



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 :

AMIRA Abdelkarim

GHAIA Mohammed Ouala eddine

Thème :

**Commande directe du couple DTC en utilisant
un régulateur de vitesse neuronal d'une
Machine Asynchrone polyphasé MASP**

Soutenu publiquement

Le : 09/06/2024

Soumis au jury composé de :

M r. KHALIFA Moussa	MCA	Président	UKM Ouargla
M r. BOUREK Yacine	MCA	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
Mr. TAIBI Djamel	MAA	Co-Encadreur	UKM Ouargla
M r. BENYOUSSEF Elakhdar	PR	Examineur	UKM Ouargla

Année universitaire 2023/2024

Remerciements

Au terme de ce travail, nous voudrions adresser nos sincères remerciements à nos promoteurs Mr. BOUREK Yacine et TAIBI Djamel pour la confiance qu'ils nous ont témoigné en nous proposant ce sujet. Nous aimerons leurs adresser nos vifs remerciements pour leurs disponibilité, leurs dynamisme et leurs encouragements tout au long de ce projet. Nous tenons à remercier tous les membres du Département Electrotechnique et tous nos enseignants. Nos remerciements s'adressent à tous les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de juger notre travail. Nos remerciements vont aussi à tous ceux et celles qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration du présent travail, à tous nos amis et collègues pour leur soutien moral tout au long de la préparation de ce travail.

الاهداء

إلى أمي وأبي الحبيبين، اللذين كان حبهما غير المشروط ودعمهما الثابت بمثابة المنارة التي أنارت طريقي الأكاديمي. حكمتكما وتضحياتكما مهدتا لي طريق النجاح هذا الإنجاز هو لكما بقدر ما هو لي.

إلى إخوتي الأعزاء، وليد وأيوب وضياء، ركانز القوة، الذين آمنوا بي دائماً، مشجعين إياي على التطلع إلى آفاق أعلى أخوتكم ورفقتكم كانتا مصدر إلهام دائم لي. شكرًا لكم على كونكم موجهي وأفضل أصدقائي.

إلى أختي الغالية، شعاع شمسي، لطفك وطيبة قلبك أنارا أيامي الأكثر ظلامًا. أنت أكثر من مجرد أخت؛ أنت سندي المعنوي. وجودك في حياتي هدية لا تقدر بثمن.

إلى أبناء وبنات إخوتي الأحباء، ضحكاتكم البريئة وفرحتكم الصافية جلبتا السعادة خلال دراستي المكثفة ليت هذا العمل يلهمكم لمتابعة أحلامكم بشغف وإصرار.

إلى أساتذتي المجلين في قسم الهندسة الكهربائية، خبرتكم وصبركم وتفانيكم شكّلت ليس فقط فهمي التقني، بل أيضًا أخلاقياتي المهنية سأكون ممتنًا لكم إلى الأبد على توجيهكم الاستثنائي.

إلى زملائي الأعزاء، ولاء وعبد الباسط ومحمد الحافظ وعبد الرحمن وإسلام وزباد، معًا، أبحرنا في المياه المعقدة للهندسة الكهربائية. نقاشاتنا الحيوية، جلسات دراستنا المتأخرة، ودعمنا المتبادل جعلت هذه الرحلة لا تُنسى ليت دروبنا تتقاطع مجددًا في العالم المهني.

هذه المذكرة مهداة لكم جميعًا، ممن لعبتم دورًا لا يُمحى في مسيرتي الأكاديمية. حبكم، دعمكم، وحكمتكم هي أساسات هذا النجاح.

بكل حب وامتنان

عميرة عبد الكريم

Dédicace

À ma mère et mon père, qui ont toujours été ma source d'inspiration et de soutien, grâce à leur amour et à leur dévouement, je peux aujourd'hui réaliser cet accomplissement.

À mon petit frère, qui remplit toujours ma vie de joie et de bonheur, merci pour chaque moment de soutien et d'encouragement.

À mes trois sœurs, vous qui avez illuminé ma vie par votre amour et votre soutien, merci pour chaque moment de bonheur et de motivation.

Et à ma petite sœur, qui apporte tant de joie et de bonheur dans ma vie, je te dédie ce travail avec tout mon amour et ma gratitude.

À vous tous, je dédie ce travail modeste, et j'espère qu'il sera une source de fierté pour vous, tout comme vous êtes une source de fierté pour moi.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude et ma reconnaissance à mon directeur de mémoire, le Dr/Professeur Bourk Yassine, pour son soutien et ses précieuses orientations tout au long de la préparation de ce mémoire.

À mes chers amis : Abdelkarim

Abdelbaset , Abderrahmane ,Elhafed , Abdelkader, Abdelhafid, Islam , Ziad. Je vous remercie tous pour votre soutien constant et vos encouragements tout au long de ce parcours académique. Vous avez toujours été à mes côtés, et vous avez été ma source d'inspiration et de force dans les moments difficiles.

Votre expertise et vos connaissances approfondies ont grandement enrichi mon travail, et vos conseils ont toujours été pertinents, contribuant de manière significative à me diriger dans la bonne direction et à mener à bien ce projet.

Je ne peux que vous exprimer ma profonde reconnaissance pour vos efforts inlassables et votre patience infinie, et je vous souhaite une réussite continue dans votre carrière académique et professionnelle.

Avec tout mon respect et mon estime.

GHAIA Mohammad Wala eddine

Résumé

L'objectif de cette étude est de représenter la commande d'une machine asynchrone pentaphasé MASP par la stratégie de la commande directe du couple en introduisant un régulateur neuronal dans sa boucle de commande à la place d'un régulateur PI. Nous avons débuté cette étude par l'application de la technique de la commande directe du couple (DTC) pour assurer un contrôle précis du couple et du flux dans la MASP. Ensuite, nous avons remplacé le régulateur de vitesse (PI) traditionnel par un régulateur neuronal. Les résultats sont obtenus en utilisant l'environnement Matlab. Ces résultats ont clairement démontré l'efficacité remarquable du régulateur neuronal dans l'amélioration des performances de la commande DTC de la MASP, ce qui confirme la possibilité d'utiliser le régulateur neuronal comme une alternative intéressante des régulateurs traditionnels pour le contrôle des machines électriques.

Mots clés : Commande direct de couple DTC , RNA , machine asynchrone penta phasé MASP , régulateur PI .

ملخص

الهدف من هذه الدراسة هو تمثيل تقدم كبير في تحسين أداء الآلات غير المتزامنة متعددة الأطوار (MASP) من خلال التركيز على تطوير تقنية المنظم العصبي للتحكم في هذا النوع من الآلات. لقد بدأنا هذه الدراسة بتطبيق تقنية التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) لضمان التحكم الدقيق في عزم الدوران والتدفق في MASP. بعد ذلك، قمنا باستبدال وحدة التحكم في السرعة التقليدية (PI) بجهاز التحكم العصبي باستخدام بيئة Matlab لتحليل البيانات والمحاكاة. وأظهرت النتائج المتحصل عليها بوضوح الفعالية الملحوظة للمنظم العصبي في تحسين أداء MASP، مما يؤكد إمكانية استخدام تقنية المنظم العصبي كبديل واعد للمنظم العصبي التقليدي للتحكم في الآلات الكهربائية.

الكلمات المفتاحية : الآلات غير متزامنة متعددة الأطوار , المنظم العصبي, التحكم المباشر في العزم الدوران

Abstract

The objective of this study is to represent a significant advance in improving the performance of polyphase asynchronous machines (MASP) by focusing on the development of the neural regulator technique for the control of this type of machines. We began this study by applying the direct torque control (DTC) technique to ensure precise control of torque and flow in the MASP. Then, we replaced the traditional speed controller (PI) with a neural cruise control, using the Matlab environment for data analysis and simulation. The obtained results clearly demonstrated the remarkable effectiveness of the neural regulator in improving MASP performance, which confirms the possibility of using the neural regulator technique as a promising alternative to traditional regulators for the control of electrical machines.

Keywords: Direct torque control DTC, RNA, asynchronous machine MASP, PI regulator

Sommaire

Introduction générale.....	1
I.1 Introduction.....	3
I.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone polyphasé.....	3
I.3 Description de la MASP.....	4
I.3.1 Machines penta phasées	4
I.4 Modélisation de la machine asynchrone polyphasée dans la base naturelle.....	5
I.4.1 Equations électriques.....	5
I.4.2 Les matrices des resistances	5
I.4.3 Equations magnétiques.....	6
I.4.4 Equation mécanique de la machine.....	7
I.5 Modèle de la machine asynchrone penta-phasée dans le repère (α,β).....	7
I.5.1 Transformation de Park	7
I.5.2 Application de la transformation de Park à la MASP	8
I.6 Simulation de la machine asynchrone penta-phasée sous Matlab/Simulink	9
I.6.1 Simulation de MASP avec une alimentation directe.....	9
I.6.2.Modèle Simulink de la modélisation	10
I.6.3. Résultats de la simulation.....	10
I.6.4. Interprétations des résultats de simulation	12
I.6.5. Alimentation avec onduleur	13
I.6.6 Modélisation de l'onduleur	14
I.6.7 Stratégie de commande de l'onduleur penta-phasée	15
I.6.7.1 Commande modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	15
I.6.8. Simulation de l'ensemble onduleur-machine.....	16
I.6.9. Résultats de la simulation.....	16
I.6.10 Interprétation de résultats	18
I.7. Conclusion	19
II.1 Introduction	19
II.1.1 Principe de la DTC	19
II.1.2 Aavantages de la commande DTC	19
II.1.3 Inconvénients de la DTC.....	20
II.1.4 Contrôle du vecteur flux statorique	20
II.1.5 Comparateur à hystérésis à deux niveaux.....	21
II.1.6 Règle d'évolution du flux statorique.....	22

II.1.7 Contrôle du couple	23
II.1.8 Comparateur à hystérésis à trois niveaux	24
II.1.9 Choix de vecteur de tension	25
II.1.10 Élaboration de la table de commutation de commande	25
II.1.11 Schéma bloc du contrôle direct de couple (DTC)	26
II.1.12 Résultats de la simulation	27
II.1.13. Interprétations des résultats de simulation	29
II.2 Conclusion	30
III.1. Introduction	31
III.2. Définition des réseaux de neurones artificiels	31
III.3. Neurone biologique	32
III.4. Neurones formel	33
III.4.1. Modélisation d'un neurone formel	34
III.5. Architecture des réseaux de neurones	36
III.5.1. Les réseaux non bouclés	36
III.5.1.1. Réseau neuronal entièrement connecté	37
III.5.1.2. Réseau neuronal à couches	37
III.5.2. Les réseaux bouclés	37
III.6. L'apprentissage	37
III.6.1. Les types d'apprentissage	38
III.6.1.1. Apprentissage supervisé	38
III.6.1.2. Apprentissage non supervisé	38
III.6.1.3. Le réseau neuronal d'apprentissage auto-supervisé	38
III.6.2. Méthode d'apprentissage	38
III.6.2.1. Règles de Hebb:	39
III.6.2.2. Propagation arrière du gradient d'erreur	39
III.6.3. Apprentissage en ligne et apprentissage hors ligne	39
III.6.3.1 L'apprentissage Hors Ligne	39
III.6.3.2 L'apprentissage En Ligne	39
III.6.4. Types de réseaux	39
III.6.4.1. Perceptron	39
III.6.4.2. Description	40
III.7. Conception d'un réseau de neurones	40
III.8. Avantages et inconvénients des réseaux de neurones	41
III.8.1 Avantage des réseaux de neurones	41
III.8.2 Inconvénients des réseaux de neurones	41
III.9. Application des réseaux de neurones dans la DTC des machines asynchrones polyphasées	42

III.9.1. Conception de la base de données	42
III.9.2. Les Étapes De La Modélisation	42
III.9.3. Création du réseau.....	43
III.9.4. Application des réseaux de neurones remplacer régulateurs PI sous MATLAB/SIMULINK.....	45
III.9.5. Résultat de simulation	45
III.9.5.1. L'état normal (premier sens).....	45
III.9.5.2. Interprétations des résultats de simulation	47
III.9.5.3. Test avec variation de la vitesse	47
III.9.5.4. Interprétations des résultats de simulation	48
III.9.5.5. Test avec variation de la vitesse dans le sens inverse	49
III.9.5.6. Interprétations des résultats de simulation	50
III.10. Conclusion	51

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

Liste Des Symboles

- 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 : Transformation de Park appliquée sur une machine à induction à cinq phases

Figure I.4 : Source des tension statorique polyphasé

Figure I.5 : Alimentation direct sur un machine asynchrone

Figure I.6 : Allure de la vitesse

Figure I.7 : Allure du couple électromagnétique

Figure I.8 : Allure du courant statorique α , β

Figure I.9 : Allure de courant statorique α , β $t=0.5s$

Figure I.10 : Allure de flux statorique α , β

Figure I.11 : Allure de flux statorique α , β $t=0.5s$

Figure I.12 : Schéma de principe de l'onduleur de tension penta-phasé

Figure I.13 : Alimentation avec onduleur sur un machine asynchrone

Figure I .14 : Allure de vitesse

Figure I.15 : Allure de couple électromagnétique

Figure I.16 : Allure de flux statorique α , β

Figure I.17: Allure de flux statorique α , β $t=0.5s$

Figure I.18: Allure de courant statorique α , β

Figure I.19 : Allure de courant statorique α , β $t=0.5s$

Chapitre II

Figure II.1: Exemple sur l'évolution du flux φ_s

Figure II.2 : Comparateur à hystérésis à deux niveaux

Figure II.3 : Évolution du flux statorique dans l'hystérésis

Figure II.4 : Représentation des figures φ_s et φ_r

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 alpha

Figure II.9 : Allure de courant statorique bêta

Figure II.10 : Allure de flux statorique alpha

Figure II.11 : Allure de flux statorique bêta

Figure II.12 : Allure de couple électromagnétique

Figure II.13 : Allure de vitesse de rotation

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

Chapitre III

Figure III.1 : Schéma d'un réseau de neurones biologiques.

Figure III.2 : Neurones formel

Figure III.3 : Fonction linéaire

Figure III.4 : Fonction linéaire à seuil

Figure III.5 : Fonction sigmoïde

Figure III.6 : Réseau non bouclé

Figure III.7 : Réseau bouclé

Figure III.8 : Neurone linéaire à seuil avec une seule cellule de décision.

Figure III.9 : La structure du RNA

Figure III.10 : Fenêtre présente l'étape d'apprentissage de RNA

Figure III.12 : Graphes de l'erreur

Figure III.13 : Schéma bloc de la commande DTC d'un MASP basée sur RNA

Figure III.14 : Allure de vitesse avec RNA

Figure III.15 : Allure de couple électromagnétique avec RNA

LISTE DE TABLAUX

Chapitre II

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

Chapitre III

Tableau III : Passage des neurones biologiques aux neurones formels.

Introduction général

Introduction générale

La machine asynchrone domine assez largement dans le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, robuste, la moins couteuse, la moins exigeante en termes d'entretien.

La croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance, ont conduit à utiliser les machines polyphasé qui sont apparues dans les années 1920.[2]

Les machines polyphasées ont surpassé leurs homologues triphasées, en particulier dans les domaines de haute puissance tels que le ferroviaire, la navigation maritime et l'aérospatiale. Le secret de leur supériorité réside dans leur multiplicité de phases : plus elles sont nombreuses, plus les fluctuations du couple électromagnétique sont réduites. Cette réduction se traduit par un fonctionnement plus silencieux. En plus de silence qui les caractérisent, elles sont très sûrs, où on remarque que même si une phase tombe en panne, la machine maintient son couple en assurant la continuité du service dans telle condition qui peut paralyser d'autres types de machines. Dans le monde de l'électronique de puissance, où la miniaturisation des composants et éléments est primordiale, ces machines se distinguent par leur meilleure répartition de la puissance. Au lieu de la concentrer sur trois phases, elle est distribuée sur un plus grand nombre en réduisant la tenue électrique sur chaque composant électronique d'alimentations ou de commande en permettant des conceptions plus simple et efficaces.[2]

L'objectif de votre travail est de contrôler un moteur polyphasé (pentaphasé) en utilisant le concept du contrôle direct du couple (DTC) de la machine étudiée en introduisant un régulateur neuronal dans sa boucle de régulation de la vitesse pour améliorer sa réponse dynamique et aussi de réduire les oscillations dans le couple électromagnétique pour différents mode de fonctionnement en particulier en charge et lors de l'inversion de son sens de rotation ...etc. Ce qui améliore la robustesse de la commande DTC.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous débutons par la modélisation mathématique de la machine asynchrone à cinq phases, suivie d'une simulation numérique pour analyser son comportement. Cette étape vise principalement à valider le modèle de la machine étudiée. Pour simplifier l'analyse mathématique et numérique, nous utilisons les transformations de Park, qui permet de réduire la complexité du modèle et d'améliorer la précision des simulations.

Dans le deuxième chapitre, nous explorons l'application du principe de la commande directe du couple à la machine étudiée, en utilisant les régulateurs classiques PI. Nous évaluerons également les avantages et les bénéfices de cette approche.

Dans le dernier chapitre, nous aborderons plusieurs aspects liés aux réseaux de neurones. Nous allons remplacer le régulateur de vitesse PI par un réseau neuronal et analyser les résultats obtenus. Nous examinerons comment améliorer les performances du système de contrôle en utilisant les réseaux de neurones.

Et enfin, nous terminons par une conclusion générale et quelques travaux futurs qui peuvent être ajoutés.

.

CHAPITRE I :
MODÉLISATION ET SIMULATION DE
LA MACHINE ASYNCHRONE
POLYPHASE

I.1 Introduction

Les moteurs à induction polyphasés représentent une catégorie importante des machines électriques tournantes. Leur conception sans balais ni collecteur leur confère une robustesse et une fiabilité accrues. On distingue deux types principaux: les moteurs à cage d'écureuil et ceux à rotor bobiné. Un avantage clé des moteurs polyphasés réside dans la possibilité d'augmenter le nombre de phases, offrant ainsi plus de degrés de liberté pour le contrôle du moteur. Cette caractéristique les rend particulièrement adaptés aux applications de grande puissance comme dans les secteurs maritime, aéronautique ou automobile. La modélisation précise de ces machines est cruciale pour analyser leur comportement électrique et mécanique, optimiser leur conception et mettre en œuvre des stratégies de commande efficaces. De plus, les variateurs de vitesse multi phases présentent un atout majeur par rapport aux variateurs triphasés classiques: une tolérance accrue aux défauts. Même en cas de panne, ils peuvent continuer à fonctionner, assurant ainsi une très haute disponibilité du système.[1] [2]

Dans ce chapitre, nous abordons la machine asynchrone penta phasée (MASP) en présentant son modèle mathématique. À la fin du chapitre, nous parviendrons à simuler ce modèle afin d'analyser le comportement électrique, magnétique et mécanique de la machine au cours d'une période de fonctionnement, à la fois avec et sans charge mécanique.

I.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone polyphasé

Un champ magnétique tournant dans le stator est créé à partir des courant statoriques, la fréquence des courants statoriques impose la fréquence de rotation de ce champ, cela veut dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence d'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. Elle est définie comme suite : $\Omega_s = \frac{f_s}{p}$

Les enroulements statoriques produisent un champ tournant qui va induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celle du synchronisme, ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative : $\omega = \omega_s - \omega_r$.

