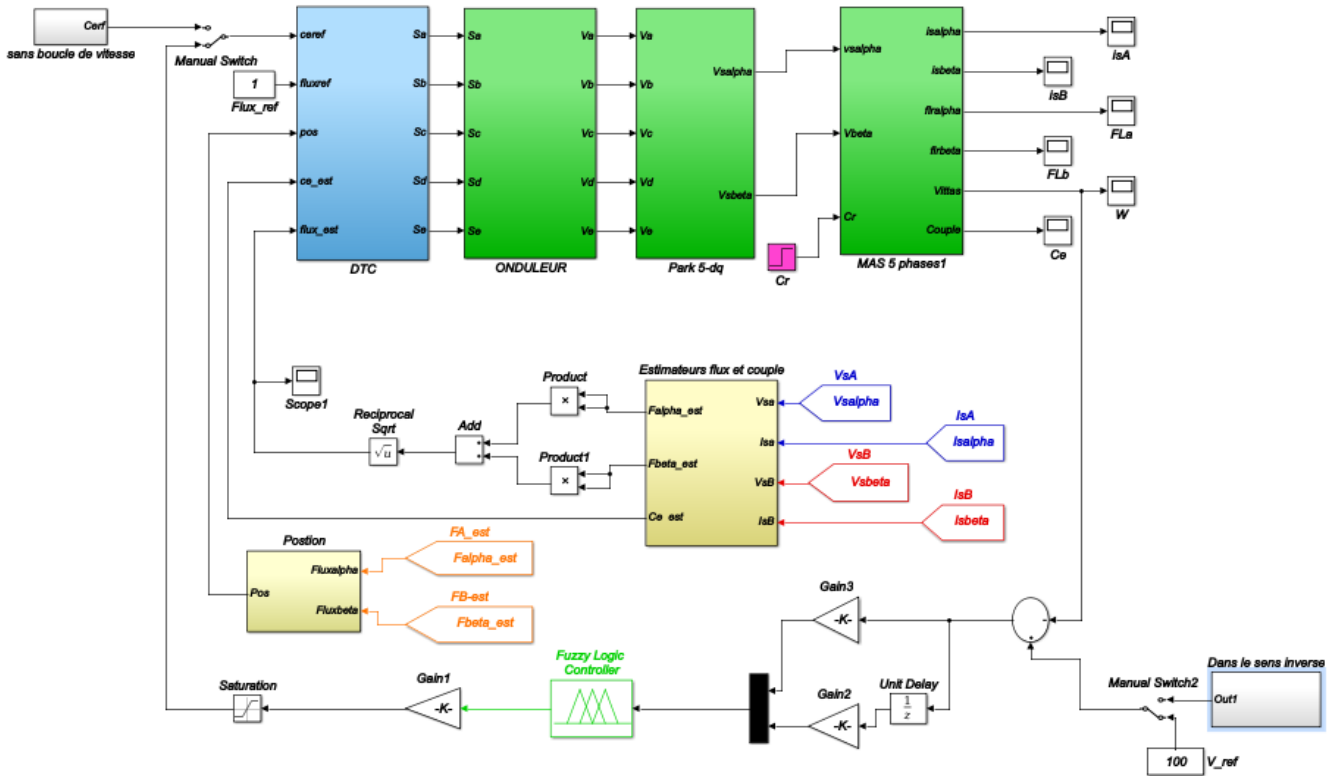


Fig.III.8 Schéma bloc de la commande DTC d'une MASP par la logique floue (LF)

III.3.3. Résultat de simulation

III.3.3.1 Etat normal (première direction)

Dans ce premier test, la vitesse de référence est maintenue constante à 100 rad/s pendant toute la durée de la simulation. Une charge est appliquée à l'instant $t = 0,5$ s. Les résultats obtenus sont illustrés dans les figures ci-dessous.

