



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



N° Série : .....

## Mémoire de fin d'études

*Pour l'obtention du diplôme de Master*

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présentée par

**Bennadji soumia**

**Ardjani nafissa**

**THEME**

**Etude comparative entre la commande DTC classique  
et la DTC basée sur le contrôleur pi-neuronale d'un  
système Bi- machines Mono-onduleur.**

*Soutenu le 29/06/2022 devant la commission d'examen composée de :*

**Dr. BEDDIAF Yassine**

MCA à l'Université de Khenchela

Président

**Dr. BENHADA Nabil**

MCA à l'Université de Khenchela

Encadreur

**M. LABDANI Rafik**

MAA à l'Université de Khenchela

Co-Encadreur

**M. SAIDI Abdelkader**

MAA à l'Université de Khenchela

Examineur

**M. BOURAS Moustafa**

MAA à l'Université de Khenchela

Examineur

*Promotion 2021/2022*

# *Remerciements*

*Tout d'abord nous remercions ALLAH tout puissant  
Qui nous a donné le pouvoir et la volonté d'arriver  
Au bout de notre travail.*

*Nous tenons à remercier nos encadrateurs*

*Dr. BEN HADDA Nabil et Dr. LABDANI Rafik  
pour tout ce qui ont donné, leurs temps, leurs savoirs,  
et leurs conseils précieux, nous les remercions aussi  
pour leurs patiences, leurs bontés et leurs  
compréhensions*

*Nous remercions également tous les professeurs qui ont  
contribué à notre formation, en particulier*

*Dr. KHEMIS Abderrahmane, leur est une profonde  
gratitude envers eux.*

*Nous tenons à remercier toutes les personnes qui ont  
contribué, de près ou de loin, au bon déroulement de  
notre formation.*

*Enfin, nous ne finirons pas sans exprimer nos  
remerciements à tous nos collègues de la promotion  
commande électrique 2022.*

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail à ma mère et à mon père, qui ont joué un rôle important dans ce succès*

*Je le dédie aussi à mon frère «Taher» et ma soeur  
«Sarah»*

*Je le dédie aussi à ma grande et généreuse famille*

*«BENNADJI»*

*Et aussi à tous les amis*

*Soumia Bennnadji*

## *Dédicaces*

*Je dédie ce travail à ceux décrits par le bon dieu*

*"واخفض لهما جناح الذل من الرحمة وقل رب ارحمهما كما ربياني صغيرا"*

*A celle qui est reliée par le paradis, elle était et elle est encore comme une bougie qui*

*Allume mon chemin, à la source de la tendresse à ma mère que dieu te garde.*

*A celui qui ma prépare pour un meilleur avenir, celui qui ma fait apprendre le sens de*

*Respect à moi et à les autres Toi mon père que dieu te garde.*

*A mon encadreur "MR Ben Hadda Nabil " pour son aide, et sa puissance avec laquelle*

*Il a bien voulu travailler avec nous nous guidant durant la réalisation de ce mémoire*

*A celui qui ma donné de son temps, de son aide monsieur Labdani Rafik*

*A mes chères frères, A mes chères  
sœurs.*

*A toutes ma famille: mes oncles, mes  
tantes, mes cousins et cousines.*

*A tous les gens aimé par mon cœur,  
oublie par mon stylo.*

*A mes chères amis Sid Ali, El Aich , Ahmed, Habib  
Asia, Hanna, Razika, Mebrouka, Fahima, Ayda, Hanane  
, Abir, Warda, amina, Wafa,*

*A tous les étudiants Commande 2lectrique et surtout à  
la promotion 2022.*

**Nafissa**

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

**ملخص :** الغرض من هذا العمل في المقام الأول، هو تقديم العديد من تقنيات التحكم البديلة لأمر DTC، خاصة التحكم في تباين تردد التبديل وتقليل تموجات عزم الدوران والتدفق. ثم يتم تنفيذ قانون التحكم التنبؤي القائم على خطية المدخلات والمخرجات التي تتميز بالأداء العالي.

يستخدم منظم PI (تكاملي متناسب) على نطاق واسع في الصناعة بسبب بساطته ومثابته. ولكن في بعض الحالات ، عندما تتغير ديناميكيات النظام بمرور الوقت أو مع ظروف التشغيل ، تنخفض كفاءة PI وتتدهور جودة التنظيم.

يبدو أن الشبكات العصبية الاصطناعية المستخدمة في التحكم في السرعة هي حل للتغلب على هذه الصعوبات وضمان أداء تحكم جيد. تم محاكاة الاختبارات لتقدير مساهمة الشبكات العصبية الاصطناعية، والنتائج التي تم الحصول عليها تجعل من الممكن توضيح، من حيث الأداء والمثانة، مساهمة وحدة التحكم في المحركات الكهربائية باستخدام الجهاز غير المتزامن. تظهر النتائج التي تم الحصول عليها الفعالية والأداء الديناميكي للإستراتيجية المقترحة.

**كلمات مفتاحية :** محرك غير متزامن - تحكم DTC - منظم نسبي متكامل الشبكات العصبية الاصطناعية.

---

**Résumé :** Le but de ce travail dans un premier lieu, est de présenter une multitude de techniques de commande alternatives à la commande DTC, Surtout la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux. Puis la mise en œuvre d'une loi de commande prédictive basée sur la linéarisation entrée-sortie caractérisée par des performances élevées.

Le régulateur PI (proportionnel-intégral) est très utilisé dans l'industrie en raison de sa simplicité et de la robustesse. Mais dans certain cas, quand la dynamique du système change avec le temps ou avec des conditions de fonctionnement l'efficacité du PI diminue et la qualité du réglage se détériore

Les réseaux de neurones artificiels utilisés dans la commande en vitesse semblent être une solution pour par ces difficultés et assurer une bonne performance de la commande. Différents tests ont été simulés pour apprécier l'apport des RNA, les résultats obtenus permettent d'illustrer, tant au niveau des performances que de la robustesse, l'apport d'un tel contrôleur dans les entraînements électriques utilisant la machine asynchrone.

Les résultats obtenus démontrent l'efficacité et les performances dynamiques de la stratégie proposée.

**Mots clés :** Moteur Asynchrone – Commande DTC – Régulateur Proportionnel-Intégral (PI) – Réseaux de Neurones Artificiels.

**Abstract:** The purpose of this work in the first place, is to present a multitude of alternative control techniques to the DTC command, with the aim of improving the performance of the DTC. Especially the control of the variation of the switching frequency and the reduction of the torque and flux ripples. Then the implementation of a predictive control law based on input-output linearization characterized by high performance.

The PI (proportional-integral) regulator is widely used in industry because of its simplicity and robustness. But in some cases, when the dynamics of the system changes with time or with operating conditions, the efficiency of the PI decreases and the quality of the regulation deteriorates.

Artificial neural networks used in speed control seem to be a solution to overcome these difficulties and ensure good control performance. Deferent, tests were simulated to appreciate the contribution of ANNs, the results obtained make it possible to illustrate, both in terms of performance and robustness, the contribution of such a controller in electrical drives using the asynchronous machine.

The results obtained demonstrate the effectiveness and dynamic performance of the proposed strategy.

**Keywords:** Asynchronous Motor – DTC Control – Proportional-Integral Regulator (PI) – Artificial Neural Networks.



# Table de matières



Promotion 2022

## Table de Matières

- ✚ Remerciements
- ✚ Dédicaces
- ✚ Sommaire
- ✚ Index des notations
- ✚ Liste des figures

Introduction Générale .....	1
-----------------------------	---

### *CHAPITRE I: Modélisation de L'ensemble MAS-Convertisseur Statique*

I.1 INTRODUCTION.....	3
I.2 DESCRIPTION ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A CAGE .....	4
I.2.1 Description .....	4
I.2.2 Composition de la machine asynchrone .....	4
I.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	7
I.4 LES AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE .....	7
I.5 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	8
I.5.1 Présentation de la machine.....	8
I.6 MODELE MATHEMATIQUE POUR LA MACHINE ASYNCHRONE .....	8
I.7 EQUATIONS GENERALES DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE .....	9
I.7.2 Transformation du PARK .....	13
I.8 CHOIX DE REFERENTIEL .....	13
I.8.1 Modélisation de la machine asynchrone (MAS) dans le plan dq biphasé.....	14
I.8.2 Machine asynchrone alimentée en tension .....	17
I.8.3 Représentation d'état du modèle MAS .....	18
I.9 MODELISATION DU CONVERTISSEUR CONTINU-ALTERNATIF ET DE SA COMMANDE.....	19
I.9.1 Convertisseur continu - alternatif .....	20
I.9.2 Technique de commande par hystérésis .....	22
I.9.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	24
I.9.4 Principe de la MLI sinus-triangle : .....	24
I.10 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR DE TENSION EN MODULATION DE LARGEUR L'IMPULSION (MLI) .....	27
I.10.1 Tests de simulation (onduleur commandé par La technique à MLI): .....	27