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport : $g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$. [3]

1.3 Description de la MASP

Le nombre de phases de la machine peut être augmenté afin de réduire la puissance qui circule dans chaque branche de l'onduleur, ce qui permet l'utilisation d'interrupteurs de plus petite capacité. Le moteur asynchrone penta phasé se distingue de la machine asynchrone classique par la présence de cinq phases dans les enroulements du stator et du rotor. Ces enroulements sont constitués chacun d'une armature comprenant cinq phases décalées d'un angle électrique $\alpha = 2\pi/5$. [4]

1.3.1 Machines penta phasées

La machine penta phasée est constituée de cinq phases statoriques, décalées d'un angle électrique de 72° entre elles :

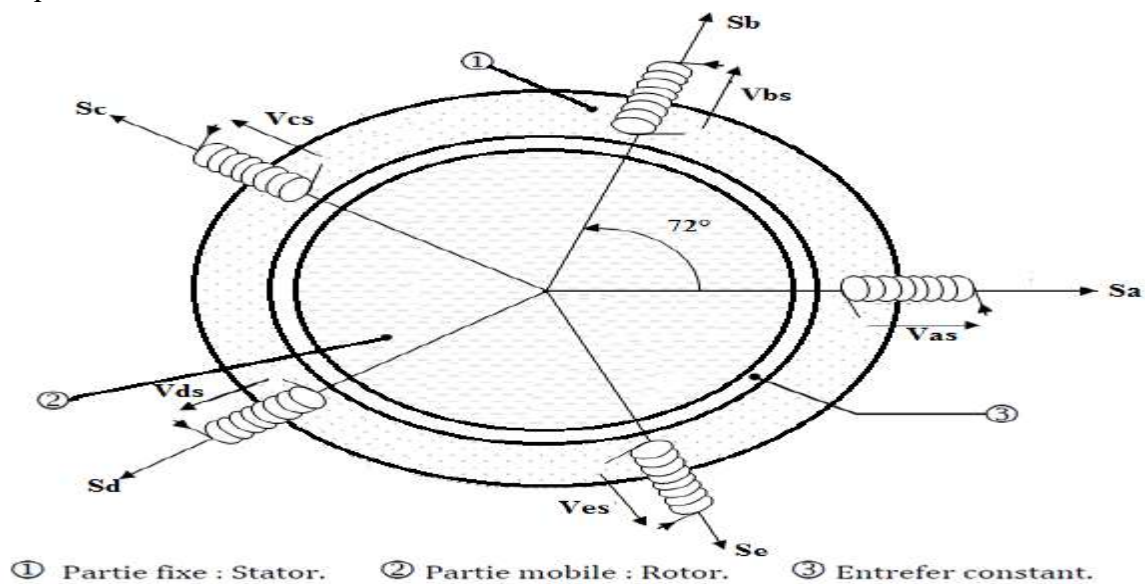


Figure. I.1 : Représentation des enroulements de la MAS penta phasée dans l'espace électrique

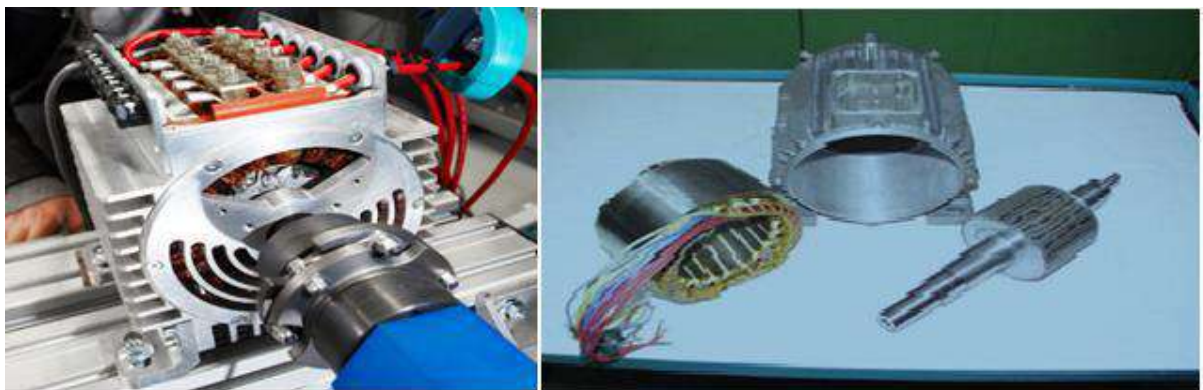


Figure I.2 Machine asynchrone penta-phasée

I.4 Modélisation de la machine asynchrone polyphasée dans la base naturelle

La modélisation des machine électrique implique généralement l'utilisation d'équation complexes .En effet ,la disposition des enroulement et la géométrie intrinsèque de ces machine rendent leur modèles difficiles à réaliser .Néanmoins, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de surmonter cette complexité :

I.4.1 Equations électriques

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques et rotoriques les équations des tensions suivantes :

$$\begin{cases} V_s = [R_s]I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \\ V_r = [R_r]I_r + \frac{d\phi_r}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

Sous forme matricielle :

$$[V_{sabcde}] = [R_s].[I_{sabcde}] + ddt[\Phi_{sabcde}] \quad (I.2)$$

$$[V_{rabcde}] = [R_r].[I_{rabcde}] + ddt[\Phi_{rabcde}]$$

On pose

$R_s = R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_{sd} = R_{se}$ (résistance d'une phase du stator).

$R_r = R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_{rd} = R_{re}$ (résistance d'une phase du rotor).

I.4.2 Les matrices des résistances

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$R_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$$a/ \text{ Tension statorique } \begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \\ V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ V_{se} = R_s I_{se} + \frac{d\phi_{se}}{dt} \end{cases} \quad (I.5)$$

$$\text{b/ Tension rotorique} \begin{cases} Vra = RrIra + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ Vrb = RrIrb + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ Vrc = RrIrc + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \\ Vrd = RrIrd + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ Vre = RrIre + \frac{d\phi_{re}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} Vsa \\ Vsb \\ Vsc \\ Vsd \\ Vse \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rs & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Rs & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Rs & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Rs & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Rs \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Isa \\ Isb \\ Isc \\ Isd \\ Ise \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{sd} \\ \phi_{se} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$\begin{bmatrix} Vra \\ Vrb \\ Vrc \\ Vrd \\ Vre \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rr & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Rr & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Rr & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Rr & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Rr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ira \\ Irb \\ Irc \\ Ird \\ Ire \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{re} \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{I.8})$$

Avec :

$[Vsabcde] = [Vsa \ Vsb \ Vsc \ Vsd \ Vse]^T$: Vecteur des tensions statoriques.

$[Vrabcde] = [Vra \ Vrb \ Vrc \ Vrd \ Vre]^T$: Vecteur des tensions rotoriques.

$[Isabcde] = [Isa \ Isb \ Isc \ Isd \ Ise]^T$: Vecteur des courants statoriques.

$[Iracbde] = [Ira \ Irb \ Irc \ Ird \ Ire]^T$: 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 Equations magnétiques

Les flux sont exprimés en fonction des courants par :

a. Flux statoriques :

$$[\phi_{sabcde}] = [L_{ss}][Isabcde] + [M_{sr}][Iracbde] \quad (\text{I.9})$$

b. Flux rotoriques :

$$[\phi_{rabcde}] = [L_{rr}][Iracbde] + [M_{rs}][Isabcde] \quad (\text{I.10})$$

Les matrices des inductances stator et rotor sont données avec ($\alpha = 2\pi/5$) :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M & M & M & M \\ M & L_s & M & M & M \\ M & M & L_s & M & M \\ M & M & M & L_s & M \\ M & M & M & M & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M & M & M & M \\ M & L_r & M & M & M \\ M & M & L_r & M & M \\ M & M & M & L_r & M \\ M & M & M & M & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] \quad (\text{I.13})$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

Où :

θ : Est l'angle qu'entre l'axe magnétique de la phase « a » au rotor et la même phase au stator.

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

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

I.4.4 Equation mécanique de la machine

L'équation de rotation de la machine est régie par l'équation dynamique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{I.14})$$

Avec :

J : Le moment d'inertie de la machine

C_{em} : Le couple électromagnétique

C_r : Le couple résistant (couple de la charge)

Ω : La vitesse angulaire de rotation

f : Coefficient de frottements

I.5 Modèle de la machine asynchrone penta-phasée dans le repère (α, β)

I.5.1 Transformation de Park

Cette transformation permet le passage d'un système penta-phasée de composantes (a, b, c, d, e) à un autre système biphasé (α, β) équivalent. Elle est donnée par $T(\theta_r)$, θ_r ou est l'angle de rotation rotorique respectant les axes de référence .

$$T(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{6\pi}{5}) & \cos(\theta_r - \frac{8\pi}{5}) \\ \sin(\theta_r) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) & \sin(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) & \sin(\theta_r - \frac{6\pi}{5}) & \sin(\theta_r - \frac{8\pi}{5}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

La figure suivante montre une représentation simplifiée d'un système penta phases et son système biphasés équivalent.

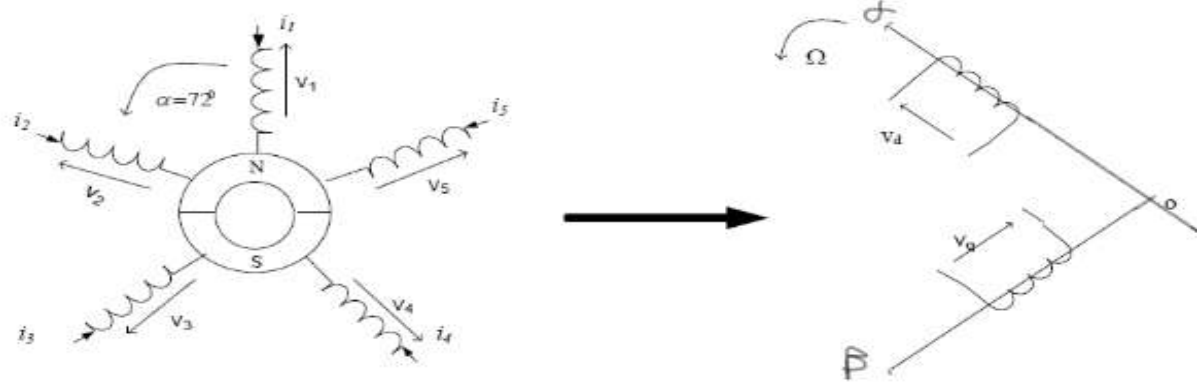


Figure I.3 : Transformation de Park appliquée sur une machine à induction à cinq phases

I.5.2 Application de la transformation de Park à la MASP

a. Equations des tensions

Pour stator

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = R_s I_{\alpha s} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{\beta s} = R_s I_{\beta s} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (I.16)$$

Pour rotor

$$\begin{cases} V_{\alpha r} = R_r I_{\alpha r} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} - \omega_r \phi_{\beta r} \\ V_{\beta r} = R_r I_{\beta r} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \phi_{\alpha r} \end{cases} \quad (I.17)$$

b. Equations de flux

$$\begin{cases} \phi_{\alpha s} = L_s I_{\alpha s} + L_m I_{\alpha r} \\ \phi_{\beta s} = L_s I_{\beta s} + L_m I_{\beta r} \end{cases} \quad (I.18)$$

$$\begin{cases} \phi_{\alpha r} = L_r I_{\alpha r} + L_m I_{\alpha s} \\ \phi_{\beta r} = L_r I_{\beta r} + L_m I_{\beta s} \end{cases} \quad (I.19)$$

L_s : inductance cyclique statorique.

L_r : inductance cyclique rotorique.

L_m : inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

c. Equations du couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{5}{2} P (\phi_{\beta s} I_{\alpha s} - \phi_{\alpha s} I_{\beta s}) \quad (I.20)$$

P : Le nombre de pôles

d. Modèle d'état de la machine dans le repère lié au stator (α - β) (I.21)

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} I_{\alpha s} \\ \frac{d}{dt} I_{\beta s} \\ \frac{d}{dt} \phi_{\alpha s} \\ \frac{d}{dt} \phi_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r) & \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{T_r} \frac{L_r}{L_r} & \omega r \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \\ -\omega & -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r) & -\omega r \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{T_r} \frac{L_r}{L_r} \\ \sigma * L_s & 0 & \frac{L_m}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma * L_s & 0 & \frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix}$$

Avec $T_s = \frac{L_s}{R_s}$: constant de temps statorique.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constant de temps rotorique .

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion.

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

I.6.1 Simulation de MASP avec une alimentation directe

Dans cette manipulation l'alimentation de la machine, se fait avec une source de tension de cinq phases sinusoïdales déphasées entre elles d'un angle électrique de 72° , de fréquence de 50 Hz, avec une amplitude de 220 V délivrées directement par le réseau

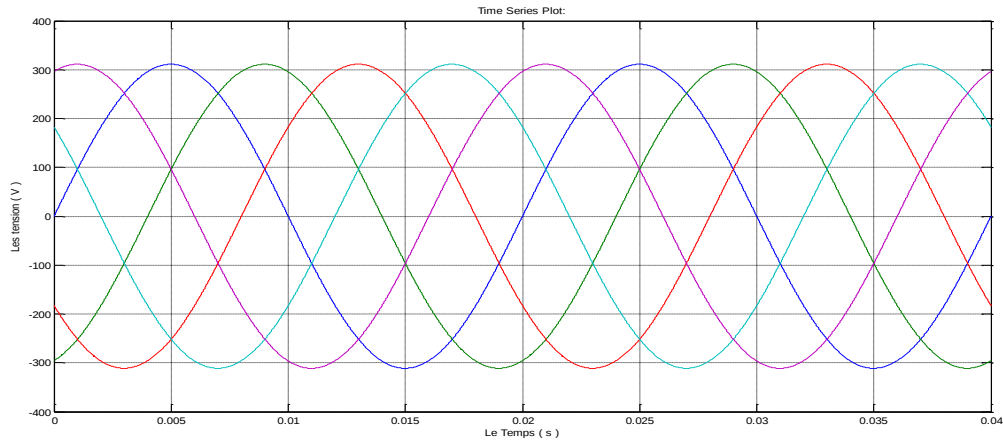


Figure I.4 : Source des tension statorique polyphasé en fonction de temps

I.6.2. Modèle Simulink de la modélisation

Pour visualiser les courants statoriques, la vitesse et le couple de la machine asynchrone penta-phasée, nous avons réalisé son modèle sous Matlab/Simulink.

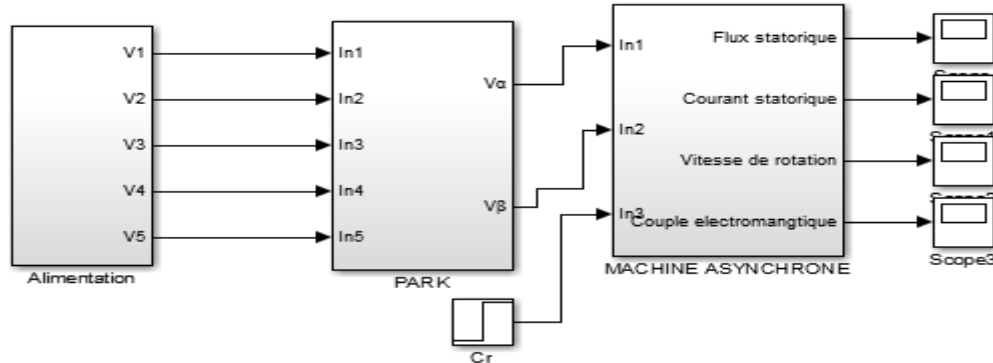


Figure I.5 : Alimentation direct de la machine asynchrone pentaphasée

Les équations obtenues après la modélisation de la machine asynchrone penta-phasée, ont été employées pour établir le modèle si dessous, selon les paramètres qu'on a choisis.

Dans le but de voir la dynamique, nous avons inséré un couple résistant $C_r = 20 \text{ N.m}$ à l'instant $t=1$.

I.6.3. Résultats de la simulation

Les résultats de simulation obtenus sont montrés dans un intervalle de temps de 2 secondes présentés dans un repère lié au stator. Les figures suivantes présentent les différents résultats obtenus :