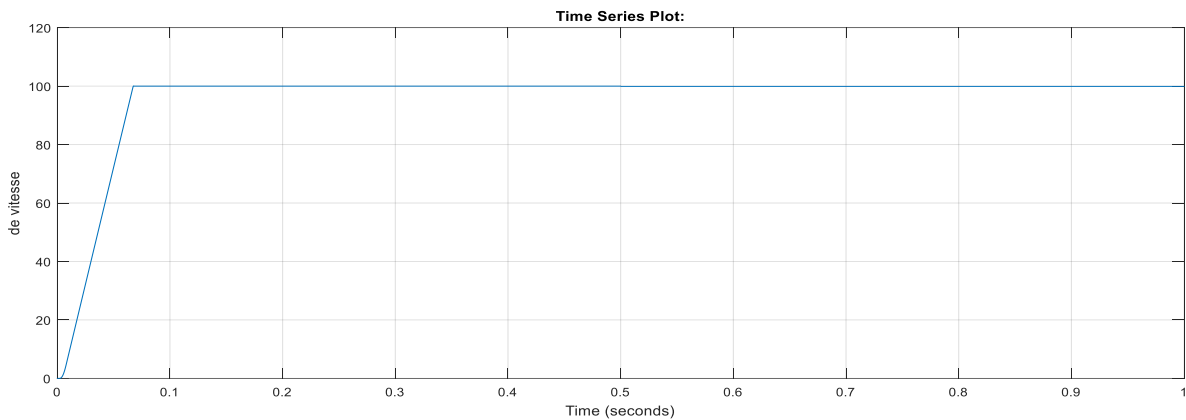


Figure III.9 : Évolution de la vitesse en fonction du temps

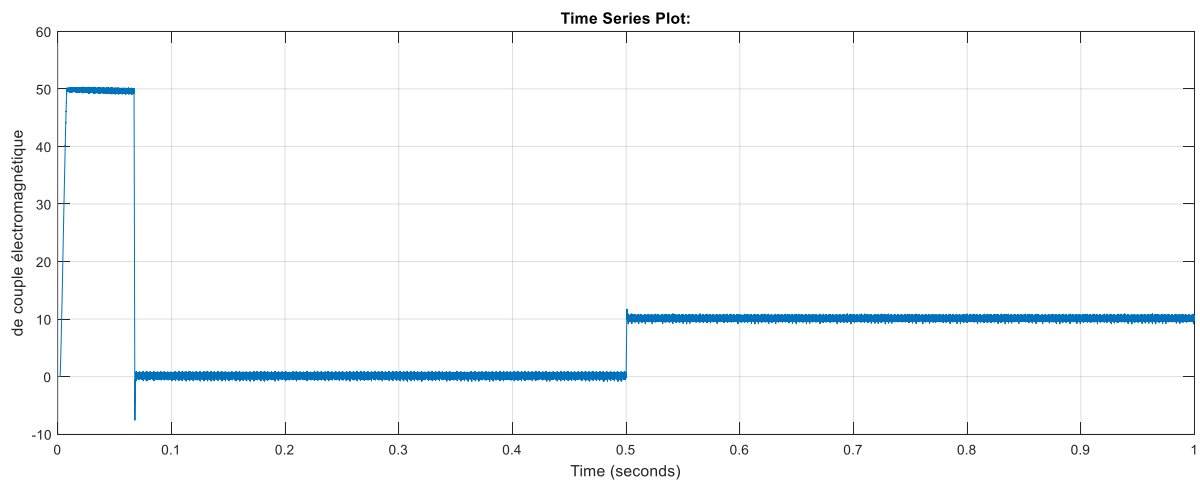


Figure III.10: Évolution de couple électromagnétique en fonction du temps

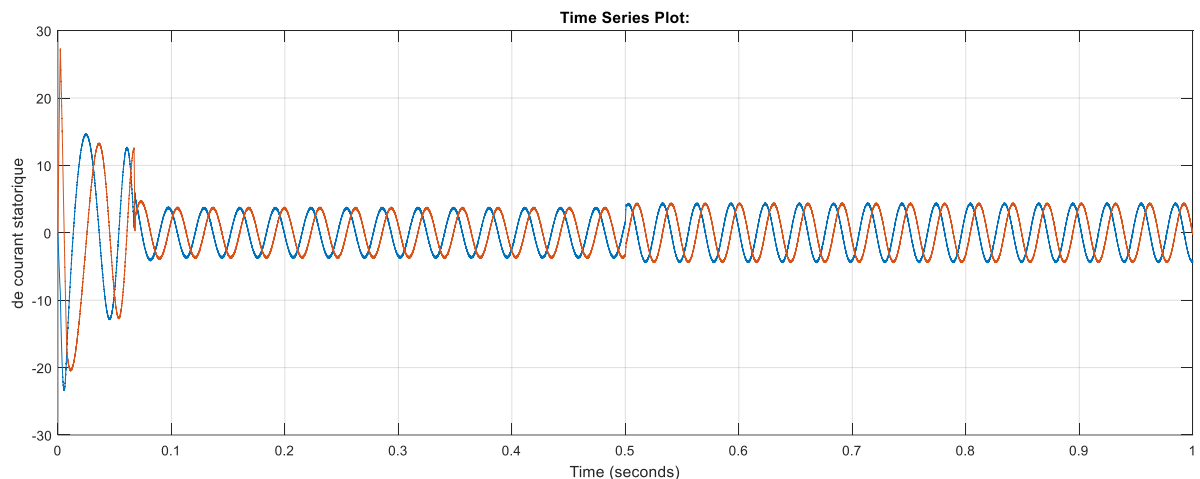


Figure III.11 : Évolution de courant statorique en fonction du temps

III.3.3 .1.1 Analyse et interprétation des résultats de simulation:

La figure III.7 illustre l'évolution de la vitesse en fonction du temps. Après un régime transitoire d'environ 0,08 s, la vitesse atteint la valeur de consigne fixée à 100 rad/s et se stabilise en régime permanent. L'application d'une charge mécanique à l'instant $t = 0,5$ s n'a entraîné aucun abaissement notable de la vitesse, ce qui témoigne clairement de la robustesse du régulateur flou face aux perturbations

La figure III.8 montre le profil du couple électromagnétique en fonction du temps. Au démarrage (de $t = 0$ s à $t \approx 0,1$ s), le couple augmente rapidement jusqu'à atteindre un pic, puis chute à zéro, ce

qui correspond à un démarrage à vide. Lorsqu'une charge de 10 Nm est appliquée à $t = 0,5$ s, le couple suit la valeur du couple résistant et se stabilise rapidement, ce qui reflète une bonne réponse dynamique du système

La figure III.9 représente le courant statorique. On observe une forme d'onde sinusoïdale en régime établi. Au démarrage, un pic de courant transitoire est présent, correspondant à l'appel du courant au démarrage. Par la suite, le courant se stabilise avec une forme régulière. Lors de l'application de la charge, une légère élévation de l'amplitude du courant est notée, ce qui est attendu, vu l'augmentation de l'effort mécanique demandé par la charge.

III.3.3.2 Essai avec variation de la vitesse

Dans ce deuxième essai, une variation brusque de la vitesse de référence a été appliquée, passant de 100 rad/s à 110 rad/s à l'instant $t = 0,7$ s, en présence de charge. Ce type de test est difficile pour la commande, mais le régulateur flou a démontré une bonne robustesse. La vitesse a rapidement atteint sa nouvelle valeur de consigne sans provoquer d'oscillations ni de perturbations notables.