I.11	INTERPRETATIONS DES RESULTATS DE SIMULATION OBTENUS : .....	29
I.12	CONCLUSION.....	29

## ***CHAPITRE II : Commande DTC d'un système mono onduleur mono machine***

INTRODUCTION .....	31
II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE .....	32
II.2 CONTROLE DU FLUX ET DU COUPLE .....	33
II.2.1 contrôle du flux.....	33
II.2.2 Contrôle de couple .....	34
II.3 STRATEGIE DE COMMANDE DIRECTE DE COUPLE (DTC) .....	35
II.4 ESTIMATEURS .....	36
II.4.1 Estimateur du flux statorique .....	36
II.4.2 Estimation de couple électromagnétique .....	37
II.5 CORRECTEURS .....	38
II.5.1 Correcteur de flux .....	39
II.5.2 Correcteur de couple .....	39
II.6 CHOIX DE VECTEUR DE TENSION .....	41
II.7 ÉLABORATION DES TABLES DE COMMUTATION .....	43
II.8 CORRECTEUR PI.....	45
II.8.1 Stratégie de synthèse des correcteurs .....	45
II.8.2 Avantages et inconvénients de correcteurs .....	46
II.9 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	46
II.9.1 Avantages de la commande DTC .....	46
II.9.2 Inconvénients de la commande DTC.....	47
II.10 RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATION DE LA COMMANDE DTC.....	47
II.11 CONCLUSION.....	51

## ***CHAPITRE III : étude d'un système mono onduleur bi machines***

INTRODUCTION .....	52
III.1 COMMANDE MOYENNE .....	52
III.2 STRUCTURE DE COMMANDE « MAITRE-ESCLAVE » CLASSIQUE : .....	54
III.3 PRINCIPE DE LA COMMANDE « MAITRE-ESCLAVE » BASEE SUR LA DTC .....	55
III.4 STRUCTURE DE COMMANDE « MAITRE-ESCLAVE » ALTERNATIVE .....	57

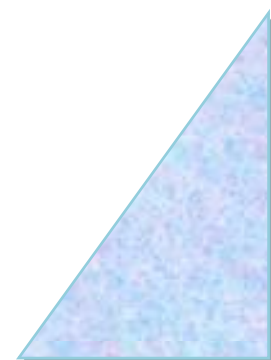
III.5	PRINCIPE DU CHOIX DE LA MACHINE MAITRE .....	57
III.6	SIMULATION DE COMMANDE MOYENNE D'UN SYSTEME BI MACHINE MONO ONDULEUR .....	58
III.6.1	Résultat de simulation.....	59
III.7	CONCLUSION.....	67

## *CHAPITRE IV : Application des réseaux de neurones sur la DTC du système mono onduleur bi-machine*

<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>68</b>	
IV.1	HISTORIQUE .....	69
IV.2	DEFINITION DE RESEAUX DE NEURONES.....	69
IV.3	NEURONE BIOLOGIQUE .....	70
IV.4	NEURONE FORMEL.....	71
IV.5	FONCTION D'ACTIVATION .....	73
IV.6	ARCHITECTURE DES RESEAUX DE NEURONES .....	74
IV.7	APPLICATION DES RESEAUX DES NEURONES DANS L'INDUSTRIE.....	75
IV.8	DOMAINES D'APPLICATION DES RESEAUX DE NEURONES .....	75
IV.9	LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DES RESEAUX DE NEURONES.....	77
IV.10	MISE EN ŒUVRE DES RESEAUX DE NEURONES .....	77
IV.10.1	Le choix des entrées et sorties du boîte neuronale .....	78
IV.10.2	Le choix du type de réseau de neurones .....	78
IV.10.3	Le choix de la stratégie d'apprentissage .....	79
IV.11	PRINCIPE DE CONTROLEUR NEURONAL .....	81
IV.12	CONTROLE DIRECT DU COUPLE PAR RESEAUX DE NEURONES .....	81
IV.13	STRUCTURE DE LA COMMANDE NEURONALE DIRECTE DU COUPLE (DTNC).....	83
IV.14	BASSE DE DONNEES .....	83
IV.15	REALISATION D'APPRENTISSAGE.....	84
IV.15.1	Simulation la commande DTC par les réseaux de neurones. ....	85
IV.15.2	Interprétation des résultats .....	86
IV.16	COMPARAISON ENTRE DTC CLASSIQUE ET DTC NEURONALE .....	86
IV.17	CONCLUSION.....	88
<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>89</b>	

**BIBLIOGRAPHIES** .....91

**ANNEXES** ..... 96





# Notations et symboles



Promotion 2022

## NOTATIONS ET SYMBOLES

$\omega_s$	Vitesse angulaire électrique statorique
$\omega_{gl}$	Vitesse angulaire électrique de glissement.
$\omega$	Vitesse angulaire électrique rotorique.
$p$	Nombre de paires de pôles.
$g$	Glissement.
$R_s$	Résistance d'une phase statorique.
$R_r$	Résistance d'une phase rotorique.
$[R_s]$	Matrice des résistances statorique.
$[R_r]$	Matrice des résistances rotorique.
$M_0$	Valeur maximale des inductances mutuelles statoriques et rotoriques.
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductances statoriques.
$[L_{rr}]$	Matrice d'inductances rotoriques.
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles stator- rotor.
$L_s = l_s - m_s$	Inductance propres cyclique statorique.
$L_r = l_r - m_r$	Inductance propres cyclique rotorique.
$M = \frac{3}{2} M_0$	Mutuelle inductance cyclique stator- rotor.
$V_{ds}, V_{qs}$	Composantes du vecteur tension statorique dans le référentiel (d,q)
$V_{dr}, V_{qr}$	Composantes du vecteur tension rotorique dans le référentiel (d,q)
$C_{em}$	Couple électromagnétique.

$C_r$	Couple de charge (résistant).
$J$	Inertie totale du système.
$f_v$	Coefficient de frottement.
$\Omega$	Vitesse mécanique du rotor.
$\theta_{OBS}$	Angle de rotation lié au référentiel d'observation.
$\theta_s$	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au stator
$\theta_r$	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au rotor
$\theta$	Angle de rotation du rotor par rapport au stator
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	Constante de temps des courants statoriques.
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Constante de temps des courants rotoriques.
$\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$	Coefficient de dispersion de Blondel.



# Liste des figures

Liste des figures

FIG.I.1:	: ORGANISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE .....	4
FIG.I.2:	: CONSTRUCTION D'UN ROTOR BOBINE.....	6
FIG.I.3:	: MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL.....	6
FIG.I.4:	MODELE MATHEMATIQUE DE MAS .....	9
FIG.I.5:	MODELE SIMULINK DE TRANSFORMATION DE PARK.....	13
FIG.I.6:	REFERENTIEL TOURNANT POUR LES AXES (D– Q).....	15
FIG.I.7:	SCHEMA FONCTIONNEL DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN TENSION.....	18
FIG.I.8:	MODELE SIMULINK DE L'ONDULEUR.....	20
FIG.I.9:	STRUCTURE D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE .....	21
FIG.I.10:	REPRESENTATION DE CONTROLE DE COURANT PAR LA TECHNIQUE A HYSTERESIS .....	23
FIG.I.11:	DETERMINATION DES INSTANTS DE COMMUNICATION.....	25
FIG.I.12:	PRINCIPE DE LA COMMANDE MLI SINUS-TRIANGLE.....	25
FIG.I.13:	CHRONOGRAMME POUR UNE COMMANDE MLI SINUS-DELTA TROIS PHASES .....	26
FIG.I.14:	SCHEMA BLOC D'UN SYSTEME DE MAS DANS LES TROIS REPERES .....	27
FIG.I.15:	FONCTIONNEMENT A CHARGE DU MAS ET ASSOCIATION L'ONDULEUR-MACHIN.....	29
FIG.II.1:	SCHEMA STRUCTUREL DE LA DTC APPLIQUEE A UNE MACHINE ASYNCHRONE .....	32
FIG.II.2:	EVOLUTION DE VECTEUR FLUX DANS LE PLAN AB.....	34
FIG.II.3:	STRUCTURE DE BASE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE.....	36
FIG.II.4:	CORRECTEUR DE FLUX A HYSTERESIS ET SELECTION DES VECTEURS DE TENSION .....	39
FIG.II.5:	COMPARATEUR A HYSTERESIS POUR FLUX STATORIQUE.....	40
FIG.II.6:	COMPARATEUR A HYSTERESIS A TROIS NIVEAUX POUR LE REGLAGE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE. ....	40
FIG.II.7:	SELECTION DU VECTEUR DE TENSION SELON LA ZONE N=I .....	43
FIG.II.8:	SCHEMA BLOC DE LA DTC D'UN SYSTEME MONO ONDULEUR MONO MACHINE .....	47
FIG.II.9:	REPONSE D'UN SYSTEME MONO ONDULEUR MONO MACHINE.....	49
FIG.III.1	COMMANDE MOYENNE SIMPLE APPLIQUEE DANS UNE STRUCTURE MONO-ONDULEUR.....	53
FIG.III.2	REPRESENTATION DE LA COMMANDE MOYENNE SIMPLE SELON LE FORMALISME SMM .....	54