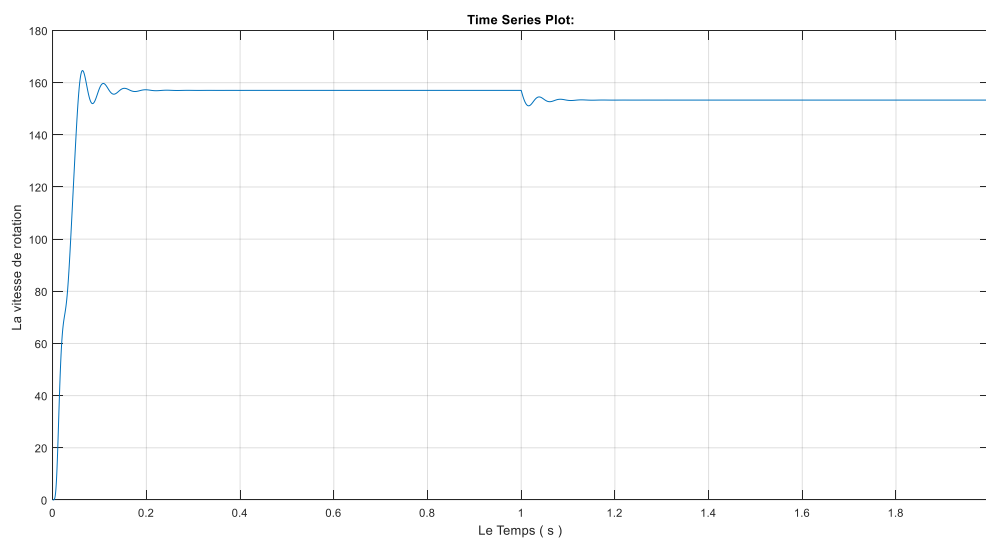


Figure I.6 : Allure de la vitesse en fonction de temps

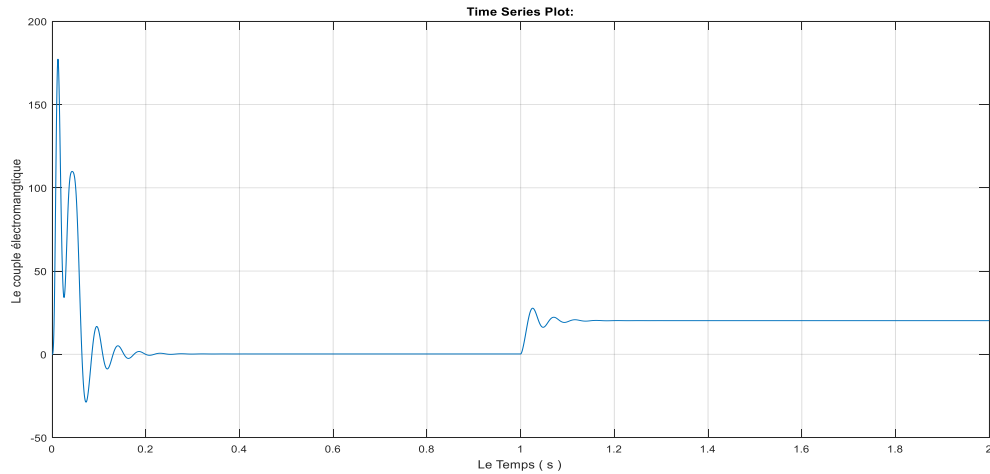


Figure I.7 : Allure du couple électromagnétique en fonction de temps

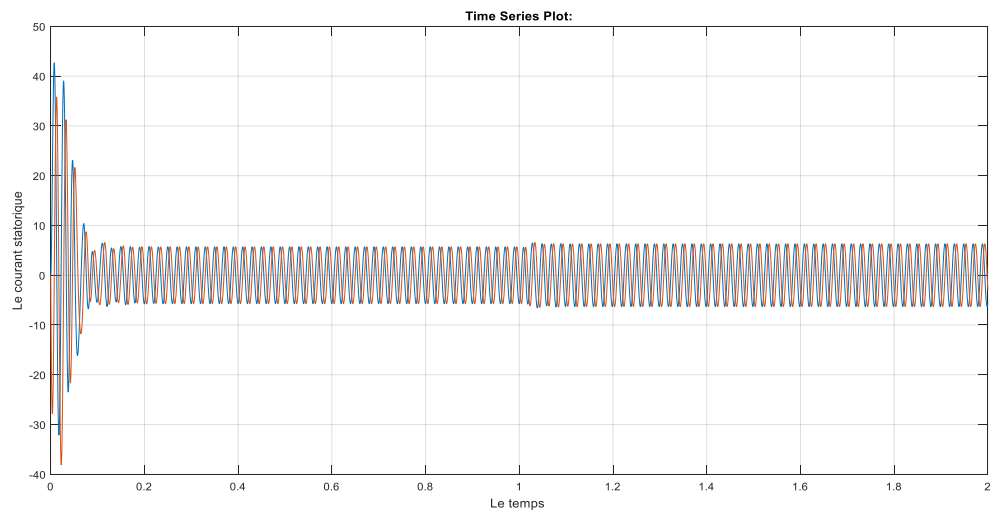


Figure I.8 : Allure du courant statorique α , β en fonction de temps

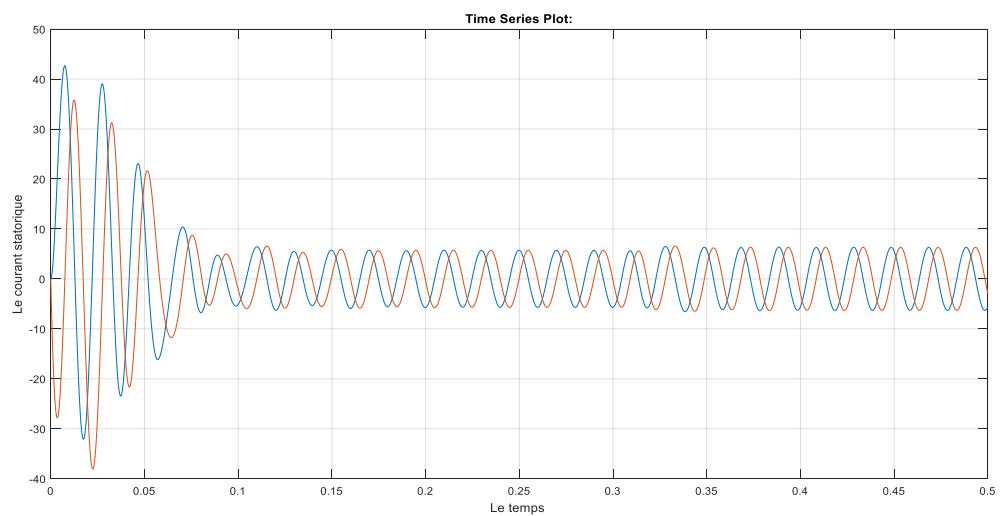


Figure I.9 : Allure du courant statorique α , β $t=0.5s$ en fonction de temps

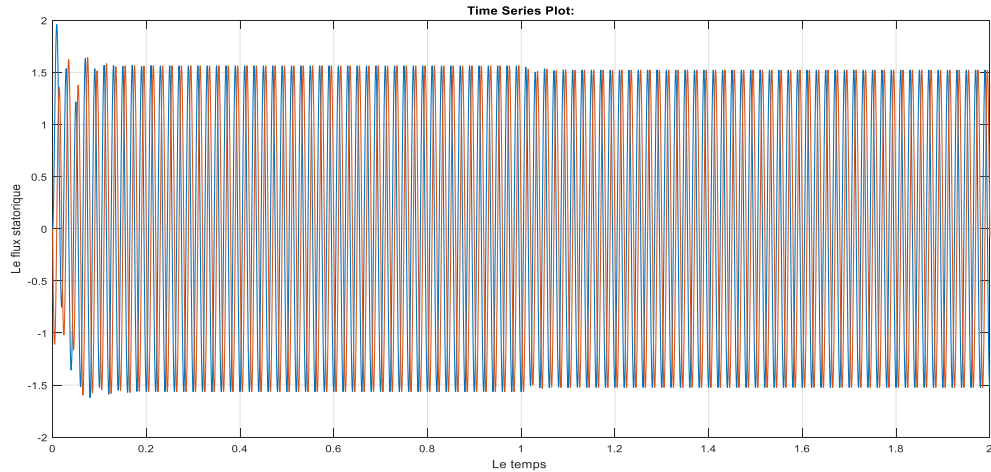


Figure I.10 : Allure de flux statorique α , β en fonction de temps

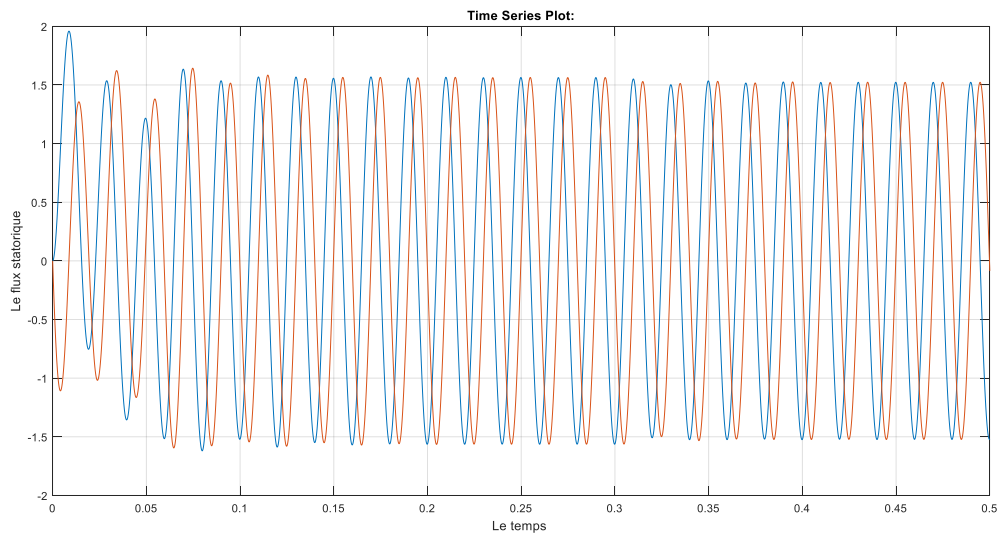


Figure I.11 : Allure de flux statorique α , β $t=0.5s$ en fonction de temps

I.6.4. Interprétations des résultats de simulation

Figure I-6 représente l'évolution de la vitesse en fonction du temps. Au démarrage, la vitesse augmente progressivement et atteint presque la vitesse de synchronisme après 0.2 seconde. Ensuite, lorsque le couple résistant de 20 Nm est appliqué à $t=1s$ seconde, la vitesse diminue légèrement pour se stabiliser à 157 rad/s.

Le couple électromagnétique pendant la période transitoire se manifeste sous la forme d'un couple pulsatoire non périodique, avec un couple de démarrage significatif atteignant 206 Nm. Ce dernier s'ajuste parfaitement avec le couple résistant une fois que le régime permanent est atteint, comme le montre la figure I-7.

Les flux sur l'axe ' α ' et ' β ' présentés sur la figure (I.11) ont une forme sinusoïdale et atteignent leurs valeurs maximales après un régime transitoire très rapide ensuite leurs valeurs maximales diminuent lors de l'application de la charge avec une petite réduction presque négligeable.

I.6.5. Alimentation avec onduleur

L'onduleur penta phasé est composé de cinq bras identiques, chacun contenant deux interrupteurs montés en série. Ces interrupteurs sont contrôlés et représentés par des transistors et des diodes montées en inverse [2].

L'onduleur utilisé dans notre étude est un onduleur à deux niveaux, dont le schéma structurel est illustré par Figure I.12 qui illustre le schéma structurel d'un onduleur deux niveaux cinq phases alimentant le stator de la machine asynchrone penta phasée. Le montage onduleur à deux niveaux est constitué de 10 interrupteurs bidirectionnels en tension, chaque interrupteur est constitué d'un transistor et d'une diode de récupération montée en tête-bêche. Les couples d'interrupteurs (k_{11} , k_{12}), (k_{21} , k_{22}), (k_{31} , k_{32}), (k_{41} , k_{42}), (k_{51} , k_{52}) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [2].

Les interrupteurs de chaque bras doivent être commandés de façon complémentaire afin d'éviter le court-circuit de la source d'une part et d'assurer la continuité de l'alimentation de la charge en courant alternatif d'autre part[2].

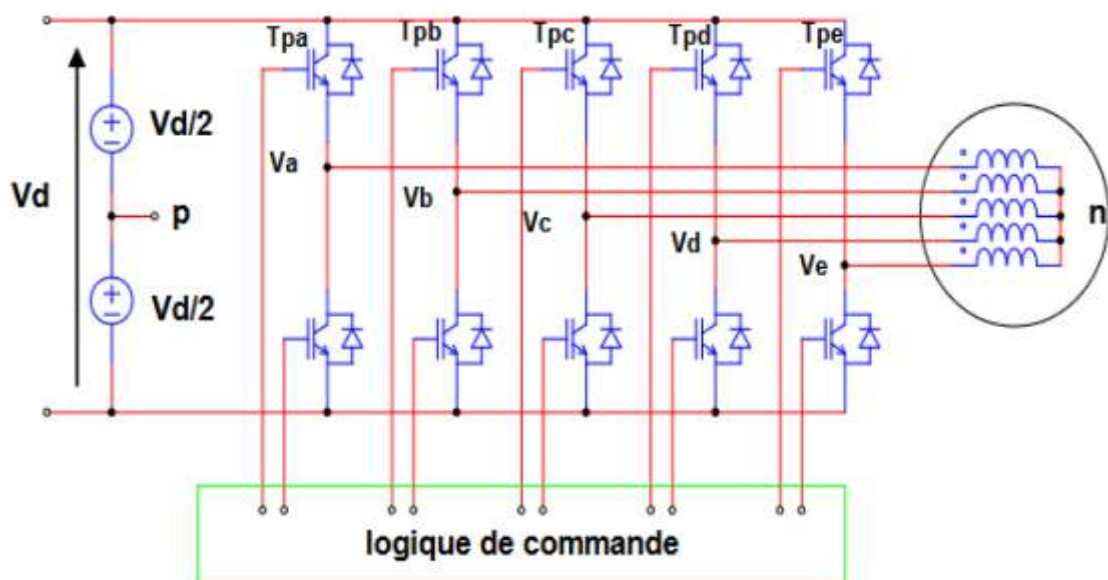


Figure I.12 : Schéma de principe de l'onduleur de tension penta-phasé

I.6.6 Modélisation de l'onduleur

La symétrie des bras de l'onduleur nous permet de simplifier l'étude de l'onduleur à un seul bras.

Pour simplifier le modèle de l'onduleur, on suppose que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable (supposés idéalisés),
- La charge est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

I.6.6.1 Commandabilité de l'onduleur

On suppose dans ce qui suit que le convertisseur en question est en mode commandable, cela veut dire que les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des interrupteurs)

I.6.6.2 Fonction d'état des interrupteurs

Les états d'ouverture ou de fermeture des interrupteurs de l'onduleur sont définis par la fonction suivante :

Avec : k est le numéro du bras de l'onduleur ($k=1, 2, 3, 4, 5$)

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases VAN, VBN, VCN, VDN, VEN en fonction des signaux de commande FK : $VAN, VBN, VCN, VDN, VEN = Vdc$.

I.6.6.3 Fonction de conversion

Les tensions entre chaque bras de l'onduleur et le point fictif (O) sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} VAN(t) = va(t) + vnN(t) \\ VBN(t) = vb(t) + vnN(t) \\ VCN(t) = vc(t) + vnN(t) \\ VDN(t) = vd(t) + vnN(t) \\ VEN(t) = ve(t) + vnN(t) \end{cases} \quad (I.22)$$

Comme le système est supposé équilibré alors :

$$VAN + VBN + VCN + VDN + VEN = 0$$

En supposant une tension cinq phase équilibrée dont la somme instantanée est toujours nulle, on obtient :

$$(t) = \left(\frac{1}{5}\right) (VA(t) + VB(t) + VC(t) + VD(t) + VE(t)) \quad (I.23)$$

En remplaçant l'équation (I.24) dans l'équation (I.23), les expressions suivantes pour la tension phase-neutre sont obtenues:

$$\begin{cases} va(t) = (\frac{4}{5})(VA(t) - (\frac{1}{5})(VB(t) + VC(t) + VD(t) + VE(t))) \\ vb(t) = (\frac{4}{5})(VB(t) - (\frac{1}{5})(VA(t) + VC(t) + VD(t) + VE(t))) \\ vc(t) = (\frac{4}{5})(VC(t) - (\frac{1}{5})(VB(t) + VA(t) + VD(t) + VE(t))) \\ vd(t) = (\frac{4}{5})(VD(t) - (\frac{1}{5})(VB(t) + VC(t) + VA(t) + VE(t))) \\ ve(t) = (\frac{4}{5})(VE(t) - (\frac{1}{5})(VB(t) + VC(t) + VD(t) + VA(t))) \end{cases} \quad (I.24)$$

L'équation (I.25) peut également être écrite en utilisant la définition de la fonction de commutation

$$\begin{cases} Vsa = \frac{V_{Dc}}{5} (4 * Sap - Sbp - Scp - Sdp - Sep) \\ Vsb = \frac{V_{Dc}}{5} (-Sap + 4 * Sbp - Scp - Sdp - Sep) \\ Vsc = \frac{V_{Dc}}{5} (-Sap - Sbp + 4 * Scp - Sdp - Sep) \\ Vsd = \frac{V_{Dc}}{5} (-Sap - Sbp - Scp + 4 * Sdp - Sep) \\ Vse = \frac{V_{Dc}}{5} (-Sap - Sbp - Scp - Sdp + 4 * Sep) \end{cases} \quad (I.25)$$

Où:

$Vk = Sk.V_{dc}$; $k \in A, B, C, D, E$

On aura la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} Vsa \\ Vsb \\ Vsc \\ Vsd \\ Vse \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Sa \\ Sb \\ Sc \\ Sd \\ Se \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

I.6.7 Stratégie de commande de l'onduleur penta-phasée

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

La commande de l'onduleur penta-phasée par modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique utilisée pour contrôler la tension et la fréquence de sortie d'un onduleur à cinq phases. Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir), généralement sinusoïdale, avec une porteuse triangulaire bipolaire. Cette méthode de modulation permet de transformer une tension continue en une tension alternative de forme d'onde souhaitée en ajustant la largeur des impulsions de commutation. La MLI optimise l'efficacité énergétique et la qualité de la puissance fournie, tout en minimisant les harmoniques indésirables et les pertes de commutation.[5]

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

L'indice de modulation m qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence de la tension de référence f :

$$M = \frac{fp}{f}$$

Taux de modulation r qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence Taux V_m et celle de la porteuse U_{pm} :

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}}$$

I.6.8. Simulation de l'ensemble onduleur-machine

Dans cet essai, la machine est alimentée par un onduleur penta-phasé. Le démarrage s'effectuera à vide, puis à l'instant $t=1$ s une charge de 20 N.m sera imposée pour visualiser le comportement de cette machine .

Le schéma bloc de la simulation de l'ensemble machine-convertisseur est donné par la figure suivante :

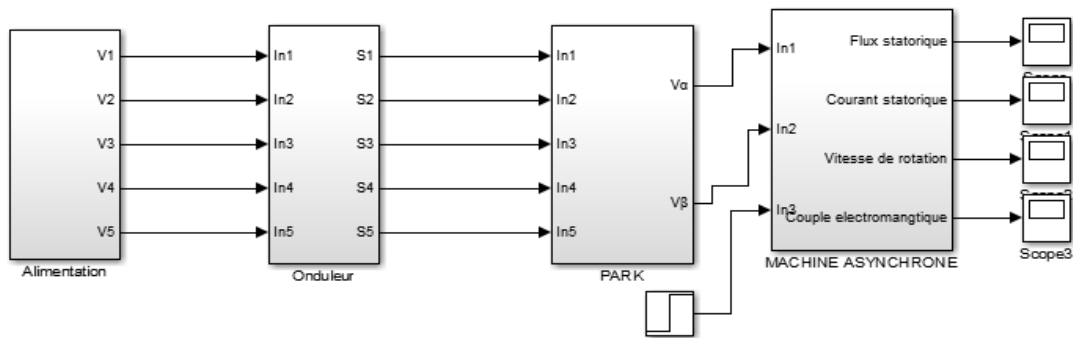


Figure I.13 : Alimentation avec onduleur sur un machine asynchrone

I.6.9. Résultats de la simulation

Les résultats de simulations sont présentés par les figures suivantes :