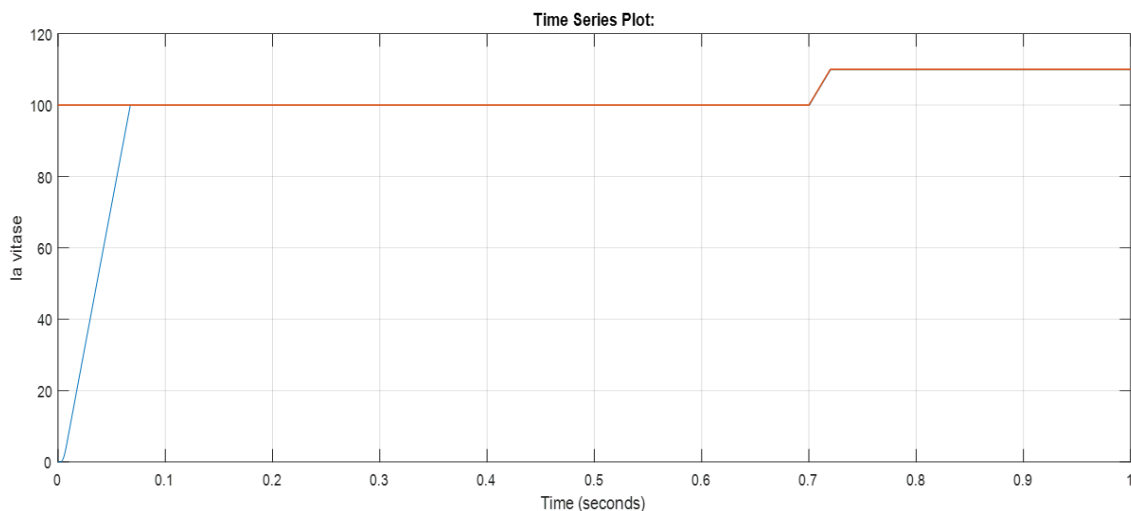


Figure III.12 : Évolution de la vitesse en fonction du temps

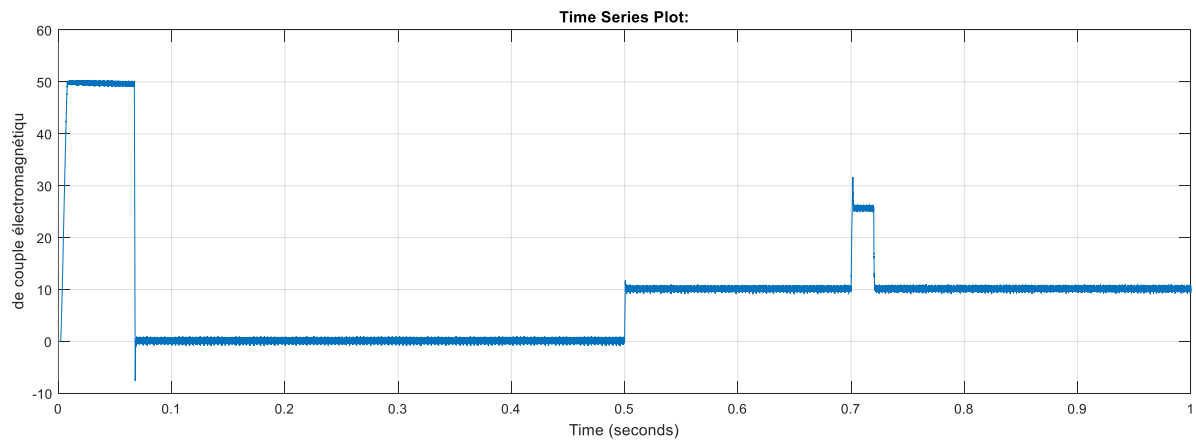


Figure III.13: Évolution du couple électromagnétique en fonction du temps

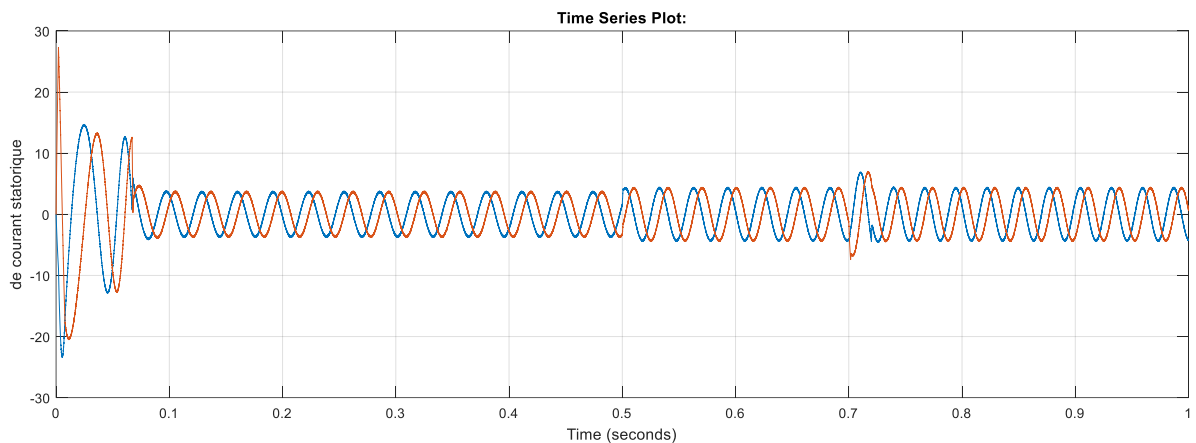


Figure III.14 : Évolution du courant statorique en fonction du temps

III.3.3 .2.1 Analyse et interprétation des résultats de simulation:

La figure III.10 illustre la réponse dynamique de la vitesse de la machine dans deux cas : une vitesse constante, suivie d'une augmentation soudaine de la consigne. Pendant la phase transitoire initiale ($0 < t < 0.08$ s), la vitesse augmente rapidement de 0 à environ 100 rad/s, ce qui reflète une réponse dynamique efficace du régulateur flou. En régime permanent ($t > 0.08$ s), la vitesse reste stable à 100 rad/s malgré l'application d'une charge mécanique à $t = 0.5$ s, mettant en évidence la capacité du système à rejeter les perturbations et à maintenir la stabilité. À $t = 0.7$ s, la consigne de vitesse est brusquement portée à 110 rad/s. Le système atteint cette nouvelle valeur rapidement et sans oscillations notables, ce qui démontre la flexibilité et la robustesse du contrôleur flou face aux variations soudaines.

La figure III.11 présente l'évolution du couple électromagnétique. Au démarrage (de 0 à 0.08 s), le couple augmente jusqu'à sa valeur maximale, puis devient pratiquement nul en régime à vide. Après application d'une charge de 10 Nm, le couple rejoint rapidement cette nouvelle valeur et la conserve même lors de l'augmentation de la vitesse. Un léger déséquilibre est observé au moment du changement brusque de la consigne, mais le couple revient rapidement à sa valeur nominale, ce qui confirme l'efficacité de la logique floue pour maintenir les performances dynamiques.

La figure III.12 illustre le comportement du courant statorique. La forme d'onde est sinusoïdale et régulière en régime établi. Au démarrage, une augmentation soudaine du courant est observée, connue sous le nom de "courant d'appel". Lors de l'application d'une charge mécanique puis d'une augmentation de la vitesse, le courant augmente temporairement pendant la phase transitoire, mais il revient rapidement à sa forme normale, ce qui montre la bonne capacité du système flou à stabiliser le courant même sous des conditions de fonctionnement variables.

III.3.3 .3 Test avec inversion du sens de rotation:

Pour ce dernier test, nous avons évalué notre commande en inversant la direction de rotation, en passant de 120 rad/s à -120 rad/s en charge. Ce test est particulièrement difficile pour la commande. Cependant, le régulateur flou a montré une grande robustesse, permettant à la vitesse d'atteindre rapidement la nouvelle consigne sans altérer la forme de la courbe de vitesse