FIG.III.3	STRUCTURE DE PUISSANCE : ONDULEUR NPC-3 NIVEAUX ALIMENTANT DEUX MOTEURS AS.....	54
FIG.III.4	STRUCTURE « MAITRE-ESCLAVE ».....	55
FIG.III.5	LA STRUCTURE PARALLELE « MAITRE-ESCLAVE».....	56
FIG.III.6	PRINCIPE DU CHOIX DE LA MACHINE MAITRE.....	58
FIG.III.7	SCHEMA BLOC DE SIMULATION D'UN SYSTEME BI-MACHINE .....	58
FIG.III.8	REPONSE DU SYSTEME A VIDE .....	60
FIG.III.9	REPONSE DU SYSTEME A UNE VARIATION CHARGE .....	62
FIG.III.10	REPONSE DU SYSTEME A COUPLE DE CHARGE VARIABLE .....	64
FIG.III.11	REPONSE DU SYSTEME POUR UNE INVERSION DE VITESSE A -100 RD/S A T=1S .....	66
FIG.III.12	REPONSE DU SYSTEME A FAIBLE VITESSE DE ROTATION .....	67
FIG. IV-1.	REPRESENTATION D'UNE SIMPLE ARCHITECTURE A COUCHES DE TYPE MLP DES RESEAUX DE NEURONES .....	70
FIG. IV-2.	SCHEMA SIMPLIFIE D'UN NEURONE BIOLOGIQUE.....	71
FIG. IV-3.	RESEAU DE NEURONES ARTIFICIELS INSPIRE PAR LE CERVEAU HUMAIN .....	71
FIG. IV-4.	MODELE DE BASE D'UN NEURONE FORMEL .....	72
FIG. IV-5.	DIFFERENTS TYPES DE FONCTIONS D'ACTIVATION POUR LE NEURONE FORMEL.....	73
FIG. IV-6.	FORMES DE RESEAU DE NEURONES NON BOUCLE (FEED-FORWARD) .....	74
FIG. IV-7.	STRUCTURE D'UN RESEAU DE NEURONES DONT LES CONNEXIONS SONT RECURRENTES.....	75
FIG. IV-8.	TYPES D'AJUSTEMENTS D'UN REGULATEUR CLASSIQUE PAR RESEAUX DE NEURONES .....	78
FIG. IV-9.	SCHEMA BLOC POUR OBTENUES LES ENTREES ET SORTIES DU BOITE NEURONALE .....	78
FIG. IV-10.	EXEMPLE DE RESEAU DE TYPE PERCEPTRON MULTI-COUCHE.....	79
FIG. IV-11.	STRUCTURE D'UN NEURONE .....	82
FIG. IV-12.	STRUCTURE DE COMMANDE DTC BASEE SUR LE CONTROLEUR PI-NEURONALE .....	83
FIG. IV-13.	FENETRE D'ENTRAINEMENT DE RESEAU DE NEURONES .....	84
FIG. IV-14.	MODELE DU RESEAU DE NEURONE UTILISE.....	85
FIG. IV-15.	RESULTATS DE SIMULATION DE LA MAS COMMANDE PAR UN REGULATEUR NEURONES.....	86
FIG. IV-16.	RESULTATS DE COMPARAISON ENTRE REGULATEUR NEURONES ET REGULATEUR PI.....	87



# **Introduction générale**

---



**Promotion 2022**

## Introduction générale

Depuis son invention et sa découverte par NICOLA TESLA, la machine asynchrone a attiré une attention particulière des industriels et elle est devenue l'actionneur le plus important parmi les machines tournantes de nos jours [1]. L'énergie électrique et la conversion électromécanique restent une des priorités les plus importantes de l'homme. Plus de 60% de l'énergie électrique est transformée en énergie mécanique utilisant des moteurs électriques en grande majorité triphasés. Le principe consiste à développer, au niveau du rotor, un couple électrique adéquat pour atteindre la vitesse désirée [2].

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt de l'utilisation du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit, donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure, et de ce fait sa commande pose un problème théorique pour les automaticiens [3, 4].

Actuellement, l'étude des machines asynchrones alimentées par des convertisseurs statiques constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électrotechnique. Ces travaux de recherche ont conduit à l'apparition de nouvelles structures de convertisseurs de puissance destinées pour les applications de haute tension appelées convertisseurs multi niveaux.

La technique de la Commande directe du Couple (*DTC*) a été reconnue comme une solution fiable qui répond à ces exigences. Parmi celles que nous pouvons citer: la *DTC-SVM*, l'utilisation d'un contrôleur de rapport cyclique pour introduire une modulation entre les vecteurs actifs choisis de la table de vérité et les vecteurs nuls, et l'utilisation des techniques d'intelligence artificielle [5].

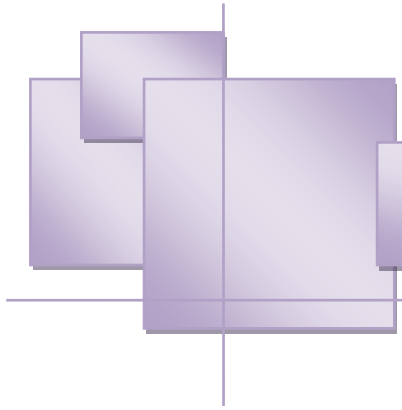
L'objectif de ce mémoire est d'améliorer les performances de la commande *DTC* appliquée à la machine asynchrone alimentée par onduleur multi niveaux par l'intelligence artificielle (réseaux de neurones).

Le travail présenté dans ce mémoire :

L'étude des machines asynchrones alimentées par des convertisseurs statiques constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électrotechnique. Ces travaux de recherche ont conduit à l'apparition de nouvelles structures de convertisseurs de puissance destinées pour les applications de haute tension appelées convertisseurs multi niveaux. Alors l'utilisation de ce type de convertisseur dans les domaines de forte puissance et/ou haute tension permet de résoudre simultanément les difficultés relatives à

l'encombrement et à la commande des groupements d'onduleurs ,Cette étude sera faite par simulation numérique sous environnement Matlab/Simulink et elle se répartit comme suit:

Le premier chapitre sera consacré à l'étude de la modélisation du moteur asynchrone. En établissant le modèle mathématique du moteur dans un référentiel (d, q) qui est immobile par rapport au stator, basé sur des hypothèses simplificatrices, et la transformation de Park. Nous réaliserons le modèle de simulation du moteur asynchrone alimenté par des tensions sinusoïdales. Le deuxième chapitre est consacré à la commande directe du couple d'une machine asynchrone de forte puissance alimentée par un onduleur multi niveaux (3 et 2 niveaux) de tension. Le troisième chapitre est dédié à la description des systèmes bi-machines, mono onduleur .Le quatrième chapitre sera consacré au développement d'une technique basée sur les Réseaux Neurones Artificiels (*RNA*) pour améliorer les performances de la commande directe du couple. Donc deux stratégies intelligente de contrôle (*DTC-RNA*) sera présentées et évaluée par des résultats de simulation.



# Chapitre I

---



Promotion 2022

## CHAPITRE I

### Modélisation De L'ensemble MAS-Convertisseur

#### I.1 Introduction

Le contrôle de la vitesse ou de la position des machines asynchrones nécessite l'utilisation d'un convertisseur statique de puissance appelé conventionnellement onduleur de tension. A partir d'une source de tension continue, le convertisseur statique peut, grâce à une séquence appropriée d'ouverture et de fermeture de ses interrupteurs, commuter le courant dans les phases de la machine afin d'obtenir un système triphasé de courant parfaitement commutable.

Les variateurs à courant alternatif qui existent sur le marché sont essentiellement des variateurs de vitesse pour machines à courant alternatif du type asynchrone et synchrone.

Cette dernière n'est utilisée que dans les applications de faibles puissances et de très grandes précisions (Robotique, Servomoteur). En revanche, le variateur de vitesse asynchrone de petites et moyennes puissances est utilisé dans des applications comme les pompes, la manutention, la ventilation, l'emballage et des applications de conditionnement. Les applications à vitesse variable se sont également étendues à des machines asynchrones de très fortes puissances, ceci afin de dépasser les limitations en puissance des entraînements à courant continu. Cette évolution a été rendue possible d'une part grâce aux progrès réalisés sur les composants de puissance et d'autre part grâce au choix de nouvelles structures d'alimentations telles que l'onduleur à trois niveaux de tension. Les avantages liés à l'utilisation des onduleurs multi niveaux sont nombreux : augmentation de la puissance d'installation, diminution de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance et amélioration des formes d'ondes des grandeurs de sortie.

Les tensions appliquées sur les phases de la machine sont de forme rectangulaire donc ayant un contenu harmonique élevé qui provoque des pertes supplémentaires dans la machine ainsi que des oscillations mécaniques à basse fréquence sur l'arbre [1].