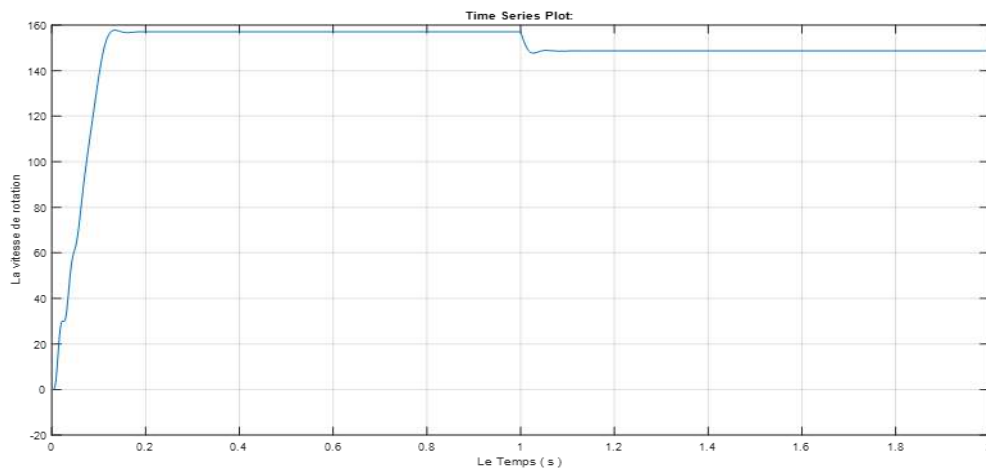


Figure I .14 : Allure de vitesse en fonction de temps

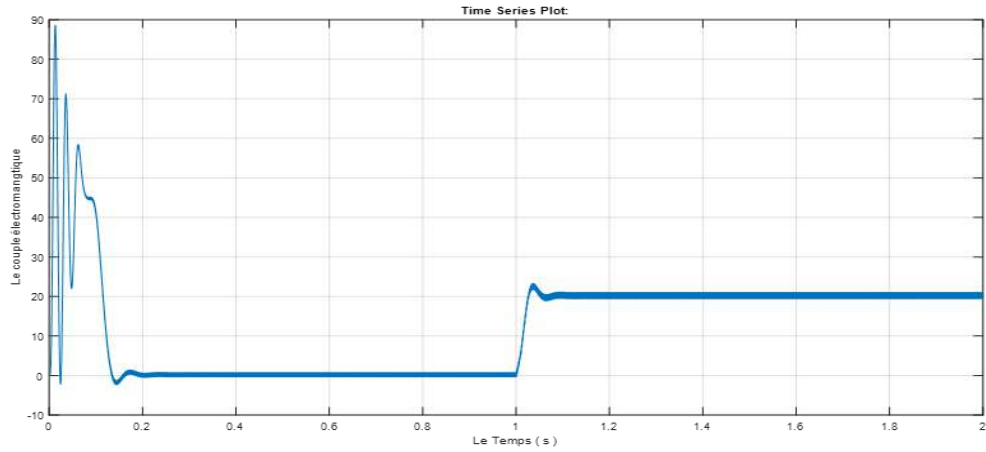


Figure I.15 : Allure de couple électromagnétique en fonction de temps

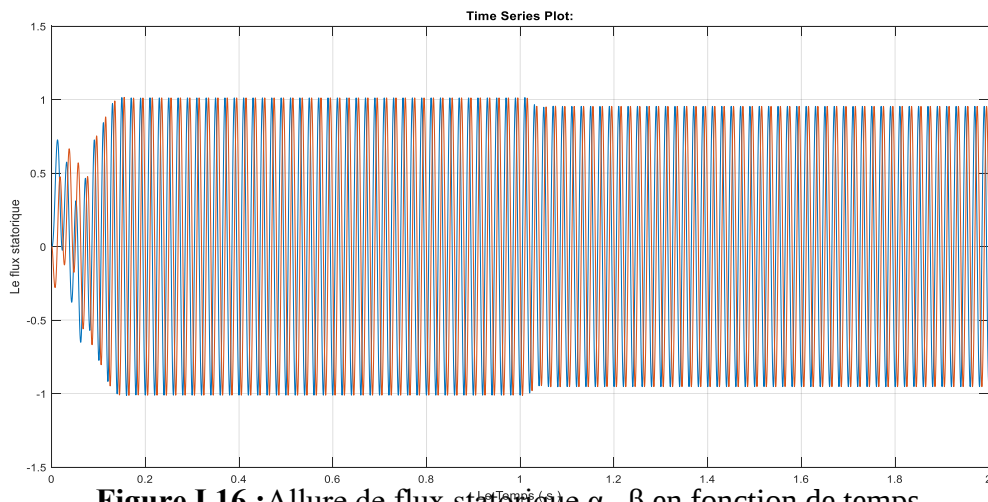


Figure I.16 : Allure de flux statorique α , β en fonction de temps

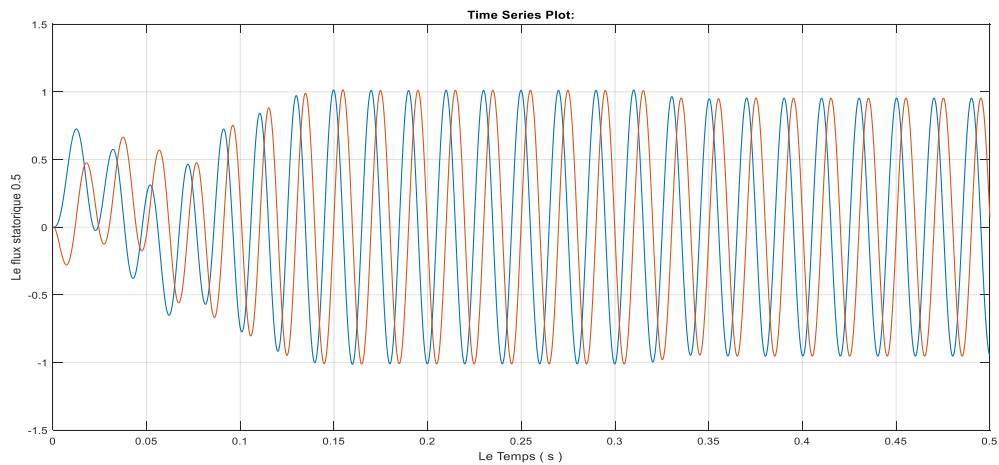


Figure I.17: Allure de flux statorique α , β $t=0.5s$ en fonction de temps

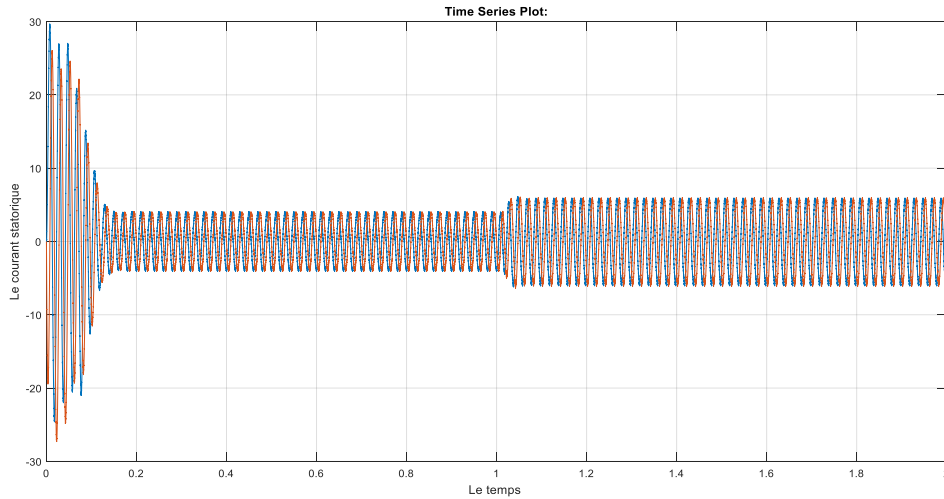


Figure I.18: Allure de courant statorique α , β en fonction de temps

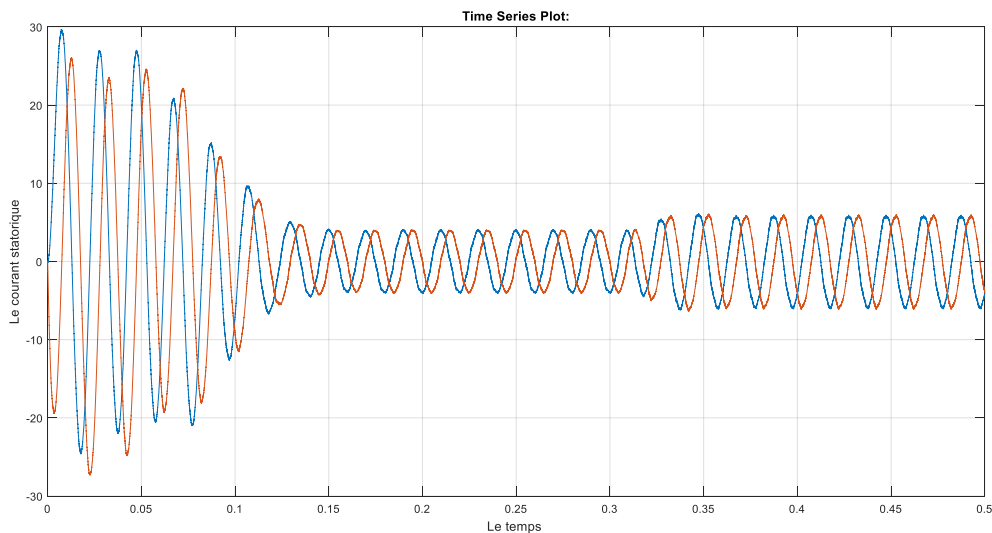


Figure I.19 : Allure de courant statorique α , β $t=0.5s$ en fonction de temps

I.6.10 Interprétation de résultats

Les résultats obtenus sont plus réels que ceux obtenus sans onduleur, puisque l'alimentation de la machine doit être réalisé par un onduleurs penta phasées. Les différentes grandeurs électriques et magnétiques (courant et flux) sont d'une forme sinusoïdale obtenus dans un repère lié au stator.

Pour la vitesse elle atteint une vitesse presque celle de synchronisme et elle diminue lors de l'application de la charge. Pour le couple électromagnétique, il présente des ondulations causées par l'alimentation par la technique de MLI.

I.7. Conclusion

Dans ce chapitre, différents tests ont été menés sur une machine asynchrone polyphasée en utilisant MATLAB réalisés en deux parties distinctes. La première partie concernait l'alimentation directe de la machine sans convertisseur avec l'application de la charge à $t=1s$. La seconde partie utilisait un onduleur statique contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour des tensions équilibrées. La comparaison des résultats a permis de montrer les avantages de l'onduleur MLI, en offrant une meilleure alimentation en tension, ce qui permet une réduction de la distorsion des courants et du taux d'harmoniques. Il a également été constaté que la structure polyphasée de la machine lui donne une robustesse vis-à-vis des défauts. En effet, en cas de défaillance d'une phase de l'onduleur, les autres phases peuvent fournir plus de courant pour maintenir la puissance requise par la charge en assurant ainsi la continuité de service malgré un défaut partiel, ce qui présente un avantage significatif en termes de fiabilité et de disponibilité du système.

Chapitre II

Commande directe du couple DTC d'une machine asynchrone penta phasée

II.1 Introduction

La commande directe de couple (DTC) est une stratégie de contrôle avancée pour les entraînements à base de machines à induction. Elle a été développée au milieu des années 80 par Takahashi. Son principal avantage est sa capacité à contrôler directement et de manière découplée le couple et le flux statorique de la machine. La DTC offre une dynamique rapide et précise du contrôle du couple. Cette approche révolutionnaire marque un tournant dans le domaine du contrôle des machines électriques.[6] [7]

II.1.1 Principe de la DTC

Le principe fondamental de la commande directe de couple (DTC) réside dans la régulation directe du couple de la machine électrique, qui déterminent l'état de fonctionnement de la machine. Les deux grandeurs principales contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique développé. L'estimation du flux magnétique du stator est réalisée en intégrant la tension d'alimentation du stator dans le temps. Quant au couple, son estimation s'effectue en le considérant comme le produit vectoriel du vecteur de flux statorique et du vecteur de courant statorique. Le flux estimé est ensuite comparé à sa valeur de consigne définie. Si le couple ou le flux sort d'une plage de tolérance prédéfinie autour de la consigne, les transistors de l'onduleur sont commutés vers le prochain état admissible de manière à ramener rapidement ces grandeurs dans la plage de fonctionnement autorisée. Il s'agit donc d'une stratégie de commande par hystérésis, basée sur des correcteurs à logique tout-ou-rien. Afin de réduire les oscillations indésirables de couple induites par ce type de régulateurs à hystérésis, il est préférable d'appliquer la commande DTC avec une fréquence de calcul et de commutation élevée au niveau de l'onduleur.[7]

II.1.2 Avantages de la commande DTC

- Une excellente dynamique du couple, avec une réponse rapide aux variations de consigne.
- 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.
- 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 pour l'implémenter, ce qui réduit les coûts matériels.[8]

II.1.3 Inconvénients de la DTC

- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques. [8]

II.1.4 Contrôle du vecteur flux statorique

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

$$\phi_s(t) = \phi_s(t_0) - V_s T_e \quad (\text{II.3})$$

Où

$\phi_s(t_0)$: est le vecteur flux à instant $t=0$, et avec l'hypothèse que la résistance R_s reste constante. Pour simplifier notre étude, on considère les termes comme négligeable $(R_s I)$ par rapport à la tension V_s (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée).

L'extrémité du vecteur flux statorique ϕ_s se déplace sur une droite par le vecteur de tension appliqué V_s .

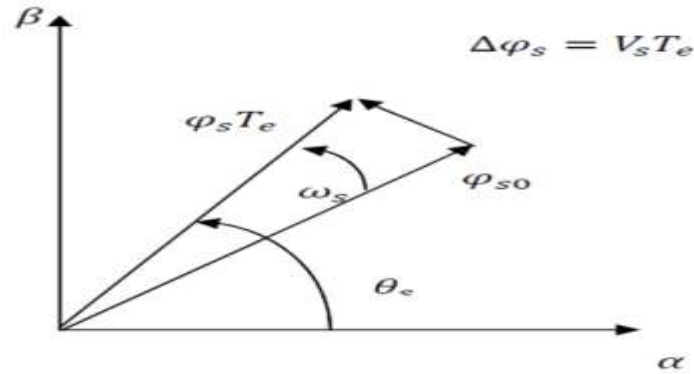


Figure II.1: Exemple sur l'évolution du flux φ_s

La composante du vecteur de tension (composante radiale) change l'amplitude du vecteur flux et la composante (composante tangentielle) change la position du vecteur flux.

II.1.5 Comparateur à hystérésis à deux niveaux

Le comparateur à hystérésis à deux niveaux nous permet d'évaluer l'erreur du flux statorique, où sa sortie (variable logique) indique le dépassement de la bande à hystérésis. $\|\Delta\varphi\|$ est le signe de l'erreur, nous permet de choisir le vecteur de tension qu'on doit appliquer pour agir correctement sur le flux. La valeur de cfx est donnée par :

$$\begin{cases} cfx = 1 & \text{pour } \varepsilon\varphi > |\Delta\varphi| \\ cfx = 0 & \text{pour } \varepsilon\varphi < |\Delta\varphi| \end{cases}$$

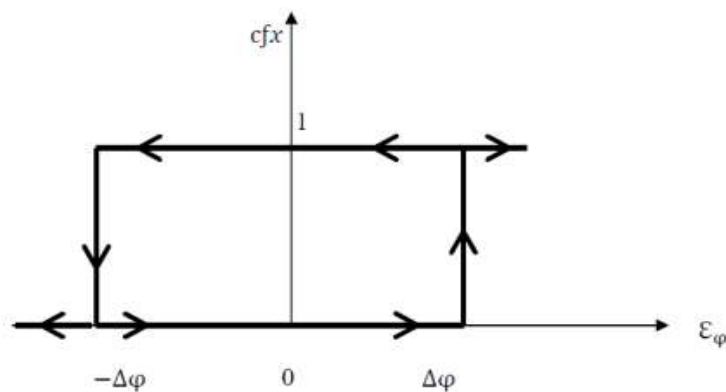


Figure II.2: Comparateur à hystérésis à deux niveaux

Avec :

$$\varepsilon = [\varnothing_{ref} - \varnothing_s] \quad (\text{II.4})$$

$\Delta\varnothing$: Bande a hystérésis du flux

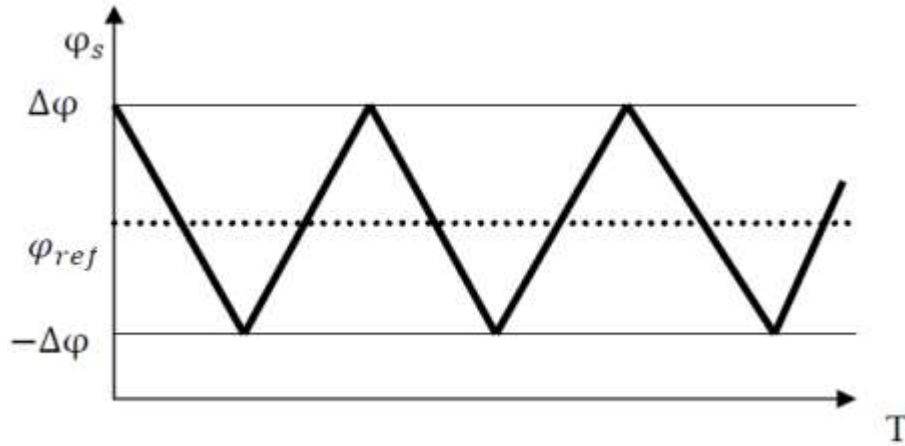


Figure II.3:Évolution du flux statorique dans l'hystérésis

II.1.6 Règle d'évolution du flux statorique

L'expression du flux statorique est obtenue par l'équation suivante :

$$\overline{\varnothing_s}(t) = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \quad (\text{II.5})$$

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

$$\varnothing_{\alpha s}(t) = \int_0^t (V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s}) dt \quad (\text{II.6})$$

$$\varnothing_{\beta s}(t) = \int_0^t (V_{\beta s} - R_s I_{\beta s}) dt \quad (\text{II.7})$$

Les composantes du vecteur de tension sont obtenues à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur et les états des interrupteurs, on applique la transformé de Concordia nous obtenons :

$$V_{s\alpha} = \frac{2}{5} V_{DC} (-S_a \cos(0) - S_b \cos(0 - 2\pi/5) - S_c \cos(0 - 4\pi/5) - S_d \cos(0 + 4\pi/5) - S_e \cos(0 + 2\pi/5))$$

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

Le module du flux statorique s'écrit :

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

La position du vecteur flux statorique s'écrit :

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\varnothing_{s\alpha}}{\varnothing_{s\beta}} \right) \quad (\text{II.10})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique

II.1.7 Contrôle du couple

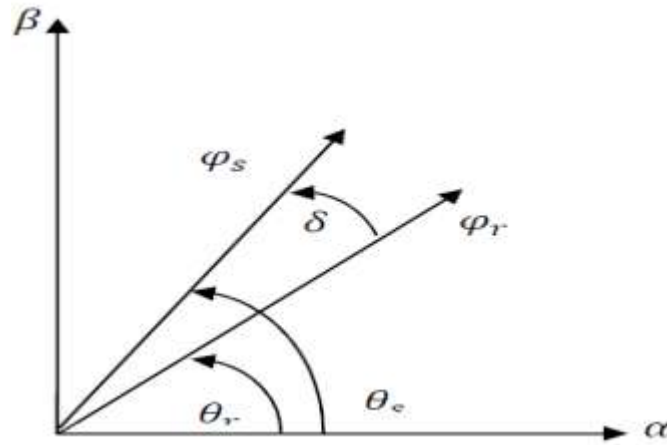


Figure II.4: Représentation des figures ϕ_s et ϕ_r

Le couple est exprimé par :

$$C_e = k |\phi_r| |\phi_s| \sin \delta \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$$k = p \frac{5}{2} * \frac{M}{L_s L_r \sigma} \quad (\text{II.12})$$

Tel que :

ϕ_s : Module du vecteur flux statorique.

ϕ_r : Module de vecteur flux rotorique.

δ : Angle entre le vecteur flux statorique et rotorique.

- ✓ A partir de l'équation du couple on peut affirmer que le couple dépend des amplitudes des deux vecteurs ϕ_s et ϕ_r tous aussi bien que de l'angle.

En sachant que, le flux rotorique est défini constant, et en admettant que l'amplitude du flux statorique est maintenue constante, on peut dire que la maîtrise de l'écart angulaire entre le flux statorique et le flux rotorique nous permettras de réguler le couple électromagnétique.

La composante tangentielle du vecteur de tension nous permet de faire varier l'écart angulaire d'où la conclusion, que cette même composante nous permet de faire varier le couple électromagnétique.

Cette régulation est rendue possible grâce à deux types de comparateurs à hystérésis, comparateur à deux niveaux, et comparateur à trois niveaux. Le premier présente l'avantage de

la simplicité de contrôle, mais dans un seul sens de rotation de la machine, tandis que le deuxième permet le contrôle dans les deux sens .[3]

II.1.8 Comparateur à hystérésis à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, 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 en valeur absolue ($ccpl = 1$ pour consigne positive et $ccpl = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($ccpl = 0$).[7]

La fonction de sortie du correcteur du couple est définie de telle qu'il respecte la condition suivante :

$$|C_{eref} - C_e| < \varepsilon \quad (\text{II.13})$$

Avec C_{eref} peut être négatif.

La sortie du comparateur à hystérésis à trois niveaux est donnée par :

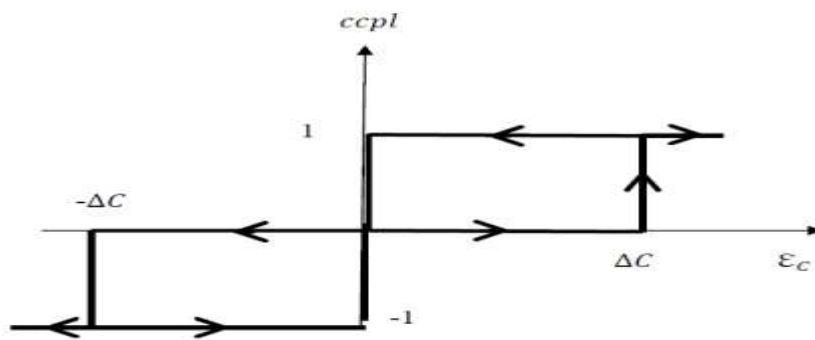


Figure II.5: Comparateur à hystérésis à trois niveaux

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

$$C_e = p(\phi_s \alpha I_s \beta - \phi_s \beta I_s \alpha) \quad (\text{II.14})$$

Le couple électromagnétique est proportionnel au flux magnétique, et donc à la tension. Le couple varie en fonction de la composante tangentielle du vecteur de tension. Tandis que la valeur du flux magnétique statorique varie en fonction de la composante radiale du vecteur de tension.

Pour maintenir constants le flux statorique et le couple électromagnétique, on peut appliquer l'un des vecteurs nuls. Ce vecteur est choisi en fonction du nombre de commutations requises, où le vecteur le plus proche du dernier vecteur appliqué est sélectionné pour avoir le minimum de commutations possible.

La régulation du couple électromagnétique et du flux statorique se fait simultanément, ce qui nécessite de prendre en compte les exigences dynamiques des deux grandeurs en même temps.[9]

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 de vecteur de tension V_s dépend de la position de $\bar{\phi}_s$, de la variation souhaitée de son module, de son sens de rotation et de la variation de couple.