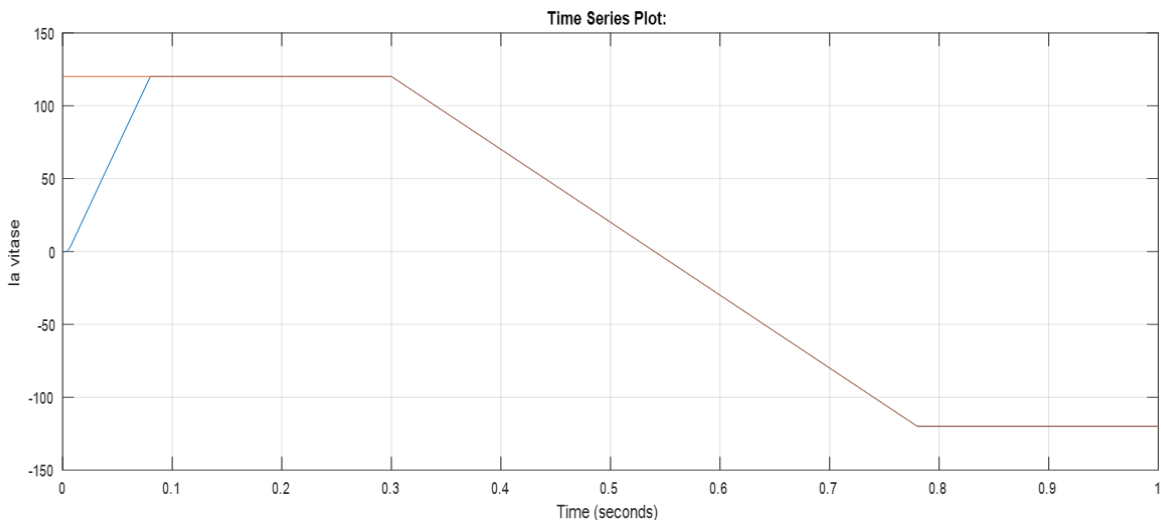


Figure III.15: Évolution de la vitesse en fonction du temps

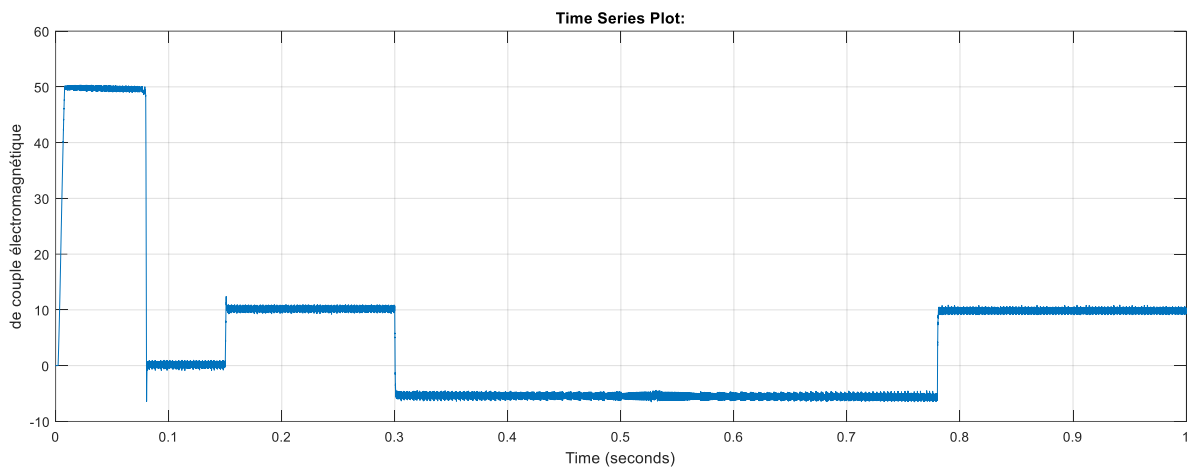


Figure III.16 : Évolution du couple électromagnétique en fonction du temps

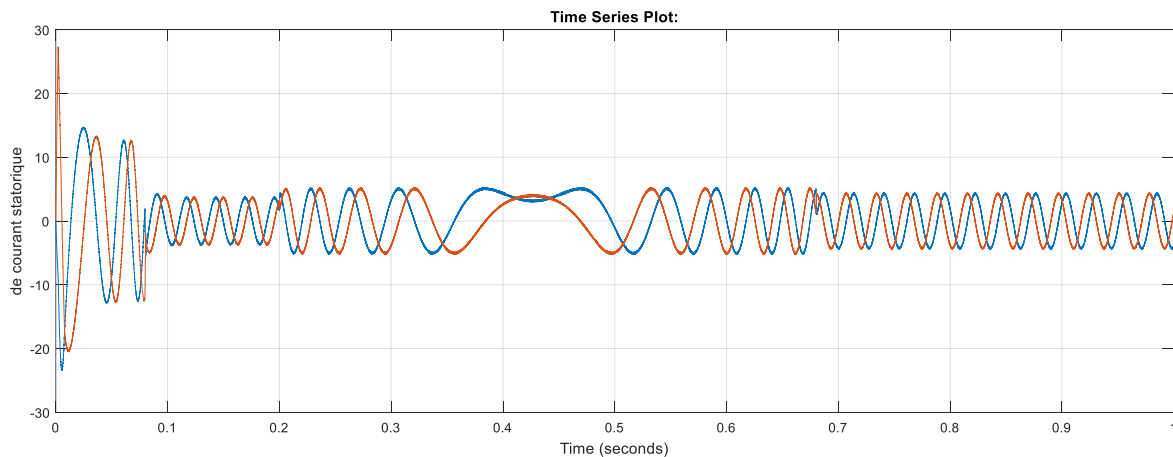


Figure III.17: Évolution du courant statorique en fonction du temps

III.3.3 .3.1 Analyse et interprétation des résultats de simulation

La Figure III.13 illustre la réponse dynamique de la vitesse de la machine lors d'un scénario critique, où la consigne passe de 120 rad/s à -120 rad/s en présence d'une charge mécanique. Grâce à la commande par logique floue, la machine atteint rapidement la première consigne (120 rad/s) et la maintient de façon stable, même après l'application d'une charge à $t = 0,2$ s. Lors de l'inversion brusque du sens de rotation, aucune perturbation significative n'est observée, ce qui témoigne de la stabilité remarquable et de la robustesse du régulateur flou. Ce comportement confirme l'aptitude du système à suivre fidèlement les variations de consigne, tout en garantissant un contrôle fluide et précis sans compromettre les performances dynamiques de la machine.