Afin de réduire ces phénomènes, il existe deux possibilités :

Soit augmenter le nombre des niveaux de tension générés par l'onduleur (Onduleur multi niveau), soit imposer sur chaque période des commutations judicieusement placées de manière à faire varier la valeur du fondamentale de la tension de sortie tout en minimisant

son contenu harmonique. On parle de MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) dont il est proposé un grand nombre de solution [2]

## I.2 description et principe de fonctionnement de la machine asynchrone triphasée a cage

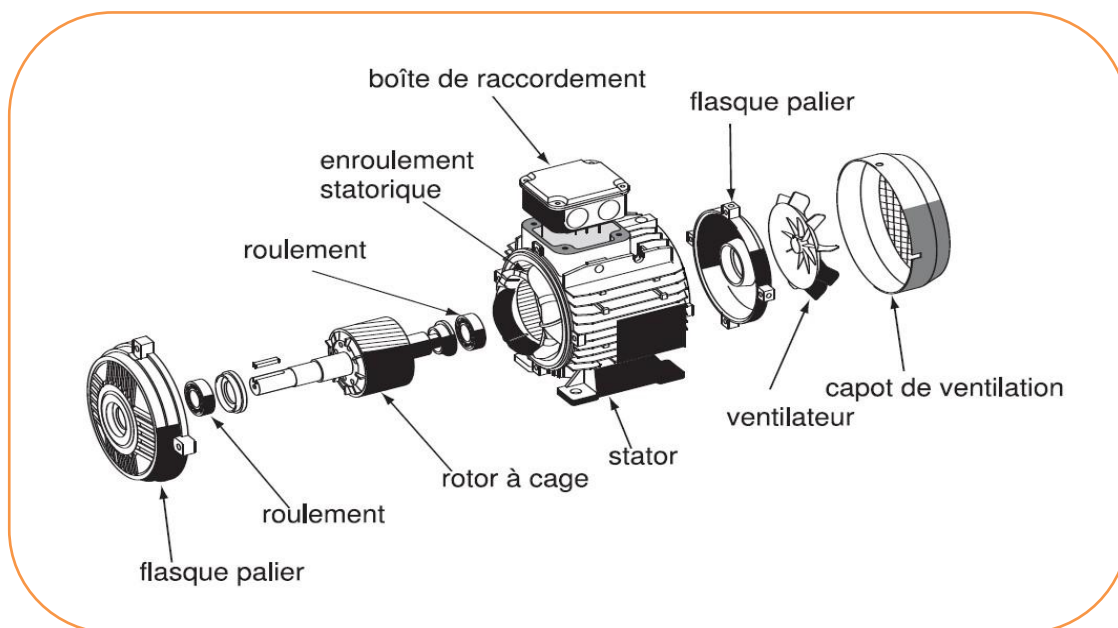
### I.2.1 Description

La machine asynchrone, appelée aussi machine à induction, est constituée d'une carcasse intégrant le circuit ferromagnétique statorique constitué d'encoches où l'enroulement statorique polyphasé est bobiné. Au centre de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer se trouve le circuit magnétique rotorique [6].

Ce dernier peut être à rotor bobiné ou à rotor à cage d'écureuil. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse rotorique n'atteint jamais la même vitesse que le champ tournant statorique. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique tournant est appelée vitesse de glissement [7].

### I.2.2 Composition de la machine asynchrone

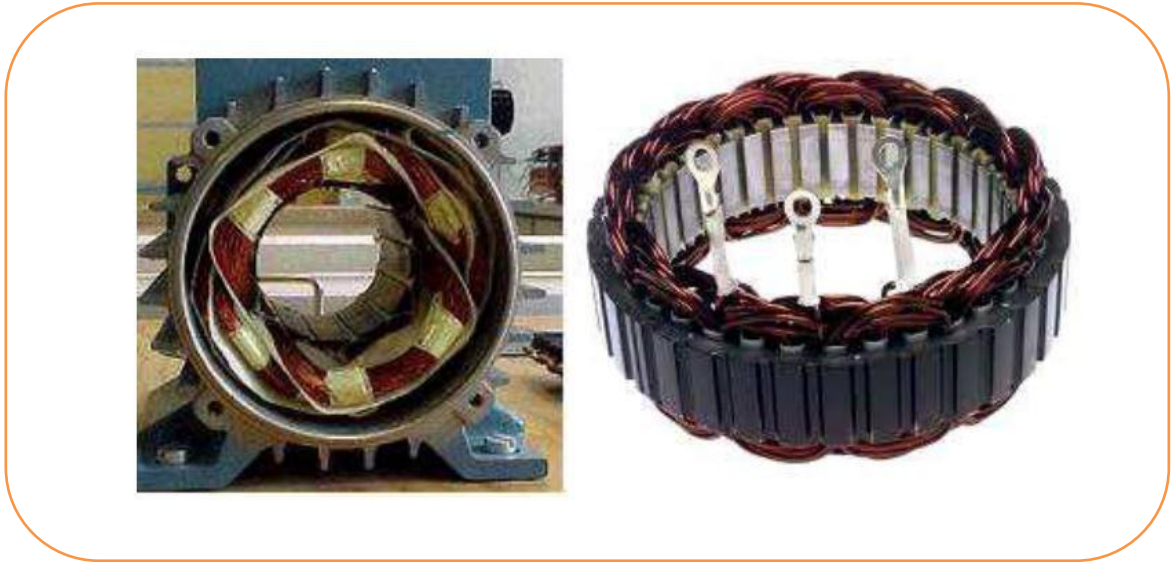
La machine asynchrone est constituée essentiellement de deux parties, l'une est fixe (stator) et l'autre tournante (rotor) et des éléments représentés dans la figure (I.1) suivante :



**Fig.I.1:** : Organisation de la machine asynchrone

### I.2.2.1 Stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine [8].



**Figure I.2 : Stator de la machine asynchrone**

### I.2.2.2 Le rotor (moteur asynchrone)

Le rotor, monté sur l'arbre moteur se compose d'un cylindre fait de tôles empilées. Des encoches sont percées à la périphérie extérieure destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre de 0,4 à 2 mm seulement. Il existe deux types de rotor :

le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné.

#### ❖ Machine asynchrone à rotor bobiné

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôle, empilés sur l'arbre de la machine [8].

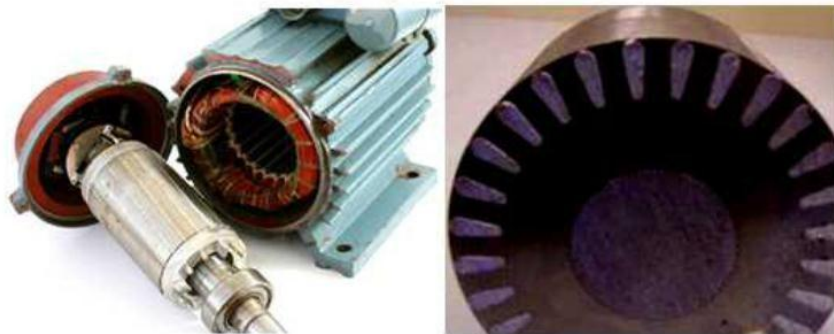


**Fig.I.2:** Construction d'un rotor bobiné.

#### ❖ Machine asynchrone à cage d'écureuil:

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices, régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné, est par conséquent d'un prix de revient inférieur et à une robustesse intrinsèquement plus grande.

Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage de mauvaises performances (courant et couple élevés) [8].



**Fig.I.3:** : Machine asynchrone à cage d'écureuil.

### I.3 Principe de fonctionnement

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques. La

vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. La cage qui constitue le rotor est donc soumise à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît alors et crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation du flux : loi de Lenz ("les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur donnent naissance"). Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ tournant statique [9].

#### **I.4 les avantages et inconvénients de la machine asynchrone**

- Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie ; il est peu coûteux, produit en série, robuste, fiable et économique.
- Il fonctionne directement sur le réseau alternatif, sans aucune transformation préalable de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas de pièces délicates comme le collecteur du moteur à courant continu et n'utilise pas de contacts glissants comme le synchrone moteur (pour l'excitation du rotor).
- Les courants circulant dans le stator sont la seule source externe du champ magnétique. Sa vitesse varie un peu lorsqu'il est chargé, on dit qu'il patine, mais ce patinage n'est généralement pas supérieur à quelques centièmes de la vitesse à vide, il est la plupart du temps négligeable. Le démarrage des moteurs asynchrones n'est pas un problème pour les petites unités de puissance.
- En revanche, pour les moteurs de forte puissance, il est nécessaire de démarrer à tension réduite pour éviter un appel de courant trop important. Dans le moteur asynchrone, en revanche, les courants statoriques génèrent à la fois du flux et du couple. Il n'y a pas de découplage naturel de la machine à courant continu.
- D'autre part, les variables internes du rotor à cage d'écureuil ne peuvent être connues qu'à travers le stator.
- L'inaccessibilité du rotor nous conduira à modifier l'équation du vecteur rotor pour exprimer les grandeurs rotoriques par leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais aussi à la non-linéarité, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres ( $R_r$  notamment).