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

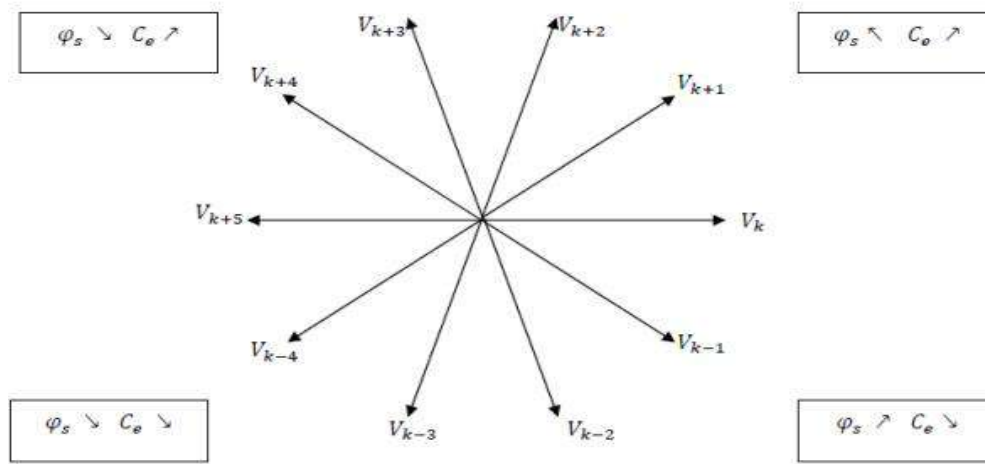


Figure II.6: Choix des vecteurs de tension

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-4} est sélectionné alors ϕ_s croît C_e décroît.
6. Si V_{k-3} est sélectionné alors ϕ_s croît C_e décroît.
7. Si V_{k-2} est sélectionné alors ϕ_s décroît C_e décroît.
8. Si V_{k-1} est sélectionné alors ϕ_s décroît C_e décroît.
9. Si V_{11} et V_0 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\bar{\phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux $\bar{\phi}_s$ reste inchangée.[9]

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 N_i de position de $\bar{\phi}_s$. 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_{10}	V_1	2 niveaux	3 niveaux
	$C_{cpl}=0$	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 niveaux
	$C_{cpl}=0$	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 la commande DTC appliquée à notre machine est présentée par la figure suivante, où les estimateurs du flux et du couple sont montés

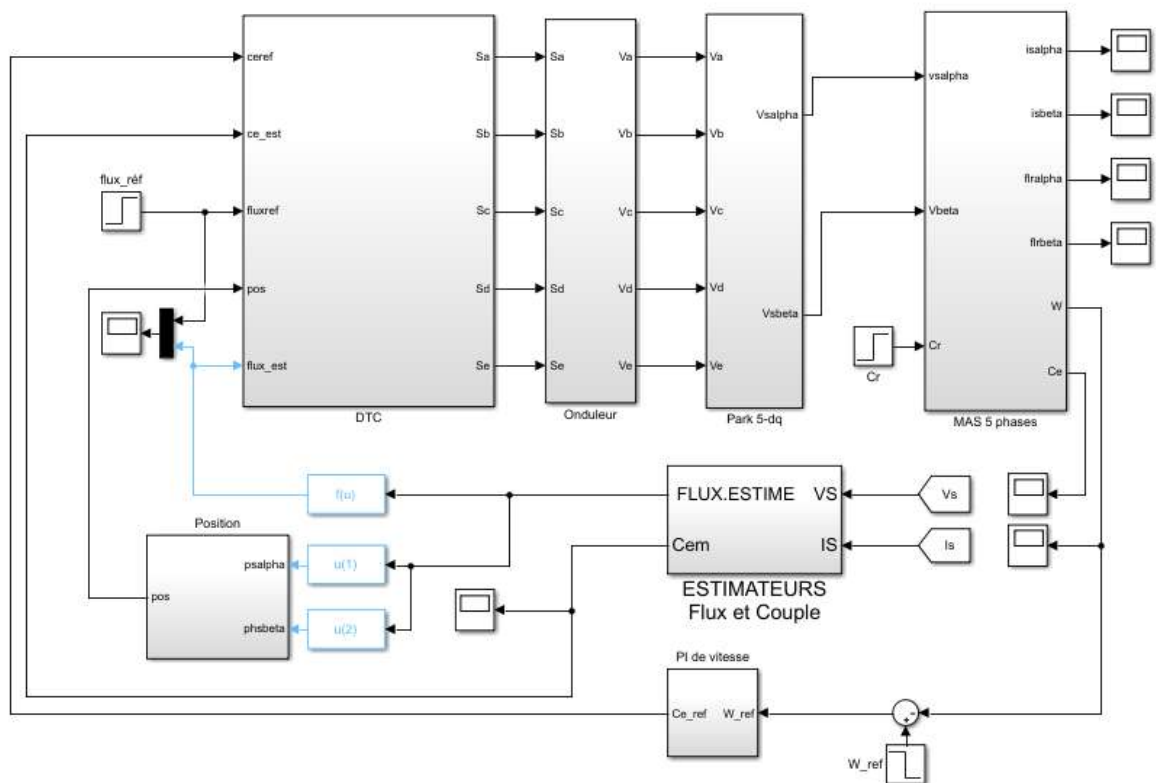


Figure II.7: Schéma bloc du contrôle direct de couple (DTC)

II.1.12 Résultats de la simulation

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

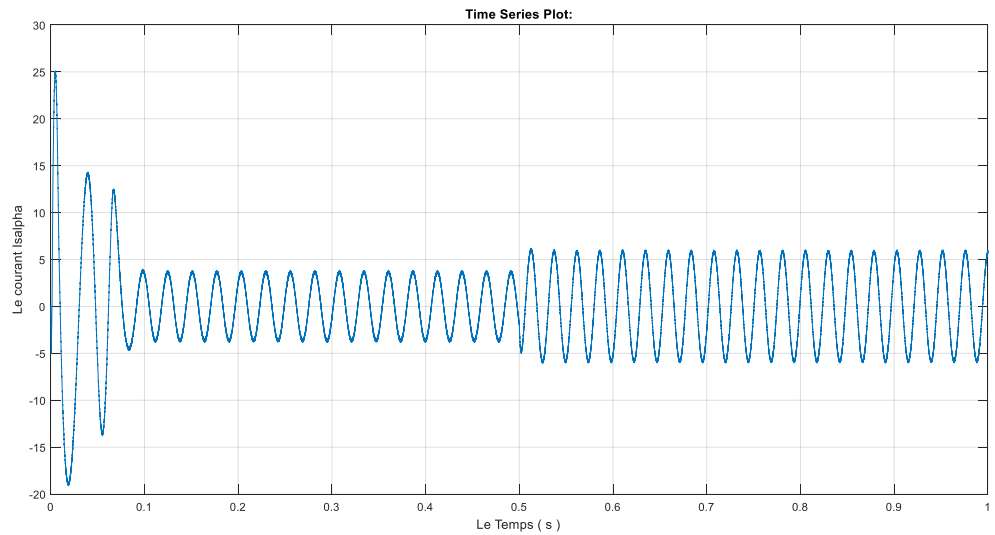


Figure II.8: Allure de courant statorique alpha en fonction de temps

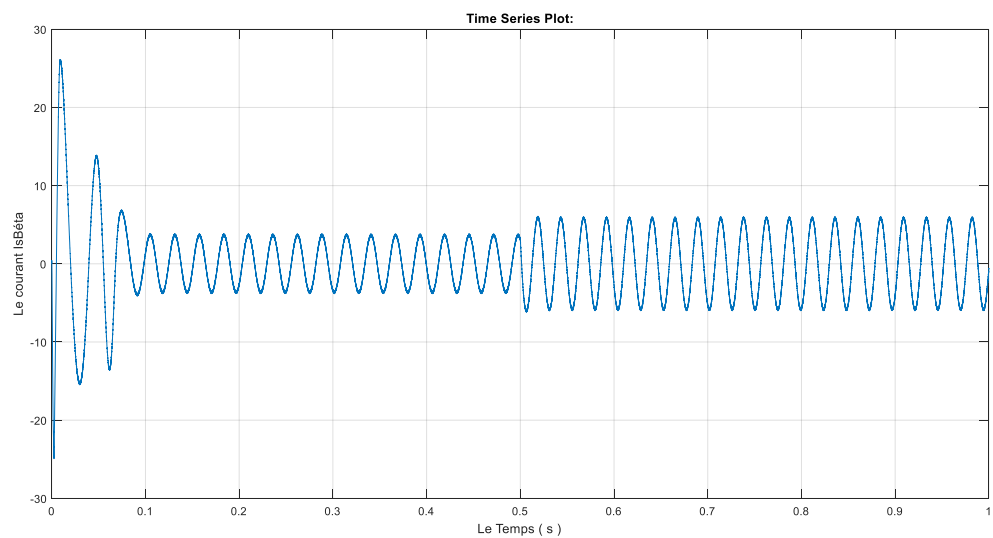


Figure II.9: Allure de courant statorique bêta en fonction de temps

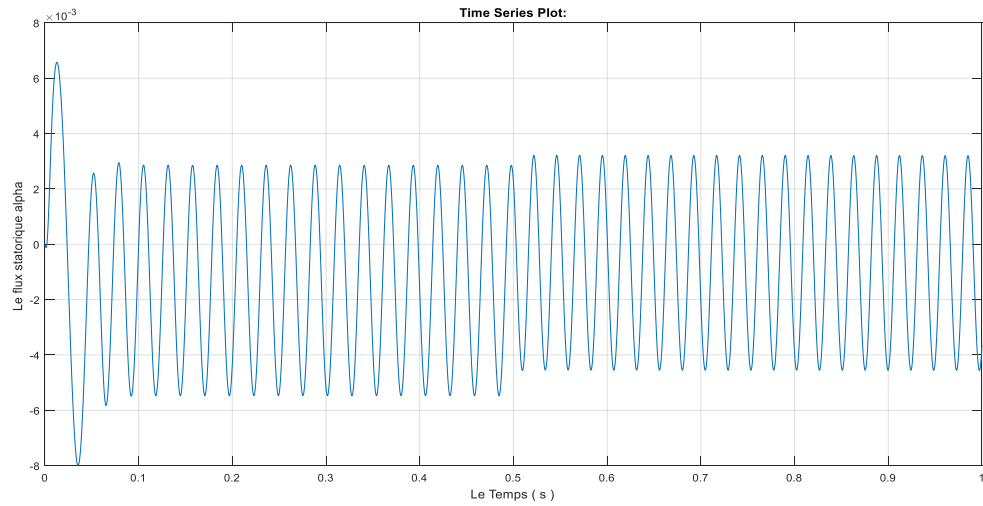


Figure II.10: Allure de flux statorique alpha en fonction de temps

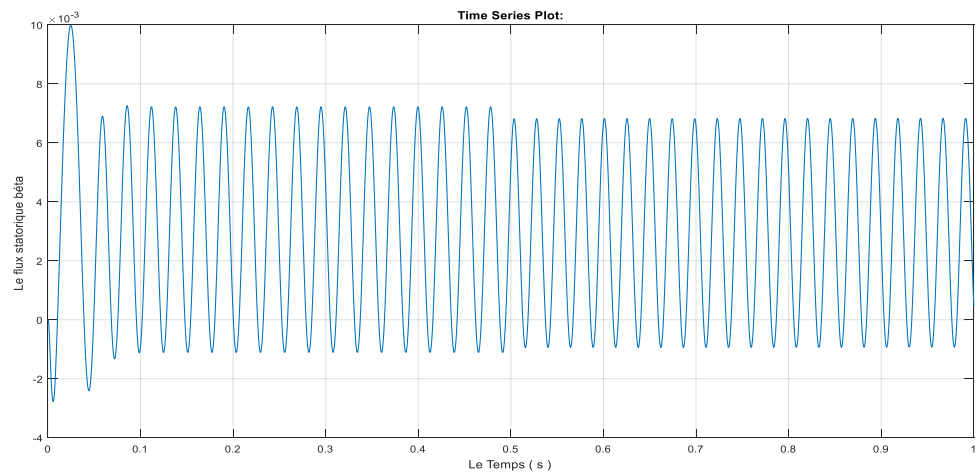


Figure II.11: Allure de flux statorique bêta en fonction de temps

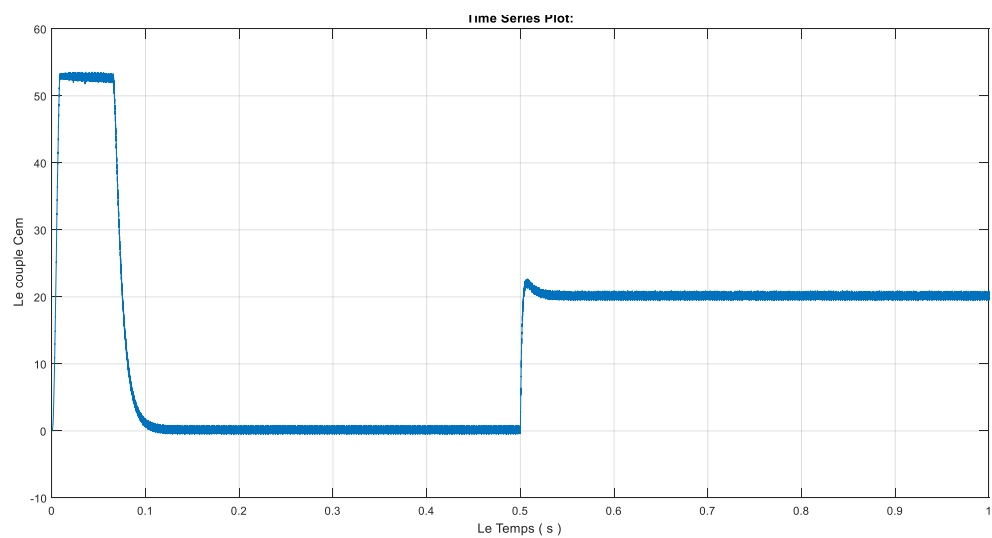


Figure II.12: Allure de couple électromagnétique en fonction de temps

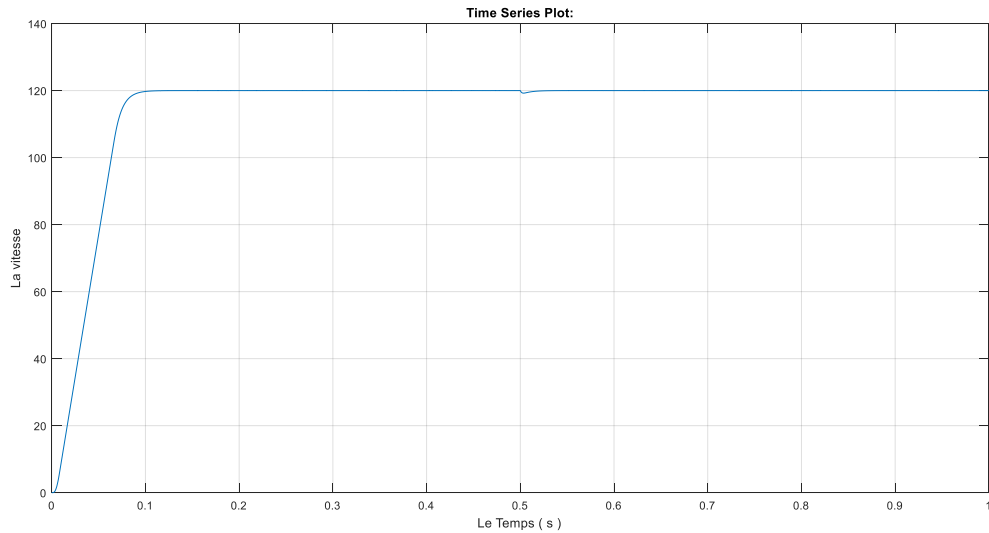


Figure II.13: Allure de vitesse de rotation en fonction de temps

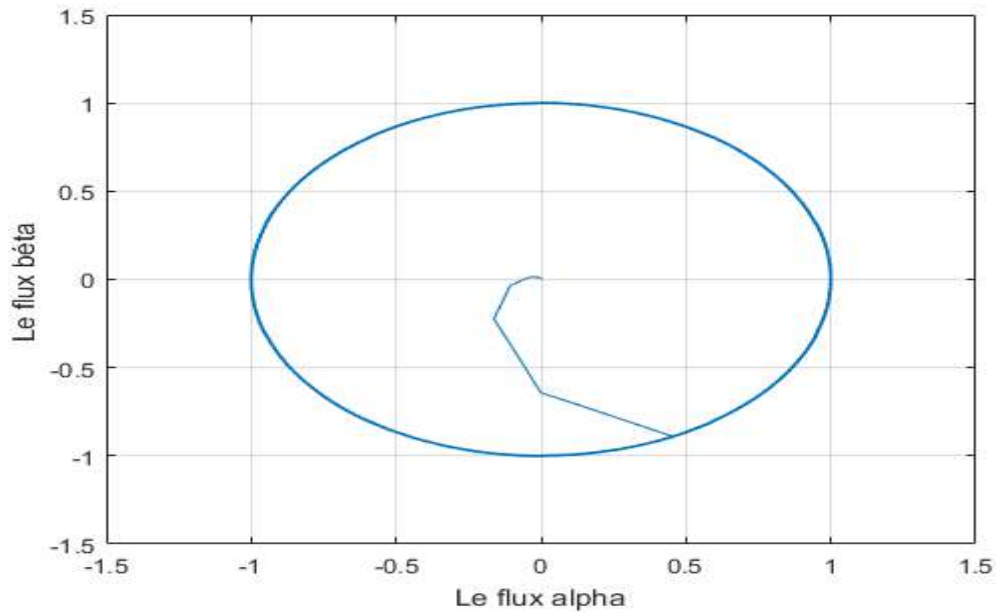


Figure II.14: Allure de trajectoire du flux statorique sur plan α et β

II.1.13. Interprétations des résultats de simulation

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale limitée 53 [N.m] et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A $t=0.5s$ la machine est chargée par un échelon de couple résistant égal à 20 N.m comme le montre la figure (II.11) On observe aussi, sur la figure (II.12) la réponse de la vitesse à un échelon 120 rad/sec qui montre que la

DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage, en plus la DTC est moins sensible au couple de charge ce qui évide le rejet de perturbation.

Les courbes dans les figure(II.8 et II.9) montrent que le courant statorique répond bien aux variations imposées par le couple, et que le courant conserve une forme très proche de la sinusoïde. On relève également que le courant statorique s'établit rapidement et ceci sans grand dépassement.

La figure (II.12) montre que la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement des bornes de la bande de contrôle.

II.2 Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié la commande directe de couple en BF, et on a présenté quelques résultats de simulation qui nous ont permis de constater l'évolution de grandeurs électriques, magnétique et mécanique de notre machine. Les résultats obtenus ont montré une robustesse et fiabilité de la commande vis-à-vis le temps de démarrage et la tenue contre la charge appliquée.

La commande directe du couple reste une approche de contrôle très prometteuse pour les machines électriques. Elle permet d'obtenir d'excellentes performances dynamiques et une grande robustesse, sans nécessité de capteurs mécaniques de la vitesse. La simplicité de la mise en œuvre de la stratégie de commande directe du couple peut présenter une solution particulière pour les applications industrielles modernes exigeantes en termes de la dynamique et de fiabilité.

CHAPITRE III

Commande neuronale d'une machine asynchrone penta phasée

III.1. Introduction

Les réseaux de neurones artificiels connaissent un succès grandissant dans divers domaines de l'ingénierie, Inspirés par le désir de reproduire les raisonnements et comportements propres à la nature, ces réseaux constituent une famille de fonctions non linéaires paramétrées, particulièrement utiles pour la modélisation de processus et la synthèse de lois de commande.[10]

Les réseaux de neurones artificiels sont une technique d'apprentissage numérique basée sur l'arithmétique plutôt que la logique symbolique. Initialement dédiés à la reconnaissance de formes, de la parole et à l'optimisation, leurs remarquables capacités d'apprentissage et d'adaptation les ont rendus attrayants pour la régulation et le contrôle de systèmes électriques complexes. Leur intérêt provient de nombreux avantages comme la facilité d'entraînement, la généralisation, leur architecture simple, leur aptitude à modéliser des relations non linéaires ainsi que leur robustesse aux perturbations et aux données imparfaites. Portés par les progrès technologiques foudroyants, les réseaux de neurones artificiels se répandent rapidement dans de multiples applications, offrant des solutions intelligentes et performantes aux défis de contrôle modernes.[11]

Nous présentons donc dans ce chapitre un état de l'art de ces réseaux de neurones. D'abord, nous rappellerons la définition et les propriétés des réseaux de neurones, avant de décrire les architectures neuronales les plus utilisées,. Nous poursuivrons en exposant les différents types d'apprentissage.

III.2. Définition des réseaux de neurones artificiels

Les réseaux de neurones artificiels (RNA) sont des modèles mathématiques inspirés du fonctionnement du cerveau humain, formés d'un vaste ensemble de fonctions non linéaires interconnectées en parallèle. Ils permettent de construire, par apprentissage à partir de données, une grande variété de modèles et de correcteurs non linéaires capables d'approximer des relations complexes.

Un RNA est composé de multiples unités de calcul non linéaire simples appelées neurones artificiels, reliées entre elles par des connexions pondérées. En recevant des signaux d'entrée de l'extérieur, le réseau propage l'information de neurone en neurone et produit des signaux de sortie qui correspondent aux activations de certains neurones.

Ces réseaux peuvent être statiques (non bouclés) ou dynamiques (bouclés avec rétroactions), agissant comme des filtres non linéaires à temps discret. Leur architecture fortement parallèle et distribuée, avec des neurones opérant simultanément de manière interconnectée, leur confère une puissance de calcul et une robustesse remarquables.

Ces derniers sont les plus utilisés dans le domaine de la modélisation et de la commande des procédés. Ils sont constitués d'un nombre fini de neurones qui sont arrangés sous forme de couches. Les neurones de deux couches adjacentes sont interconnectés par des poids. L'information dans le réseau se propage d'une couche à l'autre, on dit qu'ils sont de type « feed-forward ». Nous distinguons trois types de couches :

- **Couche d'entrée** : les neurones de cette couche reçoivent les valeurs d'entrée du réseau et les transmettent aux neurones cachés. Chaque neurone reçoit une valeur, il ne fait pas donc de sommation.
- **Couches cachées** : chaque neurone de cette couche reçoit l'information de plusieurs couches précédentes, effectue la sommation pondérée par les poids, puis la transforme selon sa fonction d'activation qui est en général une fonction sigmoïde. Par la suite, il envoie cette réponse aux neurones de la couche suivante.
- **Couche de sortie** : elle joue le même rôle que les couches cachées, la seule différence entre ces deux types de couches est que la sortie des neurones de la couche de sortie n'est liée à aucun autre neurone.[12],[13]

III.3. Neurone biologique

Le cerveau humain se compose de deux hémisphères latéraux interconnectés par le corps calleux et d'autres faisceaux d'axones. Il pèse moins de deux kilogrammes et abrite environ mille milliards de cellules, parmi lesquelles 100 milliards de neurones formant des réseaux. Les neurones, ou cellules nerveuses, se décomposent en quatre parties principales.