La Figure III.21 montre l'évolution du couple électromagnétique de la machine. Durant la phase de démarrage ($t < 0,1$ s), le couple augmente rapidement jusqu'à environ 50 Nm, avant de chuter à zéro en l'absence de charge. À $t = 0,15$ s, l'introduction d'une charge mécanique provoque une montée rapide du couple jusqu'à une valeur stable de 10 Nm. Lors de l'inversion de la vitesse, une perturbation transitoire apparaît brièvement, mais le couple revient rapidement à sa valeur nominale. Ce comportement valide la capacité du régulateur flou à maintenir une réponse dynamique stable même face à des variations importantes.

La Figure III.22 présente l'évolution du courant statorique. Comme attendu dans une commande par logique floue bien structurée, une élévation temporaire du courant est observée lors des régimes transitoires (démarrage et inversion du sens de rotation). Cependant, le courant retrouve rapidement une forme sinusoïdale régulière. Ce résultat souligne l'efficacité du système flou à stabiliser le courant rapidement, même en présence de perturbations ou de changements soudains dans les conditions de fonctionnement.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande d'une machine asynchrone multiphasée (MASP) en adoptant une approche basée sur la logique floue. Des résultats de simulation ont été présentés et analysés afin d'évaluer la réponse dynamique de la machine sous différentes conditions de fonctionnement et à travers divers tests de robustesse

Le régulateur flou a démontré une performance excellente par rapport à la commande DTC classique utilisant un régulateur PI, notamment en termes de réduction du temps de démarrage, de résistance face aux perturbations, et de maintien de la stabilité de la vitesse et du couple même dans des situations critiques telles que l'application de charges soudaines ou l'inversion du sens de rotation.

Les résultats obtenus confirment la capacité du contrôleur flou à assurer un comportement dynamique rapide, précis et stable, faisant de cette approche une alternative intelligente et efficace dans les stratégies de commande avancées des machines multiphasées.

Conclusion générale

Conclusion générale

Cette étude s'est concentrée sur la régulation de la vitesse des machines asynchrones à cinq phases (MASP) alimentées par un onduleur MLI, à travers la mise en œuvre d'une stratégie de commande réalisée en trois étapes principales :

Dans la première étape, nous avons modélisé et simulé le comportement de la machine, d'une part lorsqu'elle est alimentée directement par une source pentaphasée, et d'autre part via un onduleur pentaphasé. Les résultats de la simulation ont montré que la machine atteint un fonctionnement stable après une phase transitoire, avec l'apparition de ondulations du couple dues à la stratégie de commande par MLI. Cela a permis de confirmer la validité du modèle développé et l'efficacité de la stratégie appliquée.

Dans la deuxième étape, nous avons appliqué la stratégie de commande directe du couple (DTC), en assurant la régulation de la vitesse à l'aide d'un régulateur PI. Les résultats ont montré une amélioration significative de la réponse du système. Cela démontre l'efficacité de la stratégie DTC dans l'amélioration des performances.

Finalement et dans une dernière étape, on a intégré un contrôleur logique flou (Fuzzy Logic Controller) dans la boucle de contrôle de la vitesse comme à la place du contrôleur PI traditionnel. Les résultats de simulation ont montré que le contrôleur flou offre des performances améliorées, notamment en termes de réponse dynamique et de robustesse, même dans des conditions de fonctionnement difficiles telles que l'inversion du sens de rotation ou l'augmentation brusque de la vitesse de la machine.

Tous les résultats ont été obtenus en utilisant l'environnement Simulink/MATLAB, où le modèle mathématique de la machine a été testé pour chacune des stratégies de commande (DTC-PIC et DTC-FLC).

Comme perspectives futures, nous recommandons l'application d'autres techniques de commande, telles que le contrôle adaptatif, le contrôle non linéaire, ainsi que des approches modernes comme la linéarisation par retour (feedback linearization) et le backstepping, pour l'étude des machines asynchrones polyphasées. Nous suggérons également l'intégration de techniques d'estimation de la

vitesse, telles que les systèmes adaptatifs à modèle de référence (MRAS) ou les observateurs, afin d'améliorer la précision du contrôle de la vitesse des machines étudiées.