## **I.5 modélisation de la machine asynchrone**

### **I.5.1 Présentation de la machine**

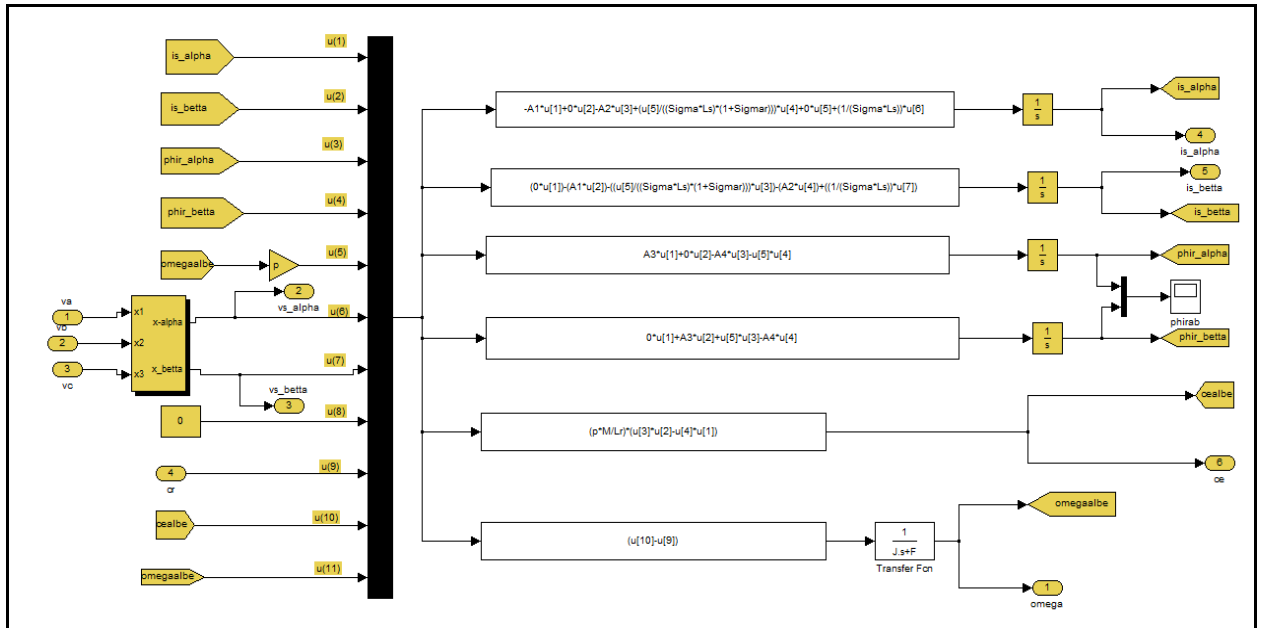
La majorité des applications industrielles ont été conçues autour de la machine asynchrone à rotor à cage. Ceci est dû principalement à sa simplicité de construction, son faible coût, son entretien facile et sa robustesse. Cependant, elle est caractérisée par un modèle fortement non linéaire. Dans ce cadre, la mise en œuvre des stratégies de commande performantes pour cette machine nécessite la mise en place d'un modèle fiable et capable d'étudier les différents régimes à observer. Dans la littérature [10] [11] [12] [13], les modèles dynamiques qui sont couramment utilisés dans l'élaboration des lois de commande et/ou dans la mise en place des systèmes d'observation sont établis respectivement dans le référentiel de Park tournant à la vitesse de synchronisme du champ tournant et de Concordia fixe lié au stator. Dans le cadre de ce mémoire, on résume l'essentiel de ces deux modèles et on insiste sur les hypothèses simplificatrices adoptées.

### **I.6 modèle mathématique pour la machine asynchrone**

En raison de la conception, nous considérons une machine asynchrone (MAS) pour le système non linéaire avec un certain nombre de paramètres.

Nous avons essayé de trouver un système d'équations différentielles qui décrit suffisamment et précisément les propriétés de la machine. Lorsque nous concevons un modèle mathématique, nous utilisons une série de conventions qui simplifient le modèle d'assemblage. En particulier, ce qui suit :

- L'enroulement du stator et du rotor est triphasé, les bobines de phases sont réparties symétriquement le long des entrefers.
- Enroulement triphasé du stator et du rotor sont connecté à l'étoile (en étoile).
- L'induction magnétique le long de l'entrefer est une sinusoïde idéale,
  - Le circuit magnétique a une caractéristique linéaire,
  - Les résistances sont constantes,
  - Les pertes dans les circuits magnétiques sont nulles [14].



**Fig.I.4:** modèle mathématique de MAS

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses figurent :

- Additivité de flux.
- La constance des propres inductances.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

### I.7 Equations générales de la machine asynchrone triphasée

Dans ces conditions, si l'on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement moteur sont [15] :

#### I.7.1.1 Équations électriques

Les équations de tension des trois phases du stator et des trois phases du rotor sont :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (I.1)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (I.2)$$

Avec:

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Tensions appliquées aux trois phases du stator.

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  : Courants qui traversent les trois phases du stator.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$  : Flux totaux à travers ces enroulements.

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : Tensions rotoriques.

$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : courants rotoriques.

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$  : Flux du rotor.

$R_s$ : Résistance d'une phase stator.

$R_r$ : Résistance d'une phase rotorique.

Équations (I.1) et (I.2) peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

Pour le stator :

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

Alternativement, sous la forme condensée suivante :

$$[V_{s(abc)}] = [R_s][i_{s(abc)}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s(abc)}] \quad (I.4)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Alternativement, sous la forme condensée suivante :

$$[V_{r(abc)}] = [R_r][i_{r(abc)}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{r(abc)}] \quad (I.6)$$

### I.7.1.2 Équations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées précédemment conduisent à des relations linéaires entre flux et courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent dans une matrice comme suit [16] :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 7})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 8})$$

Comme:

$[L_s]$  : Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$  : Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$  : Matrice des inductances mutuelles du stator.

$[M_{rs}]$  : Matrice des inductances mutuelles du rotor.

On note par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Avec:

$l_s$ : Auto-inductance d'une phase statorique.

$l_r$ : Auto-inductance d'une phase rotorique.

$M_s$ : Inductance mutuelle entre les phases du stator.

$M_r$ : Inductance mutuelle entre les phases du rotor.

$\theta$ : L'angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes du stator et les axes du rotor qui sont choisis comme axes de référence.

$M$ : Inductance mutuelle maximale entre la phase du stator et la phase du rotor

### I.7.1.3 Équations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone introduit la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [16] :

$$C_e = P [i_{s(abc)}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_{r(abc)}] \quad (I.12)$$

Pour avoir un modèle complet de la machine, il faut introduire l'équation du mouvement de la machine qui s'exprime comme suit :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (I.13)$$

Avec:

$J$ : Moment d'inertie des masses en rotation.

$C_r$ : Couple résistant imposé à l'arbre machine.

$\Omega_r$ : Vitesse du rotor.

$C_e$ : Couple électromagnétique.

$f$ : Coefficient de frottement visqueux.

Les équations (I.2) ainsi obtenus ont des coefficients variables résultant de la complexité de résolution du modèle défini par(I.1).Cela conduira à l'utilisation de la transformation de Park, qui rendra ces paramètres constants. Vérifier les numéros des équations

### I.7.2 Transformation du PARK

Le but de la Transformation du PARK est de traiter une large gamme de machines de manière unifiée en réduisant à un seul modèle, Cette conversion est souvent appelée transformation d'axes, complète correspondant aux deux enroulements de la machine d'origine suivie d'une rotation, les enroulements électriquement et magnétiquement équivalents. Cette transformation donc, pour rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [16].

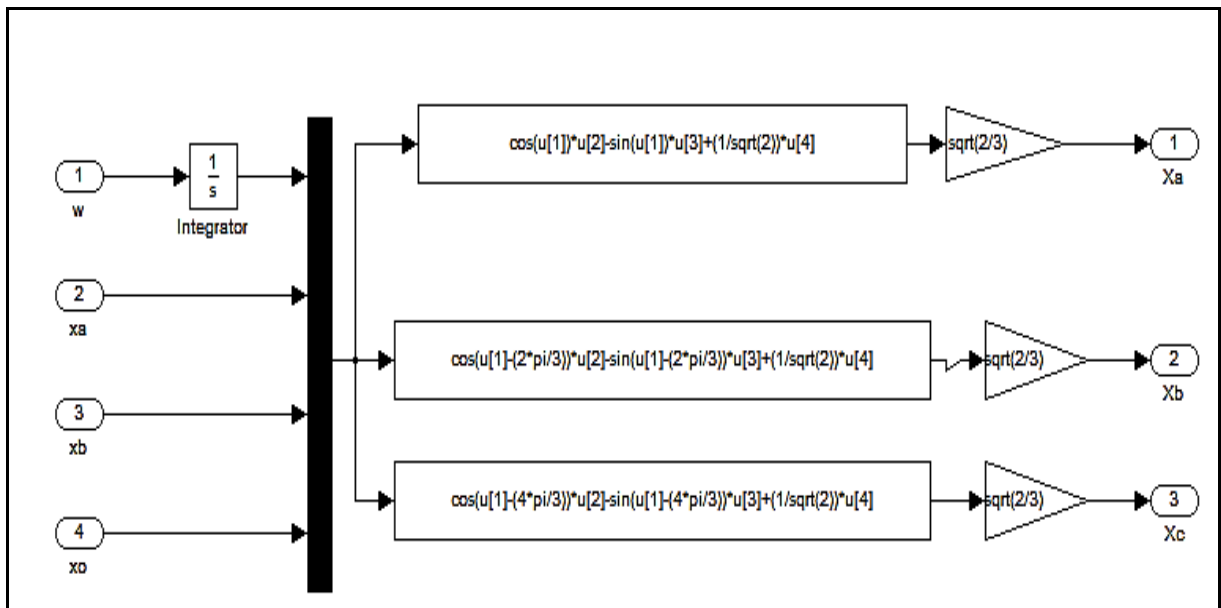


Fig.I.5: Modèle Simulink de transformation de Park

### I.8 choix de référentiel

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation de repère d'axe (d,q).L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide des composants de Park nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques.