- Les dendrites, sur lesquelles les autres cellules entrent en contact synaptique, c'est par les dendrites que se fait la réception des signaux.
- Le corps de la cellule, c'est l'unité de traitement.
- L'axone, où passent les messages accumulés dans le corps de la cellule : l'envoi de l'information se fait par l'axone.
- Les synapses par lesquelles la cellule communique avec d'autres cellules, ce sont des points de connexion par où passent les signaux de la cellule.

Un neurone stimulé envoie des impulsions électriques ou potentiels d'action à d'autres neurones. Ces impulsions se propagent le long de l'axone unique de la cellule. Au point de contact entre neurones, les synapses, ces impulsions sont converties en signaux chimiques. Quand l'accumulation des excitations atteint un certain seuil, le neurone engendre un potentiel d'action, d'une amplitude d'environ 100 mV et pendant une durée de 1 ms.[14]

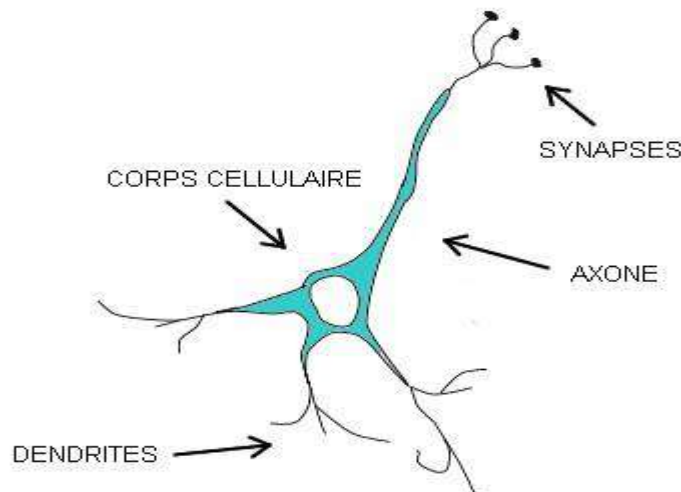


Figure III.1:Schéma d'un réseau de neurones biologiques.

III.4.Neurones formel

Et processus de base. Il reçoit un nombre variable d'entrées de neurones appartenant au niveau amont. Chaque entrée est associée à un poids W représentant la force de connexion. Chaque processus de base a une sortie unique, puis la branche est sortie pour fournir un nombre variable de neurones qui appartiennent à un certain niveau en aval. Chaque connexion est associée à un poids.[15]

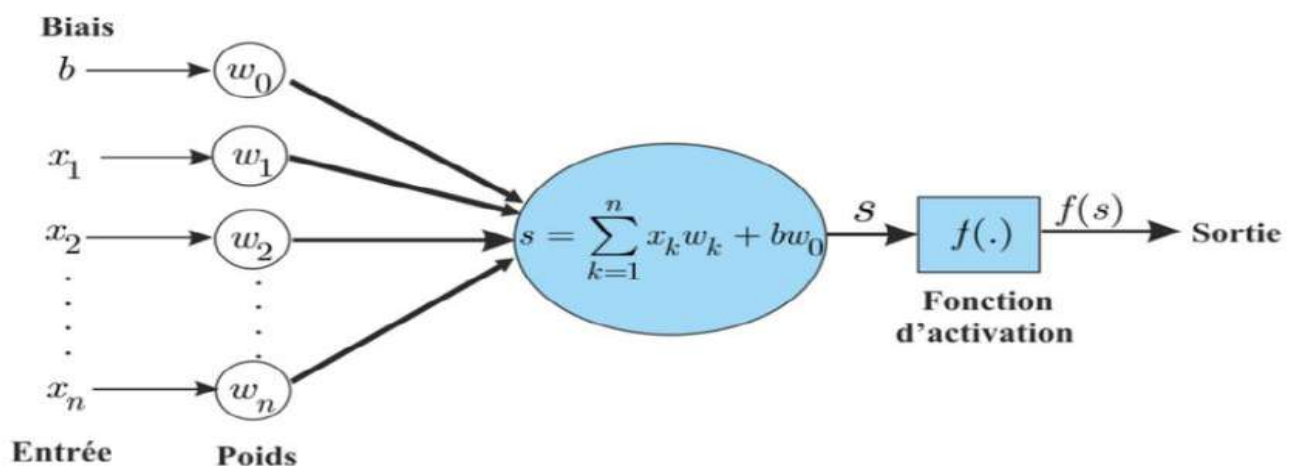


Figure III.2:Neurones formel

III.4.1. Modélisation d'un neurone formel

Des neurones formels Les réseaux de neurones formels sont à l'origine de tentatives de modélisation mathématique du cerveau humain. Les premiers travaux remontent à 1943 et sont l'œuvre de Mac Culloch et Pitts. Ils représentent un modèle neuronal très simple et explorent les possibilités de ce modèle. [12]

La modélisation comprend la réalisation d'un système de réseau neuronal dans un aspect non biologique mais artificiel, donc pour chaque élément qui constitue un neurone biologique, un neurone formel a sa relation correspondante.

Le tableau suivant résume la modélisation, qui permettra de voir clairement le passage des neurones biologiques aux neurones formels:

Neurones biologique	Neurones formel
Synapses	poids de connexions
Axones	signal de sortie
Dendrites	signal d'entrée
Noyau	fonction d'activation

Le modèle de la figure (III.2) est composé de :

- Des entrées du neurone formel , $i=1, 2, \dots, n$.
- Des paramètres de pondération .
- De la fonction d'activation ou de seuillage (non linéaire, forme en sigmoïde, etc....).
- Une sortie du neurone formel.

La sortie du neurone formel est donnée par la relation :

$$S = \sum w_{ij} x_i \pm b \quad (\text{III.1})$$

$$S = w_{11}x_1 + w_{21}x_1 + w_{31}x_3 + \dots + w_{n1}x_n \pm b$$

Il existe de nombreuses formes possibles pour la fonction d'activation. Les plus courantes sont présentées dans les images suivantes. On remarquera qu'à la différence des neurones biologiques dont l'état est binaire, la plupart des fonctions d'activations sont continues, offrant une infinité de valeurs possibles comprises dans l'intervalle $[0, +1]$ ou $[-1, +1]$.

- **Fonction linéaire:** C'est l'une des fonctions d'activation les plus simples, et sa définition est la suivante: $f(x) = x$

Comme le montre la Figure

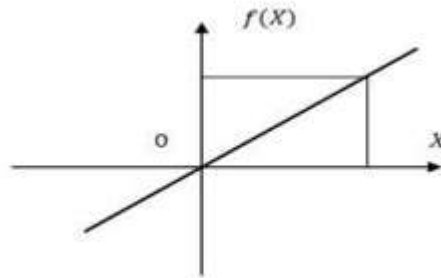


Figure III.3:Fonction linéaire

- **Seuil linéaire ou fonction multi-seuils:** défini comme suit:

$$\begin{aligned} x &\in [u, v] \\ \text{si } x &\geq v \\ \text{si } x &\leq u \end{aligned}$$

$$F(x) = \begin{cases} x \\ v \\ u \end{cases}$$

Cette fonction représente un compromis entre une fonction linéaire et une fonction de seuil; entre les deux barres de saturation, elle fournit une série de réponses possibles pour le neurone. En ajustant la pente linéaire, la plage des neurones peut être affectée. Comme le montre la Figure :

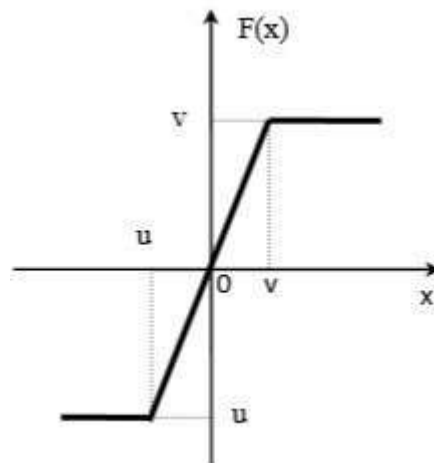


Figure III.4:Fonction linéaire à seuil

- **Fonction sigmoïde:** C'est l'équivalent continu d'une fonction linéaire. La continuité se distingue, notamment parce que sa dérivée est facile à calculer, elle est donc définie par la fonction suivante:

$$F(x) = \frac{1}{1+e^{-x}} \quad (\text{III.2})$$

La disposition de cette fonction est illustrée à la figure :

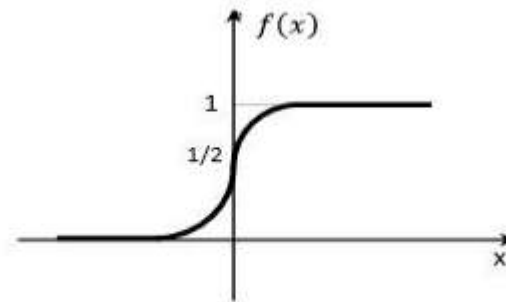


Figure III.5:Fonction sigmoïde

III.5.Architecture des réseaux de neurones

Il existe deux principaux types d'architectures de réseau neuronal :

III.5.1.Les réseaux non bouclés

Le temps n'est pas un paramètre important, la modification de l'entrée n'entraînera qu'une modification stable de la sortie et n'entraînera aucun.

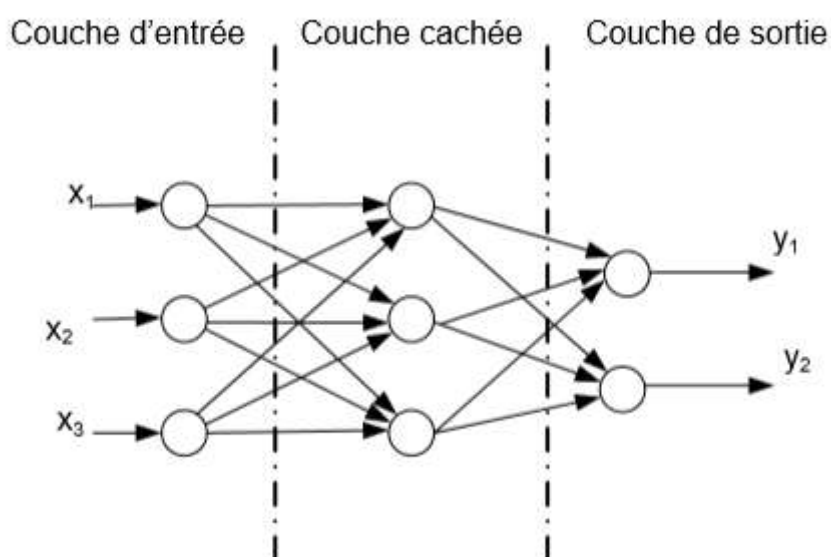


Figure III.6:Réseau non bouclé

Il existe deux types de réseaux de neurones :

III.5.1.1. Réseau neuronal entièrement connecté

Puis numérotez les neurones d'entrée (cachés et de sortie), pour chaque neurone:

- Son entrée est l'ensemble des entrées du réseau et la sortie d'un petit nombre de neurones .
- Sa sortie est connectée à l'entrée de tous les plus grands nombres de neurones .

III.5.1.2. Réseau neuronal à couches

Dans une architecture de réseau hiérarchique, les neurones cachés sont organisés de manière hiérarchique, et les neurones de la même couche ne sont pas connectés entre eux. De plus, la connexion entre les deux couches de neurones discontinus est supprimée .[16]

III.5.2. Les réseaux bouclés

Il s'agit de réseaux de neurones avec un retour en arrière (feedback network ou récurrent network)

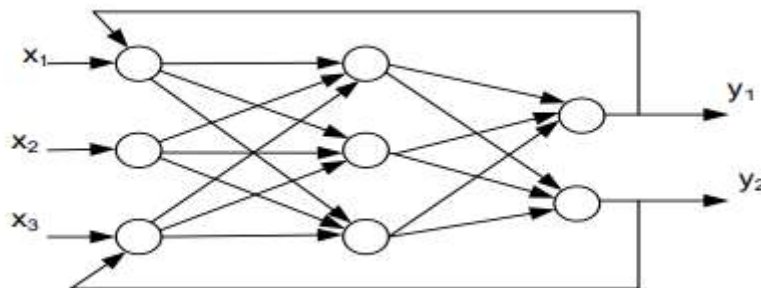


Figure III.7:Réseau bouclé

Dont le graphe des connexions est cyclique : lorsqu'on se déplace dans le réseau en suivant le sens de connexions, il est possible de trouver au moins un chemin qui revient à son pont de départ (un tel chemin est désigné sous le terme de « cycle ». La sortie d'un neurone du réseau peut donc être fonction d'elle-même ; cela n'est évidemment concevable que si la notion de temps est explicitement prise en considération .

III.6. L'apprentissage

L'apprentissage d'un réseau de neurones signifie qu'il ajuste son comportement d'une manière ou d'une autre pour se rapprocher d'un objectif défini. Cet objectif consiste

généralement à approximer un ensemble d'exemples ou à optimiser l'état du réseau en ajustant ses poids pour atteindre l'optimisation d'une fonction de coût définie à l'avance. Il existe trois principaux types d'apprentissage : l'apprentissage supervisé, l'apprentissage non supervisé et l'apprentissage par renforcement .[12]

III.6.1. Les types d'apprentissage

III.6.1.1. Apprentissage supervisé

L'apprentissage supervisé consiste à ajuster les poids synaptiques d'un réseau de neurones de manière à ce que la sortie du réseau corresponde à la sortie désirée pour chaque exemple donné.

III.6.1.2. Apprentissage non supervisé

L'apprentissage est non-supervisé quand l'ajustement des poids repose seulement sur les critères propres au réseau. L'adaptation se produit uniquement à partir des signaux d'entrée. Aucun signal d'erreur, aucune sortie cible n'est considérée.[12]

III.6.1.3. Le réseau neuronal d'apprentissage auto-supervisé

L'apprentissage non supervisé permet à un réseau de neurones d'apprendre de manière autonome, sans l'intervention d'un superviseur externe. Lorsqu'un objet est présenté à l'entrée du réseau, celui-ci tente de le classer dans la catégorie appropriée en se basant uniquement sur ses propres paramètres internes. Si la classification s'avère incorrecte, le réseau calcule l'erreur par lui-même et propage cette erreur en amont afin d'ajuster ses poids et ses biais. Ce processus itératif d'essais et d'erreurs se poursuit jusqu'à ce que le réseau parvienne à classer correctement l'objet en question. Ainsi, par un mécanisme d'auto-évaluation et d'auto-correction, le réseau raffine progressivement ses capacités de classification sans aucune supervision externe, en exploitant uniquement les données d'entrée brutes.[12]

III.6.2. Méthode d'apprentissage

Dans le système expert, la connaissance des experts a une forme énumérée: exprimée sous forme de règles. Dans le cas des réseaux de neurones, la connaissance a une forme distribuée: elle est codée avec les poids de connexion, la topologie du réseau, la fonction de transfert de chaque neurone, les seuils de ces fonctions et la méthode d'apprentissage utilisée. Il existe de nombreuses façons d'apprendre :

III.6.2.1. Règles de Hebb:

Il s'agit de la première méthode d'apprentissage (1943), inspirée de la biologie. Il reflète le renforcement de la connexion reliant les deux neurones activés. Si au moins un des deux neurones n'est pas activé, le poids de la connexion ne change pas .[12]

III.6.2.2. Propagation arrière du gradient d'erreur

La rétropropagation est un algorithme d'apprentissage supervisé utilisé pour entraîner les réseaux de neurones artificiels (feed forward). Il consiste à propager un exemple d'entrée à travers le réseau pour obtenir une sortie, comparer cette sortie à la sortie désirée afin de calculer l'erreur, puis propager l'erreur en sens inverse, de la couche de sortie vers la couche d'entrée, en modifiant les poids des connexions pour minimiser l'erreur globale. Ce processus est répété sur l'ensemble des données d'entraînement jusqu'à ce que le réseau soit capable de produire les sorties attendues avec une précision satisfaisante .[12]

III.6.3. Apprentissage en ligne et apprentissage hors ligne

Généralement, il y'a deux différents apprentissage qui sont : L'apprentissage hors ligne et l'apprentissage en ligne [16].

III.6.3.1 L'apprentissage Hors Ligne

Ce mode d'apprentissage consiste à accumuler les erreurs instantanées consécutives, et à n'effectuer l'adaptation des poids synaptiques que lorsque l'ensemble des données d'apprentissage ont été présentées au réseau. Ce mode permet de mieux estimer le gradient réel de la fonction coût, puisqu'il est à présent calculé à partir d'un ensemble d'exemples, plutôt qu'à partir d'un seul.

III.6.3.2 L'apprentissage En Ligne

L'apprentissage en ligne est plus dynamique, en mettant à jour l'estimation courante par l'observation des nouvelles données une par une. Donc elle est une procédure itérative. Ce type d'apprentissage en général est lent mais son avantage est utilisé dans des environnements changeants car il consiste à modifier les valeurs des poids synaptiques immédiatement après la présentation d'un exemple donné.

III.6.4. Types de réseaux

III.6.4.1. Perceptron

Les travaux précurseurs de McCulloch et Pitts en 1943 ont conduit à la définition formelle du neurone, tandis que ceux de Hebb ont expliqué les effets d'apprentissage et de conditionnement sur des populations de cellules. Pour expliquer ces phénomènes d'apprentissage, Hebb a émis l'hypothèse que les cellules apprennent en modifiant la force de leurs connexions en fonction de leur activité simultanée. Cette idée a inspiré certains chercheurs à utiliser ces modélisations neuronales et synaptiques pour simuler des réseaux de neurones artificiels. En 1959, F. Rosenblatt a proposé le premier modèle concret avec son perceptron, qui constitue un réseau réduit à un seul neurone formel.[12]

III.6.4.2. Description

Les perceptrons sont des réseaux de type(feed forward), possédant la structure suivante : une couche de connexion fixe entre les unités d'entrée (la rétine) et les unités d'association. La seconde couche relie les unités d'association aux unités de réponse, et c'est sur les poids de cette couche que l'adaptation agit. Dans le perceptron, il n'y a qu'une seule couche dont les poids varient en fonction de l'adaptation. Le neurone du perceptron utilise une fonction d'activation à seuil. La figure montre un modèle neuronal à seuil linéaire d'un perceptron avec des unités de prise de décision connectées à N unités d'entrée. [12]

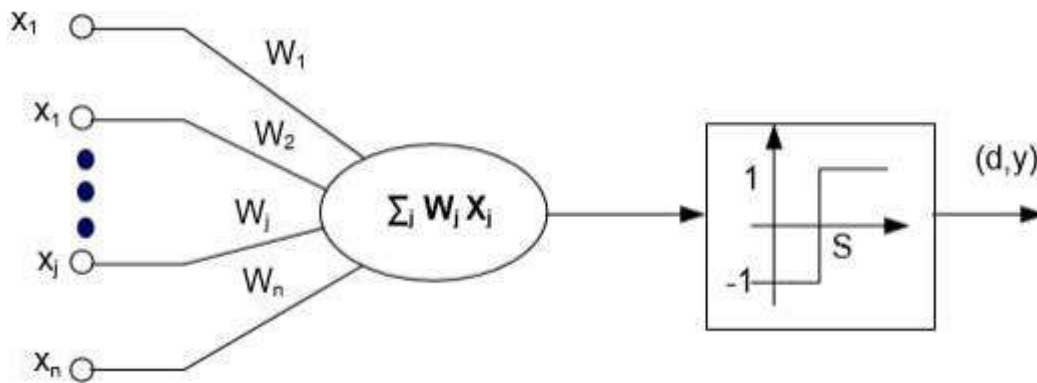


Figure III.8: Neurone linéaire à seuil avec une seule cellule de décision.

III.7. Conception d'un réseau de neurones

- Les réseaux de neurones permettent de réaliser des fonctions non linéaires paramétrées. Leur mise en œuvre requiert plusieurs étapes clés :
- Déterminer les entrées et sorties pertinentes, c'est-à-dire les variables ayant une influence significative sur le phénomène à modéliser.

- Collecter les données nécessaires à l'apprentissage et à l'évaluation des performances du réseau.
- Choisir le nombre approprié de neurones dans les couches cachées pour obtenir une approximation satisfaisante.
- Réaliser l'apprentissage en ajustant les paramètres (poids) du réseau pour minimiser l'erreur sur les données d'entraînement.
- Évaluer les performances finales du réseau entraîné, généralement sur un ensemble de données de test distinct .[16]

III.8. Avantages et inconvénients des réseaux de neurones

III.8.1 Avantage des réseaux de neurones

- ❖ Les réseaux de neurones peuvent représenter n'importe quelle fonction, qu'elle soit linéaire ou non linéaire, simple ou complexe.
- ❖ Ils apprennent automatiquement à partir d'exemples représentatifs grâce à la rétropropagation des erreurs, sans avoir besoin de définir manuellement des règles.
- ❖ Les réseaux de neurones résistent au bruit et au manque de fiabilité des données.
- ❖ Elles sont faciles à utiliser et nécessitent moins de main-d'œuvre que les méthodes d'analyse statistique traditionnelles, sans nécessiter de compétences avancées en mathématiques ou en statistiques.
- ❖ Il fonctionne relativement bien même lorsque la quantité de données disponibles est faible.
- ❖ Pour un utilisateur novice, le concept d'apprentissage des réseaux de neurones est plus facile à comprendre que les complexités des statistiques multivariées.