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone pentaphasée

A.1 Paramètres électriques

$R_s = 4.85\Omega$ Résistance statorique

$R_r = 3.805\Omega$ Résistance rotorique

$L_s = 0.274$ H Inductance statorique

$L_r = 0.274$ H Inductance rotorique

$L_m = 0.258$ H Inductance Mutuelle

$V_s = 220$ Tension statorique

A.2 Paramètres mécaniques

$J = 0.031$ kgm² Moment d'inertie

$f = 0.00114$ SI Coefficient de frottement

A.3 Paramètres électromagnétiques

$C_{em} = 20$ N.m Couple électromagnétique

$P = 2$ Nombre paires de pôles

Bibliographie

- [1] A. Amira, *Commande directe du couple DTC en utilisant un régulateur de vitesse neuronal d'une machine asynchrone polyphasée (MASP)*, Thèse de doctorat, Université Kasdi Merbah Ouargla, Algérie.
- [2] A. Ben Dahmane et A. Ben Sadia, *Commande optimale d'une machine synchrone polyphasée*, Thèse de doctorat, Université Kasdi Merbah Ouargla, Algérie.
- [3] A. Lemtenneche et M. Beddiaf, *Commande directe du couple d'une machine asynchrone pentaphasée*, Thèse de doctorat, Université Kasdi Merbah Ouargla, Algérie.
- [4] N. Djedra et M. R. Bensliman, *Commande vectorielle directe avec réglage de vitesse par mode glissant de la machine asynchrone pentaphasée*, Thèse de doctorat, Université Kasdi Merbah Ouargla, Algérie.
- [5] S. Chouali, A. Dib, et A. Azib, *Motorisation électrique avec défaut par une machine asynchrone polyphasée*, Mémoire de Master, Université Abderrahmane Mira, Béjaïa, 2020.
- [6] H. Boukhalifa et R. Sid, *Commande directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone*, Thèse de doctorat, 2015.
- [7] S. Gdaim, *Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes*, Thèse de doctorat, École Nationale d'Ingénieurs de Monastir, Tunisie, 2013.
- [8] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Pearson Education, 2002.
- [9] Z. Chen, L. Xu et Y. Li, "A review of direct torque control techniques in permanent magnet synchronous motors," *Energy Reports*, vol. 6, pp. 697–707, 2020.
- [10] S. Kanchan et R. C. Bansal, "Direct torque control of induction motor: A review," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 73, pp. 67–75, 2015.
- [11] C. Lascu, F. Blaabjerg et F. Iov, "Control strategies for electrical drives: A review," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 6, pp. 5126–5135, 2017.
- [12] Guy Sturtzer, Eddie Smigiel, *Modélisation et commande des moteurs triphasés*, Ellipses Édition.
- [13] S. Chouali, *Motorisation électrique avec défaut par une machine asynchrone polyphasée*, Université Abderrahmane Mira Béjaïa.

- [14] A. Chikhi, S. Sellami et S. Belkacem, “Commande directe du moteur asynchrone : apport de la logique floue,” *5th International Conference on Electrical Engineering*, 27-29 octobre 2008.
- [15] R. Abdeli, *Différentes stratégies du contrôle direct du couple d’une machine asynchrone*, Mémoire de fin d’étude, Université de Béjaïa, 2004.
- [16] M. Zerikat et S. Chekroun, “High performance control and estimation for induction motor drives using fuzzy logic control,” reçu le 4 décembre 2006.
- [17] L. Baghli, *Contribution à la commande de la machine asynchrone : utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*, Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré - Nancy I, 1999.
- [18] M. Khami, *Amélioration des performances de régulation d’une machine asynchrone à double alimentation par la technique neuro-floue*, Thèse de doctorat, 2013.
- [19] E. Levi, “Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications,” *Electric Power Systems Research*, vol. 154, pp. 3–13, 2018.
- [20] F. Barrero et M. J. Duran, “Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 459–468, 2016.
- [21] X. Kestelyn, E. Semail et J. P. Hautier, “Vectorial Approach-Based Control of a Seven-Phase Axial Flux Machine Designed for Fault Operation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1232–1242, 2014.