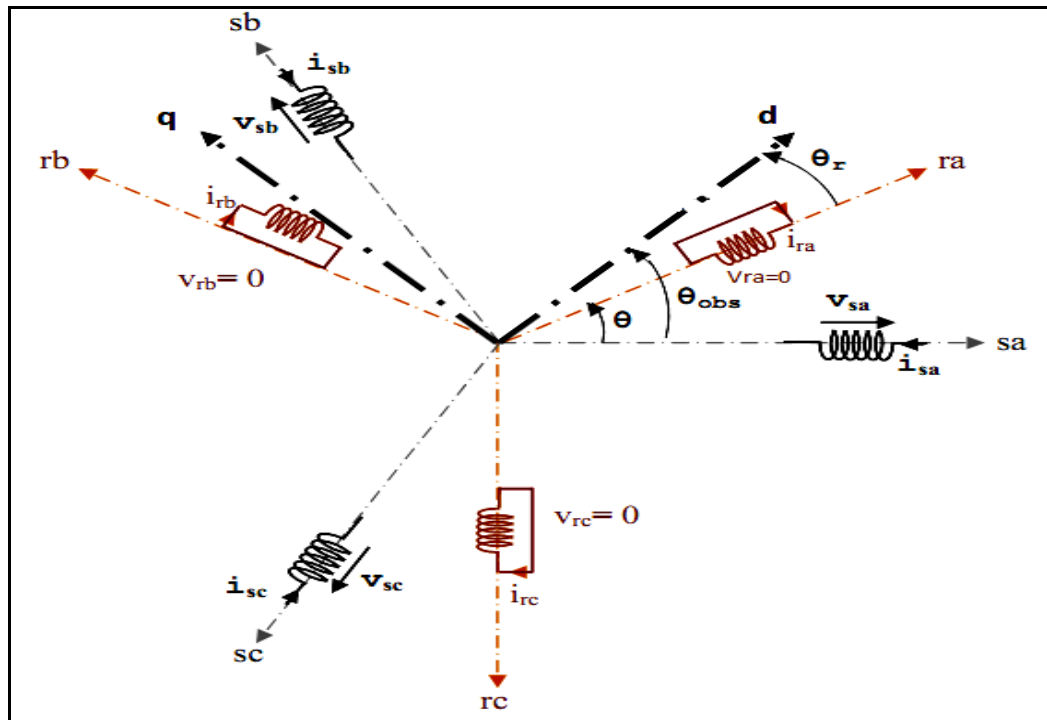
Il existe trois choix concernant l'orientation du repère d'axe (d,q). En pratique le choix se fait en fonction des objectifs de l'application [17] , [18] ,[ 19]:

- Repère d'axes ( $\alpha, \beta$ ) **lié au stator** ( $\omega_s = 0$  et  $\omega_r = -w = p * \Omega$ ): Ce référentiel est choisi dans le cas de variations importantes de la vitesse de rotation associées ou non à des variations de la fréquence d'alimentation.
- Repère d'axes (x, y) **lié au rotor** ( $\omega_s = \omega_r$  et  $t = 0$ ): Ce choix est nécessaire dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est constante.
- Repère d'axes (d,q) **lié au champ tournant** ( $\omega = \omega_s - \omega_r$ ): On choisie ce référentiel lorsqu'on veut étudier les problèmes dont la fréquence d'alimentation est constante.

### **I.8.1 Modélisation de la machine asynchrone (MAS) dans le plan dq biphasé**

Du fait de l'existence de termes trigonométriques continus dans la matrice des mutuelles inductances, les coefficients des équations différentielles sont variables et la résolution analytique du système se heurte à des difficultés pratiquement insurmontables. Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme les enroulements stator et rotor en deux enroulements diphasés orthogonaux dq selon la transformation de PARK. La conversion implique la transformation des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. La figure (1.5) représente la transformation des enroulements réels abc en enroulements orthogonaux dq [20].

- Directe selon l'axe (d).
- Quadratique (transversal) le long de l'axe (q).
- Homopolaire (o)



**Fig.I.6:** Référentiel tournant pour les axes (d– q).

Où:

$\theta_{obs} = \int \omega_{obs} dt$ : est toute position d'observation entre les systèmes d'axes biphasés par rapport au système d'axes triphasé.

L'application de la transformation de Park à la machine asynchrone correspond à une transformation des trois bobinages (stator et rotor) avec deux bobinages équivalents prenant les mêmes considérations ou aspects en termes de flux, de couple, de courant ou du moins une image qui sera parfaitement proportionnel à eux [21].

Pour le passage du système triphasé au système diphasé, nous avons les équivalents suivants [22] :

- L'équivalent de tension :  $[V_{dqo}] = [P(\theta_{obs})][V_{abc}]$
- L'équivalent actuel :  $[i_{dqo}] = [P(\theta_{obs})][i_{abc}]$  (I.14)
- L'équivalent du flux :  $[\Phi_{dqo}] = [P(\theta_{obs})][\Phi_{abc}]$

Ou :

$[P(\theta_{0bs})]$  est la matrice de Park

Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [P(\theta_{0bs})]^{-1}[V_{dqo}] \\ [i_{abc}] = [P(\theta_{0bs})]^{-1}[i_{dqo}] \\ [\Phi_{abc}] = [P(\theta_{0bs})]^{-1}[\Phi_{dqo}] \end{cases} \quad (I.15)$$

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrit alors :

$$[P(\theta_{0bs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{0bs}) & \cos\left(\theta_{0bs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{0bs} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{0bs}) & -\sin\left(\theta_{0bs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{0bs} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Le facteur  $(\ )$  : est là pour conserver la puissance électrique instantanée [14]  $\sqrt{\frac{2}{3}}$

$$[P(\theta_{0bs})]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{0bs}) & -\sin(\theta_{0bs}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{0bs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{0bs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{0bs} + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{0bs} + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

Lorsque l'angle est mis à zéro, la transformation de Park est appelée transformation de Clarke et la matrice passante s'écrit comme suit :  $\theta_{0bs}$

$$[C] = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \mathbf{0} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I-18)$$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (I -3)et (I -5), et magnétique, (I -7)et (I -8), donne les équations suivantes :

**a- Équations électriques**

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sq} \\ \phi_{sd} \end{bmatrix} \quad (\text{I -19})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega_r) \\ (\omega_s - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rq} \\ \phi_{rd} \end{bmatrix} \quad (\text{I -20})$$

**b- Équations magnétiques**

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I -21})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I -22})$$

Avec :

$L_s = l_s - M$ , Inductance auto cyclique  $L_r = l_r - M$  respectivement du stator et du rotor.

$M = \frac{3}{2} M_o$ : Inductance stator-rotor cyclique mutuelle.

**c- Équations mécaniques**

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I -11) devient:

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} i_{sd} - \phi_{rq} i_{sq})$$

L'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation (I .13):

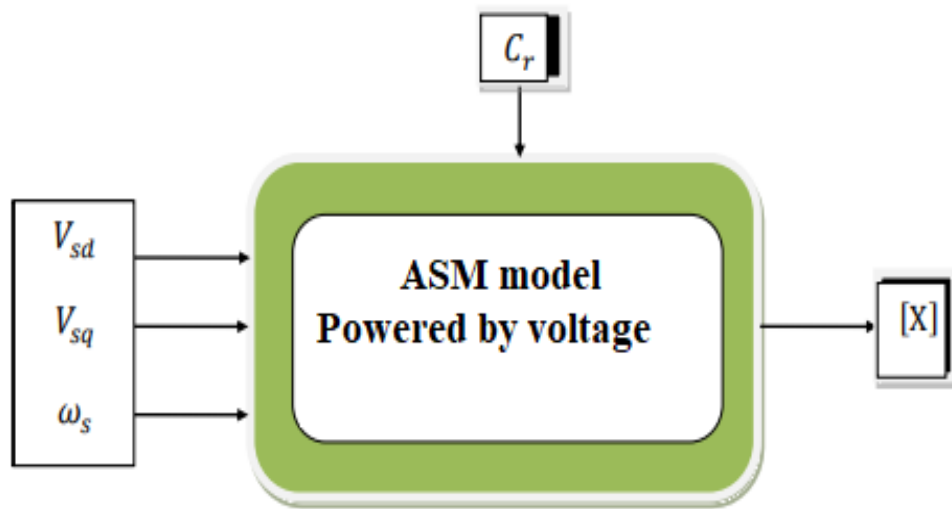
$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f \Omega_r$$

**I.8.2 Machine asynchrone alimentée en tension**

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si l'on considère le courant stator et le flux rotor comme variables d'état, et la pulsation et les tensions, comme grandeur de

commande et le couple comme perturbation, on aura le schéma bloc suivant, « Figure (1.6) »

$$.i_s \phi_r \omega_s V_{sd} V_{sq} C_r$$



**Fig.I.7:** Schéma fonctionnel de la machine asynchrone alimentée en tension

Le vecteur de sortie [X], peut avoir l'une des formes des différentes expressions :

$$[X] = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \text{ Ou } [X] = \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} [X] = \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} [X] = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}$$

### I.8.3 Représentation d'état du modèle MAS

La forme générale de l'équation d'état s'écrit comme suit :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \tag{I .23}$$

Avec :

$$[X] = [i_{s\alpha} i_{s\beta} \Phi_{s\alpha} \Phi_{s\beta}]^T : \text{Vecteur d'état}$$

[A]: Système matrice d'état

[B]: Matrice d'entrée (ou de contrôle) du système

$$[U] = [V_{s\alpha} V_{s\beta}] : \text{Vecteur d'entrée (ou de contrôle)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_t}{L_s \sigma}\right) i_{s\alpha} + \left(\frac{1-\sigma}{MT_s \sigma}\right) \Phi_{r\alpha} + \left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\right) \omega \Phi_{r\beta} + \left(\frac{1-\sigma}{L_s \sigma}\right) V_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_t}{L_s \sigma}\right) i_{s\beta} + \left(\frac{1-\sigma}{MT_s \sigma}\right) \Phi_{s\alpha} + \left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\right) \omega \Phi_{r\beta} + \left(\frac{1-\sigma}{L_s \sigma}\right) V_{s\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} + \omega \Phi_{r\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} \end{array} \right. \quad (I.24)$$

$T_s = \frac{L_s}{R_s}, T_r = \frac{L_r}{R_r}$ : sont respectivement les constantes de temps électriques du stator et du rotor..