III.8.2 Inconvénients des réseaux de neurones

- ❖ L'absence d'une méthode système pour déterminer la meilleure topologie du réseau et le nombre de neurones utilisés dans les caches des canapés n'est pas pratique.
- ❖ Le choix de la valeur de la chute initiale des cheveux et l'aspect de l'appareil, qui influence la convergence de la vitesse, sont problématiques.
- ❖ L'apprentissage au détriment de la généralisation peut poser problème.
- ❖ Les connaissances acquiescent à un ensemble de neurones codés dans les valves synaptiques, et le « noir » n'est pas intelligible pour l'utilisateur.[16]

III.9. Application des réseaux de neurones dans la DTC des machines asynchrones polyphasées

Plusieurs applications des réseaux de neurones peuvent être introduites pour renforcer la robustesse des commandes des machines électriques. Dans cette expérience, nous présentons les performances de la commande DTC de la MASP en utilisant cette technique. Cette méthode consiste à remplacer le régulateur de la vitesse du MASP par un contrôleur basé sur les réseaux de neurones, afin de bien conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence durant une période de temps fixe avec un minimum d'ondulations. Cette évaluation est obtenue en utilisant l'erreur de la vitesse, la dérivée de l'erreur de vitesse et la dérivée du couple.

Pour mettre en œuvre cette approche, nous utilisons l'outil de contrôle neuronal ' nntool ' dans MATLAB. Nntool ' offre un environnement interactif pour concevoir, visualiser et simuler des réseaux de neurones. En intégrant nntool dans notre méthodologie, nous sommes capables de créer des réseaux personnalisés qui s'adaptent spécifiquement aux dynamiques de la MASP. Cet outil facilite également l'entraînement des réseaux en utilisant des données d'entrée et de sortie pertinentes, ce qui permet de raffiner la précision et l'efficacité du contrôleur neuronal.

III.9.1. Conception de la base de données

Pour réaliser l'apprentissage, nous avons utilisé une base de données collectée via la simulation de la commande DTC. Les vecteurs d'entrée ont été formés de la manière suivante:

Dans cette expérience, nous modifions la vitesse de 150 à -150 m/s par incréments de 10 m/s. Nous mesurons l'erreur de vitesse , la dérivée de l'erreur de vitesse et la dérivée du couple de électromagnétique . De plus, nous mesurons le couple qui est une sortie de ce processus, formant ainsi une base de données d'apprentissage, avec un changement du couple de 0 à 15 Nm par incréments de 5 Nm.

III.9.2. Les Étapes De La Modélisation

- Conception d'une base de données qui relie entre les entrées et les sorties.
- La détermination de la méthode d'apprentissage, type d'apprentissage, le pas d'apprentissage, nombre d'itérations, la précision du test d'arrêt.
- Reconstruire une autre topologie d'un autre réseau qui sera convenable pour réaliser une convergence entre le réseau neuronal et son model.

- Validation et test, une fois le réseau est entraîné, il faut toujours procéder à des tests afin de vérifier que le réseau obtenu réagit correctement .

III.9.3. Création du réseau

Nous avons constaté que le choix le plus judicieux était de prendre une architecture de réseau de neurones multicouches basée sur une alimentation-forward avec trois couches cachées ayant 5,5 et 1 neurones dans chaque couche, utilisant respectivement les fonctions d'activation : 'logsig' pour la première et la deuxième couche, et la fonction 'purelin' pour la troisième couche. L'entrée du contrôleur RNA est la différence entre la vitesse mesurée W_m et la vitesse de rotation, et la sortie est le couple. Les figures suivantes présentent l'architecture du notre RNA utilisé ainsi que l'apprentissage effectué et sa condition d'arrêt (erreur quadratique moyenne minimale)

les figures suivantes présentes différents tests qu'on effectué pour tester la robustesse de la commande RNA. Les différentes grandeurs électriques et magnétiques tels que les courants et flux magnétique sont présentées dans un repère lié au stator. La vitesse et le couple sont aussi présentés pour bien juger les performances de la commande RNA.

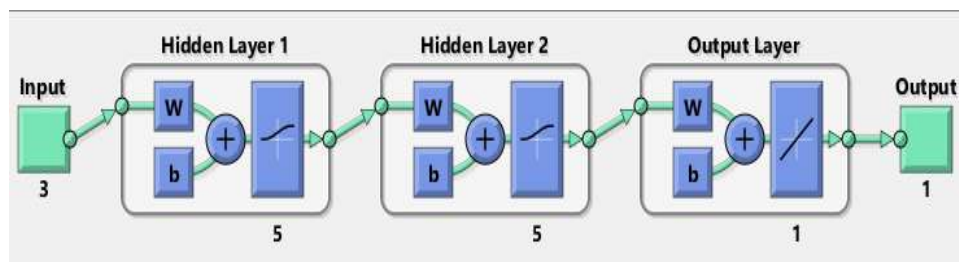


Figure III.9:La structure du RNA

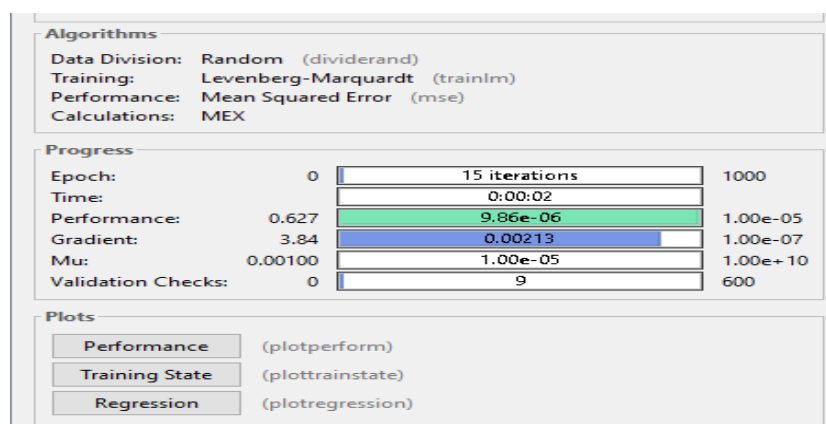


Figure III.10:Fenêtre présente l'étape d'apprentissage de RNA

Le figure présenté le régression et l'erreur:

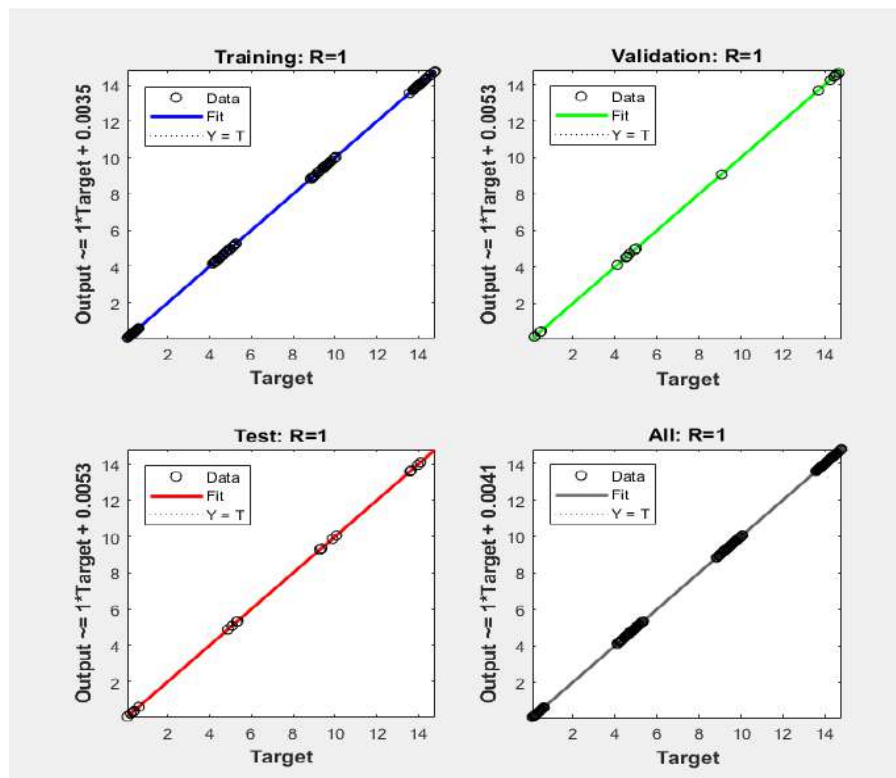


Figure III.11: Courbes de régression des résultats données par RNA

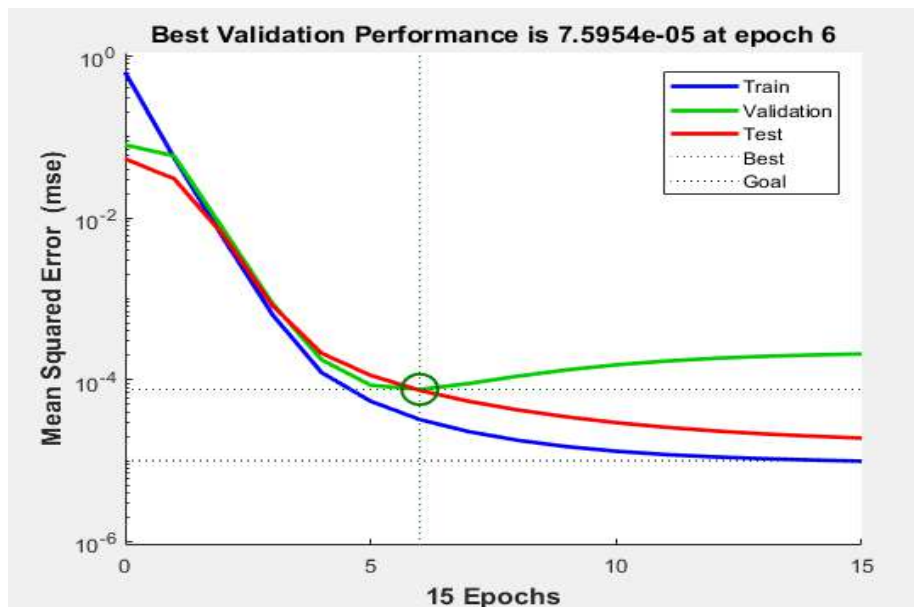


Figure III.12: Graphes de l'erreur

III.9.4. Application des réseaux de neurones remplacer régulateurs PI sous MATLAB/SIMULINK

Le schéma bloc de la structure de la commande neuronale de notre machine est présenté par la figure suivante où nous avons remplacé le régulateur PI de la commande DTC par un régulateur neuronal pour améliorer le comportement dynamique de notre machine vis-à-vis les différentes contraintes qu'on a choisi pour tester la robustesse de la commande de la MASP étudiée.

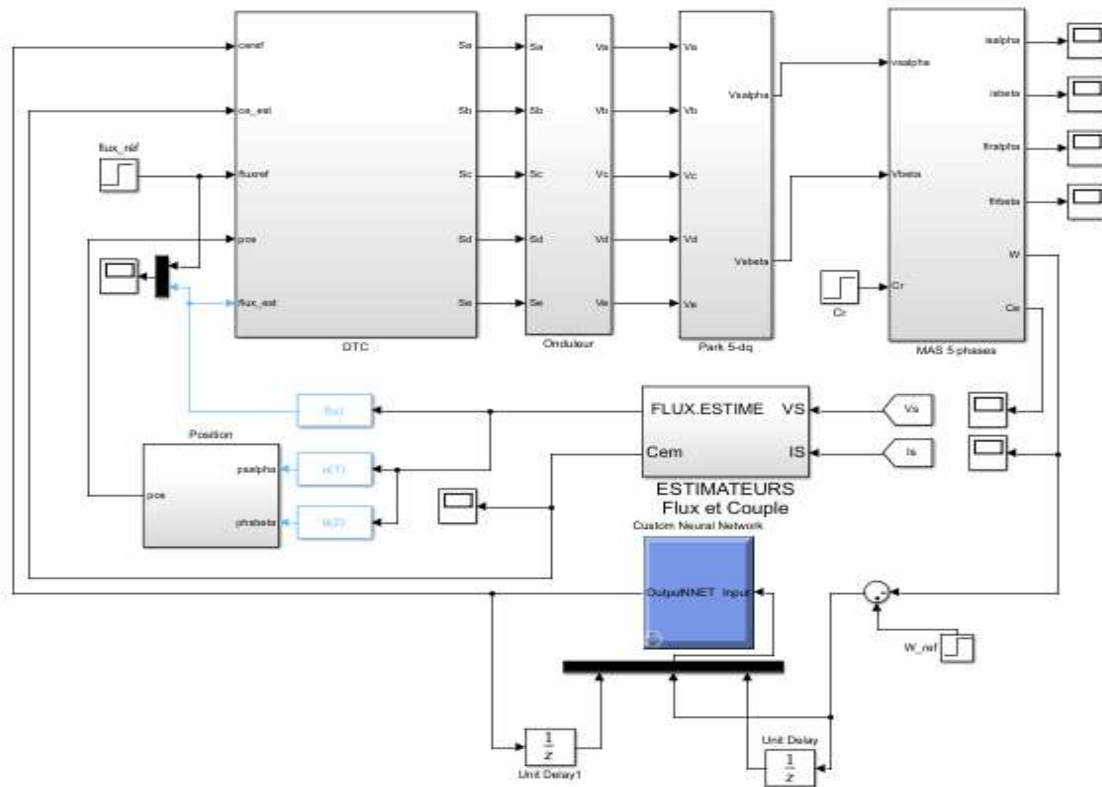


Figure III.13:Schéma bloc de la commande DTC d'un MASP basée sur RNA

III.9.5. Résultat de simulation

III.9.5.1. L'état normal (premier sens)

Dans ce premier test nous avons fixé la vitesse de référence à 120 rad/s durant la durée de simulation avec l'application de la charge à l'instant $t=0,5s$. Les résultats obtenus sont présentés dans les figures suivantes :

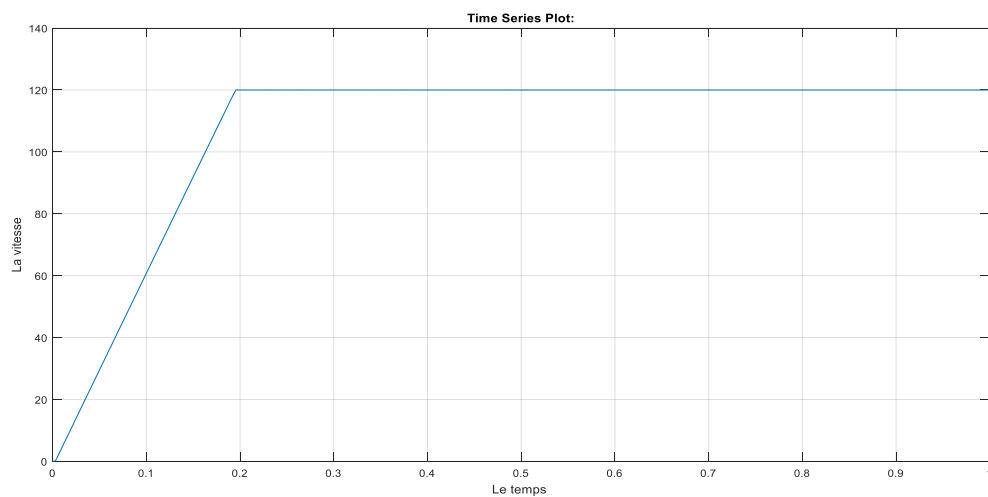


Figure III.14: Allure de vitesse avec RNA en fonction de temps

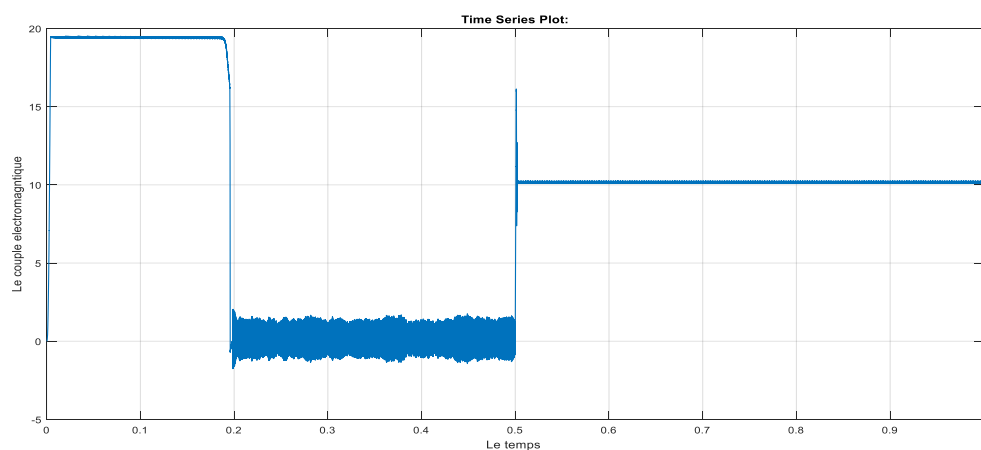


Figure III.15: Allure de couple électromagnétique avec RNA en fonction de temps

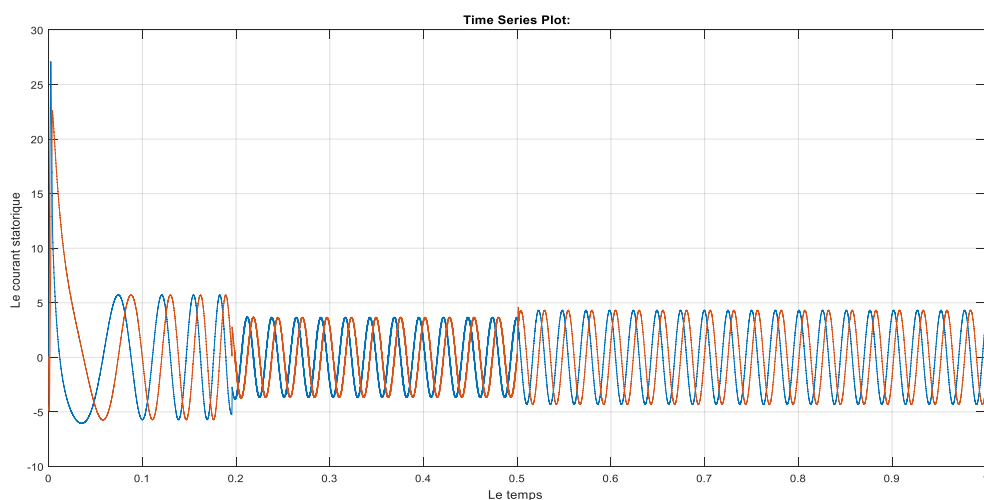


Figure III.16: Allure de courant statorique avec RNA en fonction de temps

III.9.5.2. Interprétations des résultats de simulation

La Figure III.14 représente l'évolution de la vitesse en fonction du temps. Après un court régime transitoire de 0,17s la vitesse rejoint la vitesse de référence en régime permanent. La vitesse a gardé sa valeur permanente lors de l'application de la charge à l'instant $t=0,5$ sans diminution ce qui traduit la robustesse du régulateur neuronal.

La figure III.15: représente le couple en fonction du temps où nous remarquons qu'au début de démarrage de 0 s à 0.2s, le couple augmente jusqu'à sa valeur maximale puis devient nul pour un démarrage à vide de la machine. Nous remarquons également qu'en appliquant une charge de 10 Nm à $t=0,5$ s, le couple atteigne la valeur du couple résistant dans le régime permanent.

La Figure III.19 représente le comportement du courant électrique. La forme d'onde est sinusoïdale idéale. Au début de la courbe, nous observons une augmentation brusque de l'intensité du courant, connue sous le nom de "courant de démarrage". Ensuite, le courant se stabilise par une forme sinusoïdal régulière. Lors de l'application d'une charge mécanique, on observe une légère augmentation dans sa valeur maximale.