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

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_t}{L_s \sigma}\right) & 0 & \left(\frac{1-\sigma}{MT_s \sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\right) \omega \\ 0 & -\left(\frac{R_t}{L_s \sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{MT_s \sigma}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\right) \omega \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & +\omega \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & +\omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I-25)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1-\sigma}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1-\sigma}{L_s \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-26)$$

Pour le référentiel lié au champ tournant (d, q), la matrice [A] devient :

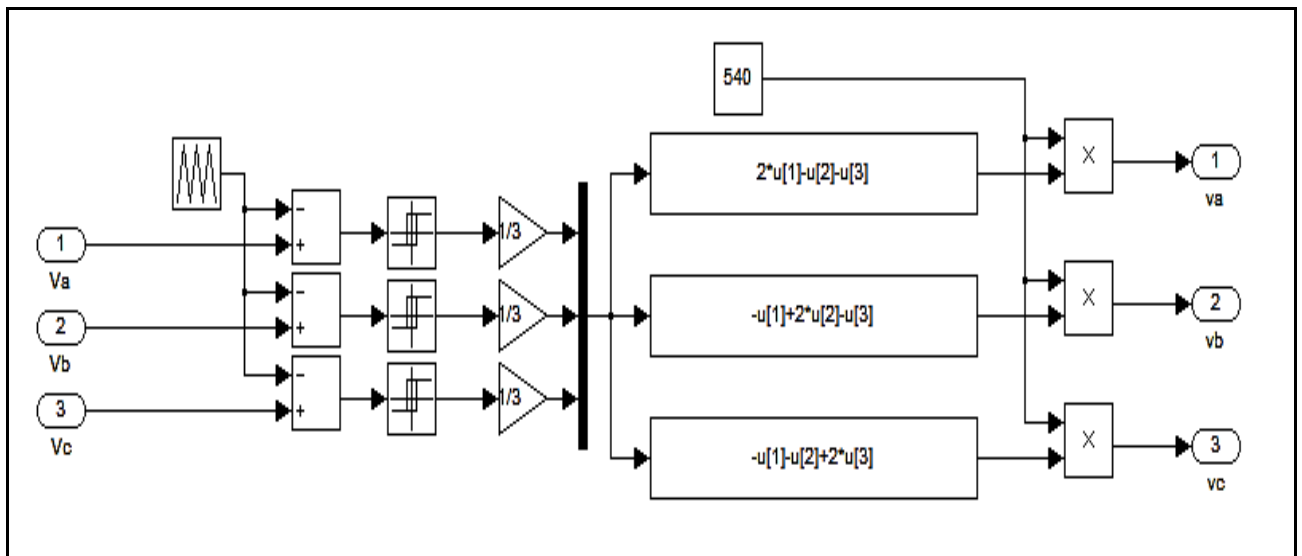
$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_t}{L_s \sigma}\right) & \omega_s & \left(\frac{1-\sigma}{MT_s \sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\right) \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_t}{L_s \sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{MT_s \sigma}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\right) \omega \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & \omega_s - \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Le couple électromagnétique développé par la machine asynchrone donné par les éléments suivants relation amoureuse:

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (I.28)$$

## I.9 modélisation du convertisseur continu-alternatif et de sa commande

Afin de rendre possible le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone, on lui associe un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable. Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et à l'utilisation de la technique MLI (Modulation de la largeur d'impulsion), les convertisseurs statiques permettent par un contrôle adéquat des signaux de commande des interrupteurs, d'imposer la tension et le courant aux bornes du moteur [CHE 01]. Dans notre cas nous étudions l'ensemble convertisseur MAS, où l'onduleur étant commandé par la technique de contrôle sinus-triangle (MLI) [23].

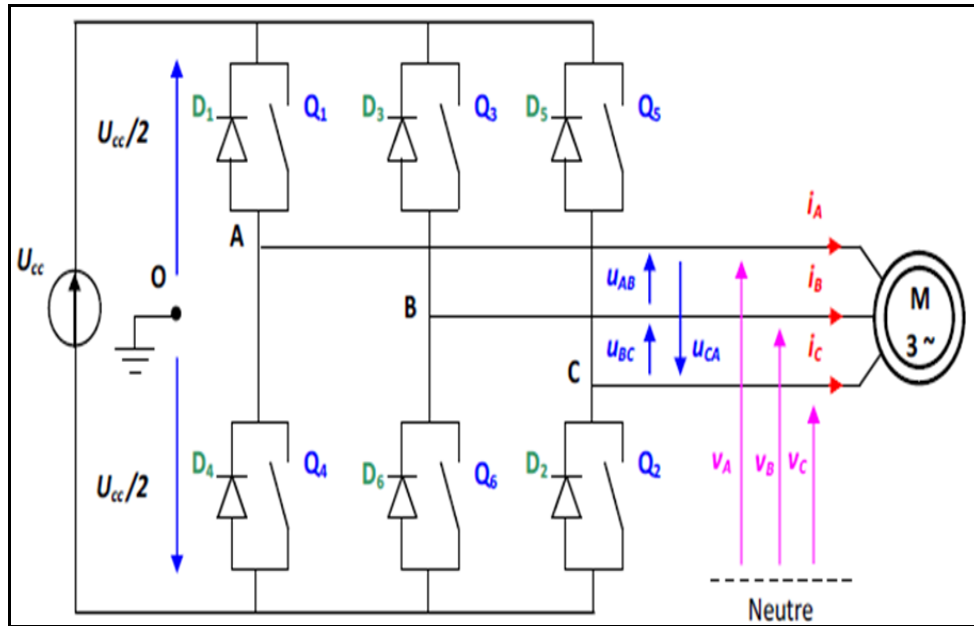


**Fig.I.8:** Modèle Simulink de l'onduleur

### I.9.1 Convertisseur continu - alternatif

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et de valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Constitué de trois bras munis de diodes de récupérations. La commande des interrupteurs du même bras est complémentaire ; lorsqu'un interrupteur conduit, l'autre est bloqué.

Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de modulation de largeur d'impulsion. Dans ce travail on commande l'onduleur par la (MLI) de tension [24], [25], [26], [27].



**Fig.I.9:** Structure d'un onduleur de tension triphasé

Tensions composées :

$$\begin{cases} u_{AB} = v_{AO} - v_{BO} \\ u_{BC} = v_{BO} - v_{CO} \\ u_{CA} = v_{CO} - v_{AO} \end{cases} \quad (I.29)$$

Tensions simples :

$$\begin{cases} v_A = \frac{1}{3} \cdot (u_{AB} - u_{CA}) \\ v_B = \frac{1}{3} \cdot (u_{BC} - u_{AB}) \\ v_C = \frac{1}{3} \cdot (u_{CA} - u_{BC}) \end{cases} \quad (I.30)$$

On peut déterminer l'expression des tensions simples en fonction des tensions mesurées entre les points A, B, C et le point milieu fictif O associé à l'alimentation, soit :

$$\begin{cases} v_A = \frac{1}{3} \cdot (+1 \cdot v_{AO} - v_{BO} - v_{CO}) \\ v_B = \frac{1}{3} \cdot (-v_{AO} + 1 \cdot v_{BO} - v_{CO}) \\ v_C = \frac{1}{3} \cdot (-v_{AO} - v_{BO} + 1 \cdot v_{CO}) \end{cases}$$

(I.31)

On obtient la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix}$$

(I.32)

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnels

De façon complémentaire, on peut ainsi relier chacun d'eux

Valeur de consigne binaire  $S_i$ , avec ( $i=A,B,C$ ) et donc :

- $S_i = +1 \Rightarrow$  l'interrupteur supérieur est fermé, l'interrupteur inférieur est ouvert.
- $S_i = 0 \Rightarrow$  l'interrupteur supérieur est ouvert, l'interrupteur inférieur est fermé.