III.9.5.3. Test avec variation de la vitesse

Pour ce deuxième test nous avons tester notre commande pour une augmentation brusque de la vitesse de sa vitesse de référence de 100 rad/s à une autre de 120 rad/s appliquée à l'instant $t=0,7$ s en charge. Ce test est très difficile vis-à-vis la commande. Mais le régulateur neuronal a démontré une grande robustesse où la vitesse a atteint sa nouvelle vitesse de référence dans un temps très court sans causer des perturbations au niveau de l'allure de la vitesse

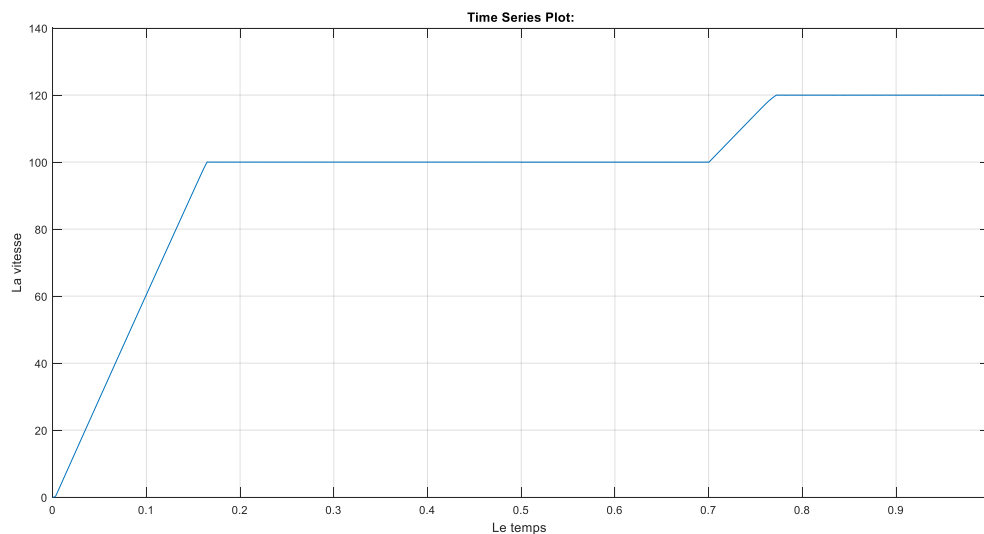


Figure III.17: Allure de vitesse avec RNA en fonction de temps

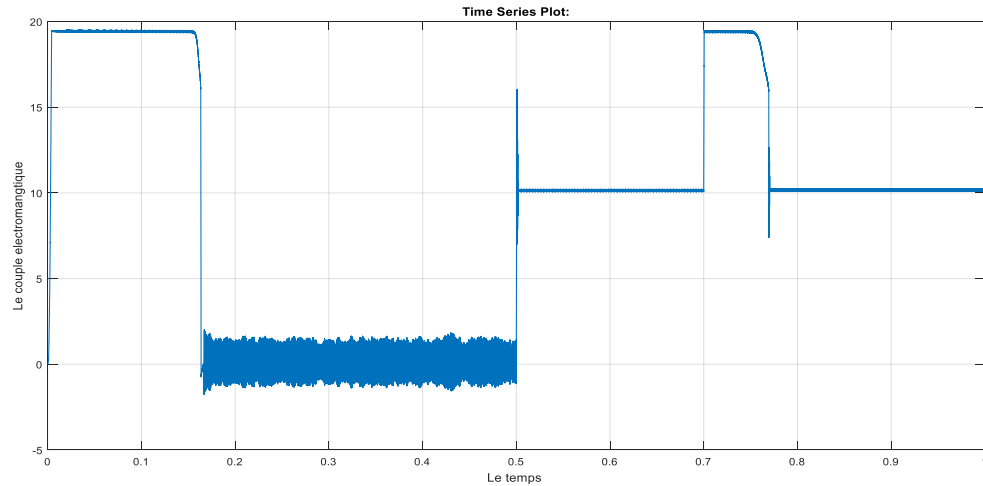


Figure III.18: Allure de couple électromagnétique avec RNA en fonction de temps

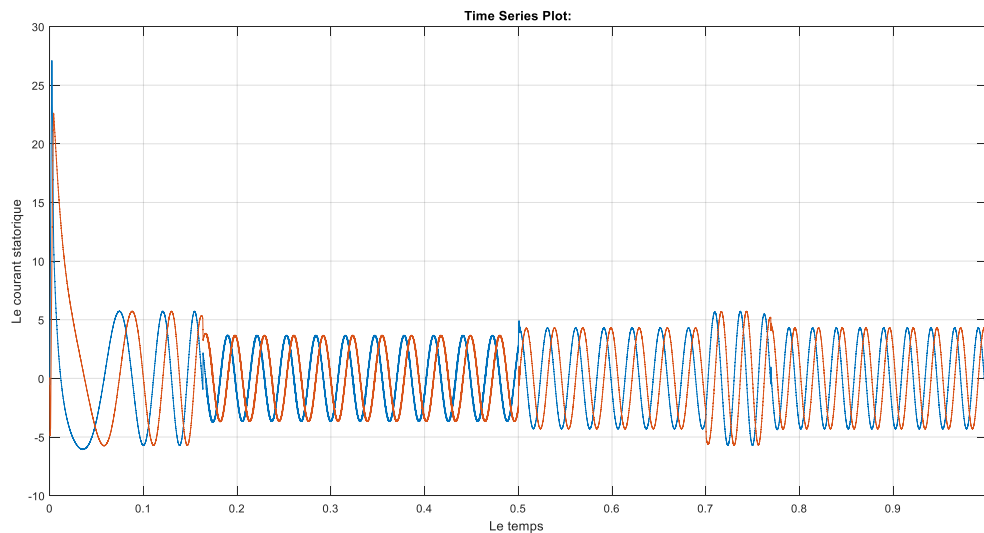


Figure III.19: Allure de courant statorique avec RNA en fonction de temps

III.9.5.4. Interprétations des résultats de simulation

La figure III.17: présente deux régimes distincts : le régime transitoire et le régime permanent de la vitesse de la machine pour le premier test à vitesse constante et pour celui de survitesse.

Durant le régime transitoire ($0 < t < 0,2$) la vitesse augmente rapidement en passant de 0 à environ 100 unités dans une durée de 0,2s. Cela indique une phase d'accélération rapide avec un temps de réponse très acceptable

Durant le régime permanent ($t > 0.2s$), la vitesse se stabilise à 100 rad/s, ce qui indique que le système a atteint un état stable. À $t=0,5s$ nous avons appliqué une charge, mais la machine n'a pas été affectée, ce qui montre une robustesse du système. Toutefois, entre $t=0.8$ et $t=1s$ il

on a fait augmenter brusquement à 120 rad/s comme une nouvelle consigne de la commande. La vitesse n'a pas affecté et elle a gagné sa nouvelle consigne sans changement du comportement mécanique de la machine par rapport ce survitesse dans la consigne de la commande.

La figure III.18: représente le couple en fonction du temps où nous remarquons qu'au début de démarrage de la machine, de 0s à 0.2s, le couple augmente jusqu'à sa valeur maximale puis devient nul à vide. Nous remarquons également qu'en appliquant une charge de 10 Nm, le couple regagne cette nouvelle valeur du couple rapidement dans le régime permanent et garde même allure jusqu'à l'augmentation de la vitesse de 100 rad/s à 120 rad/s où il a subi des perturbations lors du changement brusque de la vitesse de la machine, mais le couple a rapidement rejoint la valeur du couple résistant.

La Figure III.19 représente le comportement du courant électrique. La forme d'onde se caractérise par sa nature sinusoïdale idéale. Au début de la courbe, nous observons une augmentation brusque de l'intensité du courant, connue sous le nom de "courant de démarrage".

Ensuite, le courant se stabilise pour son régime permanent. Lors de l'application d'une charge mécanique et l'augmentation brusque de la vitesse le courant a augmenté dans un régime transitoire rapide, mais il a vite retrouvé sa forme du régime permanent.

III.9.5.5. Test avec variation de la vitesse dans le sens inverse

Pour ce dernier test nous avons tester notre commande pour une inversion du sens de rotation de la vitesse de 150 rad/s à -150 rad/s en charge. Ce test est très délicat par rapport la commande. Mais le régulateur neuronal a prouvé une robustesse importante où la vitesse a abouti sa nouvelle vitesse de référence dans un temps très rapide sans effectuer l'allure de la vitesse .

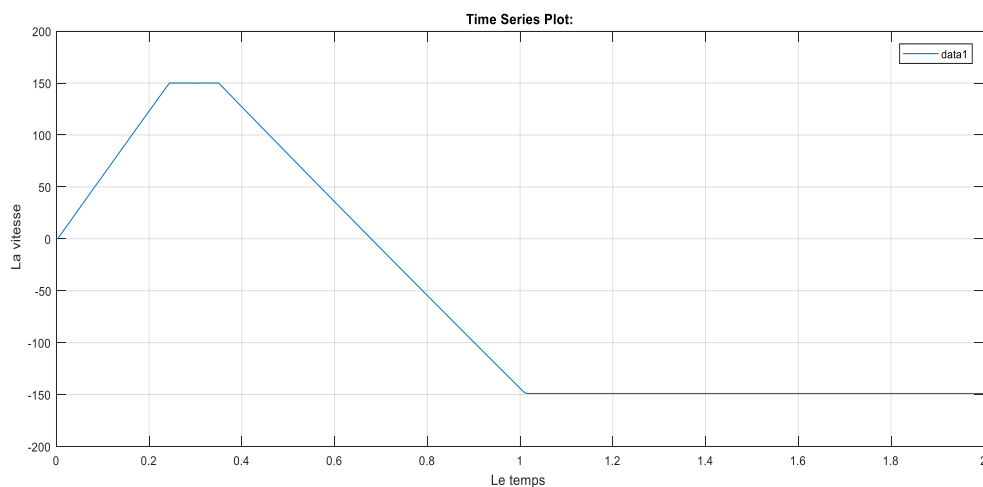


Figure III.20: Allure de vitesse avec RNA en fonction de temps

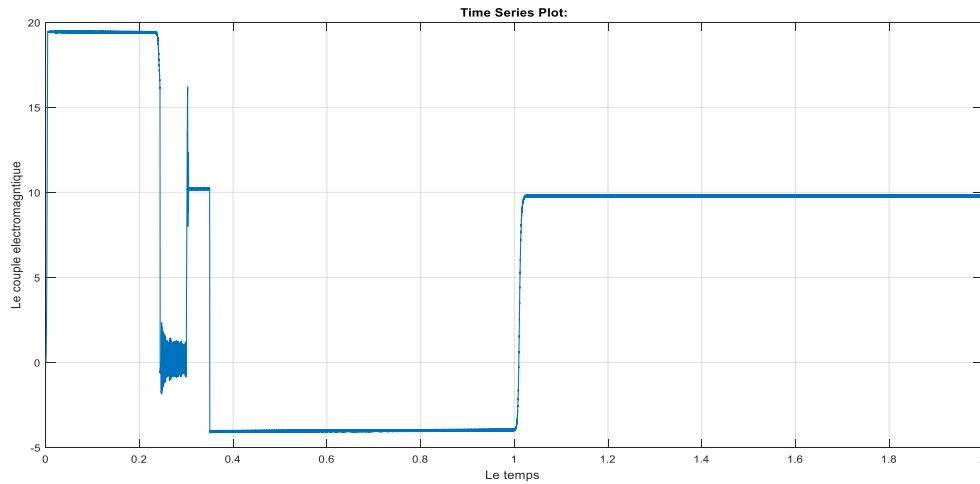


Figure III.21: Allure de couple électromagnétique avec RNA en fonction de temps

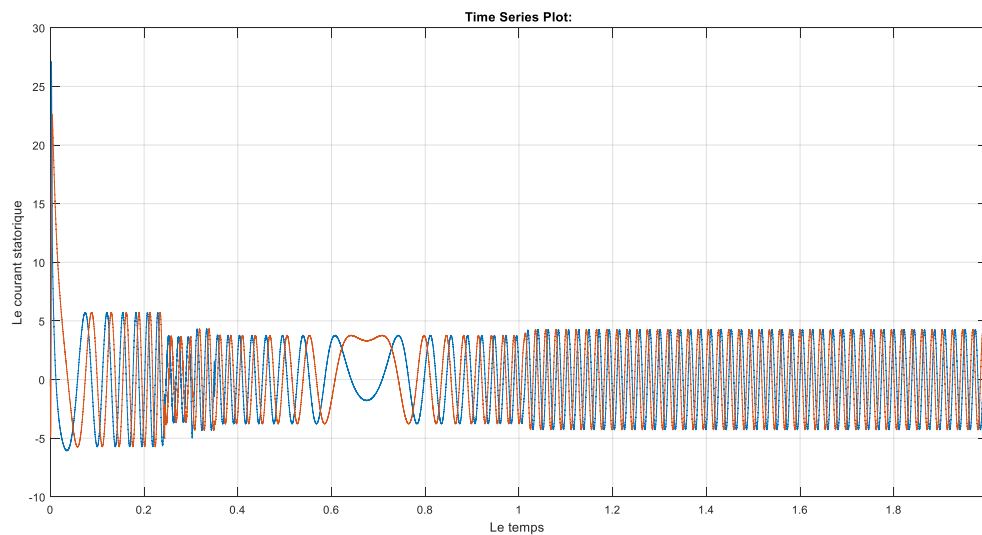


Figure III.22: Allure de courant statorique avec RNA en fonction de temps

III.9.5.6. Interprétations des résultats de simulation

La Figure III.20 représente la vitesse en fonction du temps. On remarque pendant ce test que la machine a rapidement démarré pour une nouvelle vitesse de référence de 150 rad/s et elle gardé cette vitesse même pour l'application de la charge à $t=0,4s$. La vitesse a resté stable sans perturbations observées même lors de l'inversion du sens de rotation de la machine ce qui montre la stabilité de fonctionnement du moteur. Ce qui traduit la robustesse de la commande neuronale en améliorant les performances dynamiques de la machine en particulier l'accélération rapide, maintien de la vitesse sous charge, et inversion de sens sans perte de la consigne vitesse ce qui démontre un contrôle précis et stable.

La Figure III.21 représente le couple électromagnétique en fonction du temps. On observe d'abord que, de 0 à 0,2 secondes, le couple augmente rapidement jusqu'à sa valeur maximale de 20 Nm, puis il chute brusquement pour devenir nul (démarrage sans charge).

Ensuite, à partir de 0,35 secondes, une charge est appliquée, et le couple augmente de nouveau pour atteindre une valeur stable de 10 Nm (régime permanent en charge).

Enfin, on remarque un changement dans la forme du couple lorsque la vitesse change de 150 m/s à -150 m/s (inversion du sens de rotation) pendant un régime transitoire rapide et ensuite le couple récupère sa valeur permanente du couple résistant appliqué. Cela montre la capacité du régulateur de maintenir le comportement dynamique de la machine stable.

La Figure III.22 représente le courant électrique en fonction du temps, le courant augmente lors des régimes transitoires de démarrage et lors de l'inversion du sens de rotation, mais ensuite il regagne sa forme sinusoïdale permanente rapidement.

III.10. Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié la commande neuronale d'une MASP et on a présenté quelques résultats de simulation qui nous ont permis de constater l'évolution de la vitesse et le couple de la machine pour différents tests de robustesse où le régulateur neuronal a significativement démontré une robustesse très importante par rapport au régulateur PI utilisé dans la structure classique de la commande DTC vis-à-vis le temps de démarrage, perturbations...etc.

Conclusion général

Ce travail a été consacré à l'étude de la régulation de la vitesse des machines asynchrones polyphasées, en particulier celles à cinq phases (MASP) alimentée par un onduleur MLI. Cette régulation a été réalisée en deux étapes :

En première étape nous avons appliqué stratégie de la commande directe du couple de notre machine. Les résultats de simulation obtenus ont montré une grande efficacité de cette stratégie de commande dans la régulation de la vitesse de la machine étudiée sans affecter ces grandeurs électriques et magnétiques.

En deuxième et dernière étape de notre travail, nous avons utilisé un régulateur neuronal pour contrôler la vitesse de la machine étudiée. Le contrôleur neuronal a été utilisé à la place du PI classique dans la boucle de régulation de la vitesse dans la stratégie DTC. La base de donnée utilisée a été collecté en utilisant la DTC en faisant varier le fonctionnement de la machine avec différentes contraintes de fonctionnement. La commande de la vitesse de la machine étudiée par un régulateur neuronal a montré une robustesse pour les différents tests de robustesse effectués durant notre travail.

Les résultats ont été obtenus à l'aide de l'environnement Simulink/ MATLAB. Le modèle de la machine utilisé a été simulé et tester avant de l'introduire dans les deux structures de commande DTC et RNA.

En perspective, nous recommandons :

- L'application d'autres techniques de commande, telles que : la commande adaptative, la commande non linéaire et les commandes modernes (feedback linéarisation, backstepping) pour l'étude de la MASDE
- Introduction des techniques pour estimer la vitesse du moteur étudié, telles que : les systèmes adaptatifs à modèle de référence (MRAS), les observateurs, ...etc. et de contrôler la vitesse de la machine étudiée

.

Annexe

Annexe Paramètres de la machine asynchrone pentaphasée

$R_s = 4.85\Omega$	Résistance statorique
$R_r = 3.805\Omega$	Résistance rotorique
$L_s = 0.274\text{ H}$	Inductance statorique
$L_r = 0.274\text{ H}$	Inductance rotorique
$L_m = 0.258\text{ H}$	Inductance Mutuelle
$V_s = 220\text{ V}$	Tension statorique
$P = 3\text{ Kw}$	Puissance
$I = 6.1\text{ A}$	Courant statorique
$\Omega = 120\text{ rad/s}$	La vitesse
$J = 0.031\text{ kgm}^2$	Moment d'inertie
$f = 0.00114\text{ SI}$	Coefficient de frottement
$C_{em} = 20\text{ N.m}$	Couple électromagnétique
$P = 2$	Nombre paire de pôle

Bibliographie

Bibliographie

- [1] CHEDNI, YAHIA. "Commande Directe du Couple de Deux Machines Asynchrones Pentaphasées Connectées en Série", Université Ibn Khaldoun-Tiaret-, 2012
- [2] NOUREDDINE GHERIB, "Régulation de la vitesse d'un moteur asynchrone polyphasé par un régulateur neuronal", Université Kasdi Merbah, Ouargla 2023
- [3] CHOUALI SABRINA, "Motorisation Electrique avec défaut par une machine asynchrone polyphasée". Université Abderahmane Mira BEJAIA
- [4] YOUNES, NEKMOUCHE, AND MOUSSAOUI BACHIR, "Modélisation des moteurs asynchrones polyphasés, dédiée au diagnostic de courts-circuits inter-spires. Application aux moteurs pentaphasé et double étoile", Université Mouloud Mammeri, 2008
- [5] Y.DALI, "Contrôle de fréquence de commutation des hystérésis utiles dans les commandes d'une machine à induction", Mémoire de magister, BATNA 2007.
- [6] BOUHAFNA Sebti, "Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones", Université de BATNA, 2013.
- [7] A.CHIKHI, S.SELLAMI, S.BELKACEM, "Commande Directe du moteur asynchrone apport de la logique floue", 5th International conférence on electrical Engineering 27-29 Octobre 2008.
- [8] GAGUI MOUSSA, "Commande directe du couple d'un moteur asynchrone", Université Mohamed Khider Biskra 2018
- [9] : R.ABDELI, "Différentes stratégies du contrôle direct du couple d'une machine asynchrone", Mémoire fin d'étude, Bejaia, 2004
- [10] : S. CHEKROUN, "Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée", Ecole supérieur d'enseignement technologique d'Oran.
- [11] CHAIBA, A., "Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle", Doctoral dissertation, Electrotechnique, Université de Batna 2.
- [12] DIDA MOURAD, "Commande par DTC d'un machine Asynchrone en présence de défaut d'onduleur Université", Kasdi Merbah Ouargla 2021.
- [13] C. TOUZET, "Les réseaux de neurones artificiels Introduction au connexionisme", cours ; exercices et travaux pratiques 2016.
- [14] BEKAKRA YUCEF, "Techniques de l'intelligence Artificielle Réseaux de Neurones Artificiels", Cours, Université Hamma Lakhdar d'EL-Oued , 2017

- [15] HAMID, A., & TASSADIT, A. Z, "Commande par modèle inverse neuronal, application à la commande en vitesse d'un moteur à courant continu", Doctoral dissertation, AUTOMATIQUE ,Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, 2013.
- [16] BEGAG MOHAMMED NOUR EL-ISLAM SLIMANI ALA EDDINE, "Commande DTC-ANN d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Département d'Electrotechnique Université AMAR TELIDJI LAGHOUAT