Cela nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = \frac{U_{cc}}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

D'où la nouvelle forme :

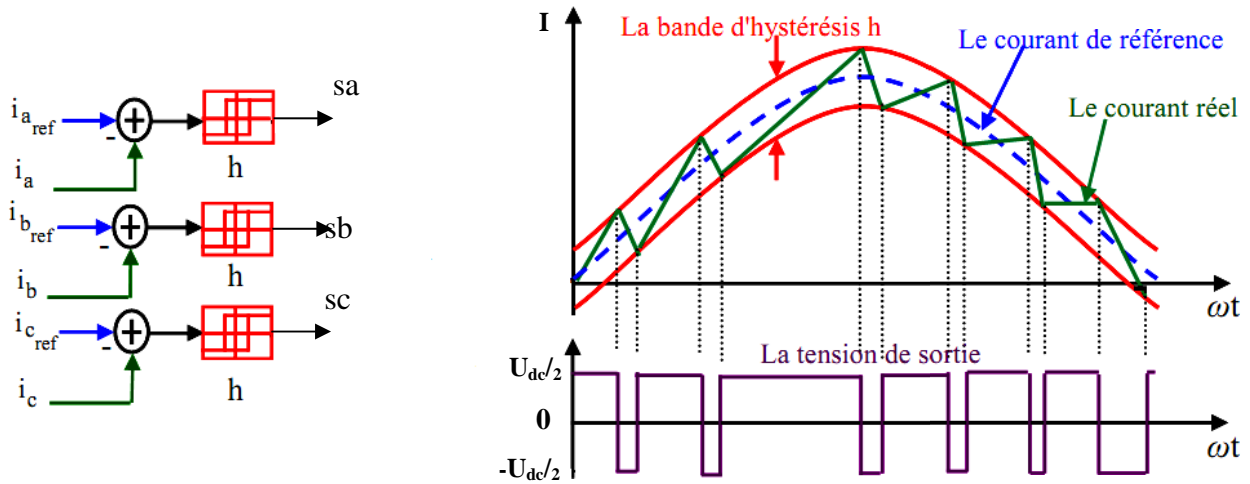
$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \frac{U_{cc}}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

Les tensions phase-neutre délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états grandeurs de commande "SA", "SB", "SC" représentant les signaux de commande.

Les états de ces grandeurs seront également déterminés à l'aide de la stratégie de contrôle.

### I.9.2 Technique de commande par hystérésis

C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant, Le principe de contrôle des courants par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation. La figure (I.10) présente le schéma de principe de cette technique.



**Fig.I.10:** Représentation de contrôle de courant par la technique à hystérésis

Les courants de référence sont donnés par :

$$\begin{cases} I_{a\_ref}(t) = I_{max} \cos \omega t \\ I_{b\_ref}(t) = I_{max} \cos (\omega t - \frac{2*\pi}{3}) \\ I_{c\_ref}(t) = I_{max} \cos (\omega t + \frac{2*\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.35)$$

Ces courants de références sont composés avec ceux des phases de chaque bras de l'onduleur, la différence entre le courant de référence  $I_{j\_ref}(t)$  et le courant  $I_j(t)$ , c'est l'écart du courant  $I_{j_e}(t)$  appliqué à l'entrée du bloc de l'hystérésis qui fournit le signal logique (1 ou 0) .

Comme montre la figure ci-contre :

$$\begin{cases} \text{si } I_{j_e}(t) \geq \frac{h}{2} \text{ alors } S_j = 1 \\ \text{si } I_{j_e}(t) \leq -\frac{h}{2} \text{ alors } S_j = 0 \end{cases}$$

(I.36)

$h$  : est la bande d'hystérésis

La bande d'hystérésis est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi-conducteurs utilisés, et à minimiser les harmoniques des courants.

### I.9.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La technique de modulation en largeur d'impulsion MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion ou PWM : Pulse Width Modulation) est l'essor et le fruit du développement de l'électronique de puissance à la fin du siècle dernier. Elle est le cœur du contrôle des convertisseurs statiques. Le choix de la technique MLI pour contrôler l'onduleur de tension est d'avoir une réponse rapide et des performances élevées. La MLI est composée d'impulsions dont la largeur dépend des choix effectués pour la stratégie de modulation [28].

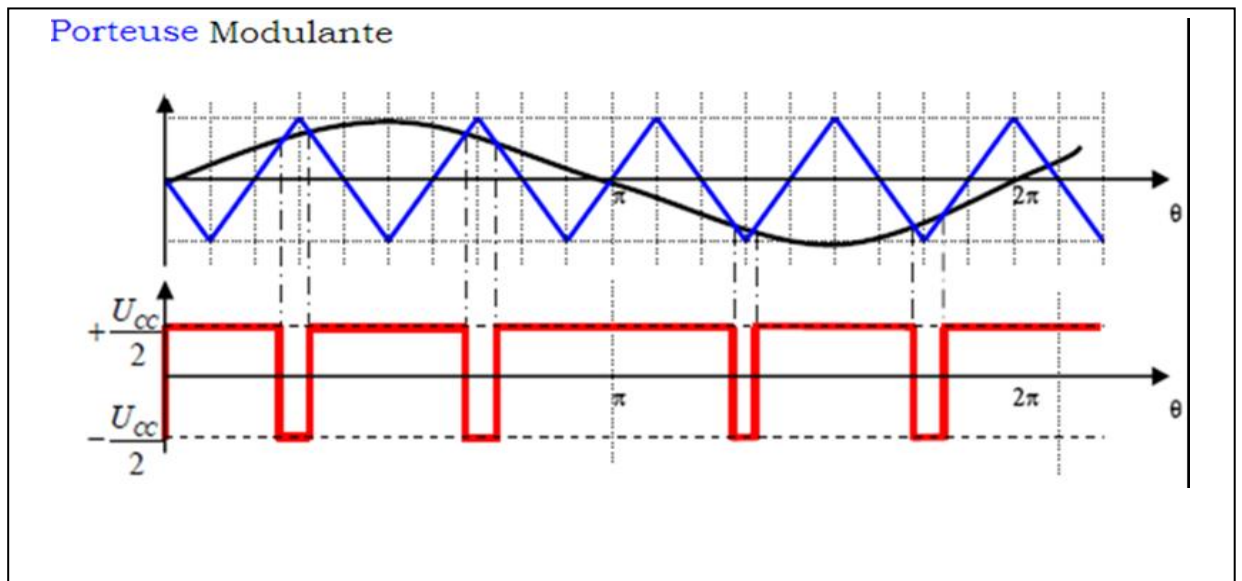
Les méthodes MLI sont préférées en raison de leur fréquence de commutation fixe, de leur faible courant d'ondulation et de leurs caractéristiques de spectre harmoniques bien définies. Ces stratégies intègrent une "tension de sortie moyenne par cycle" égale à la tension de référence, en utilisant soit la technique sinus-triangle ou les méthodes numériques de programmation d'impulsion (Vectorielle, pré-calculée). L'avantage caractéristique est qu'ils servent à générer une relation linéaire entre les tensions de référence et de sortie dans une plage limitée.

### I.9.4 Principe de la MLI sinus-triangle :

La modulation sinus-triangle est appelée également modulation de largeur d'impulsion Intersectée puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante de basse Fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse De haute fréquence, de forme généralement triangulaire, d'où l'appellation "sinus-triangle".

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [BOS 01]. Nous nous sommes intéressés dans notre étude à la technique d'origine analogique dite sinus triangle. Elle consiste à comparer entre [26],[29],[30],[31].

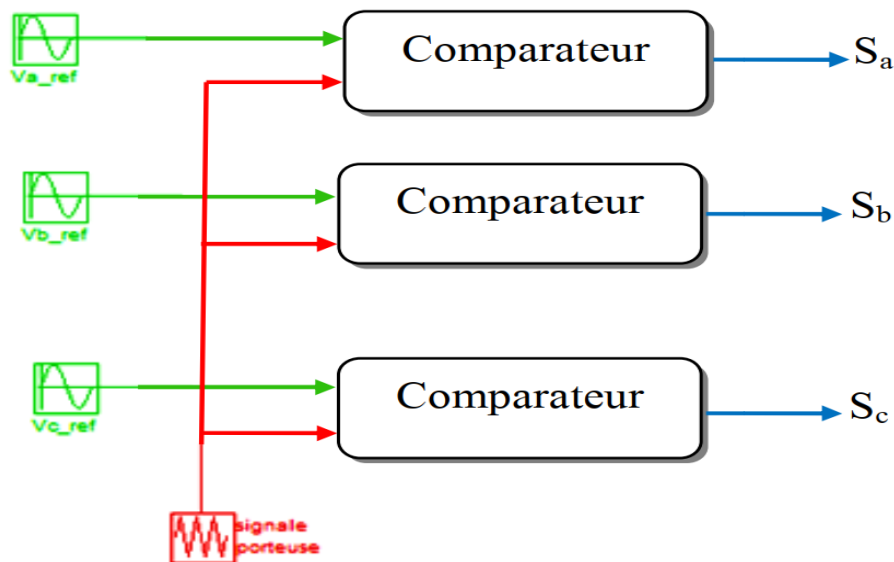
- Une onde de référence, la modulante, de forme sinusoïdale et de Fréquence  $f_m$ .
- Une onde de modulation, la porteuse, en général triangulaire, De haute.



**Fig.I.11:** Détermination des instants de commutation

A chaque interaction des deux signaux, la commande électrique envoie un ordre d'allumage ou d'extinction aux transistors constituant une phase d'onduleur qui produit le signal MLI.

La figure suivante (I.13) montre le principe de la commande MLI sinus-triangle.



**Fig.I.12:** Principe de la commande MLI sinus-triangle

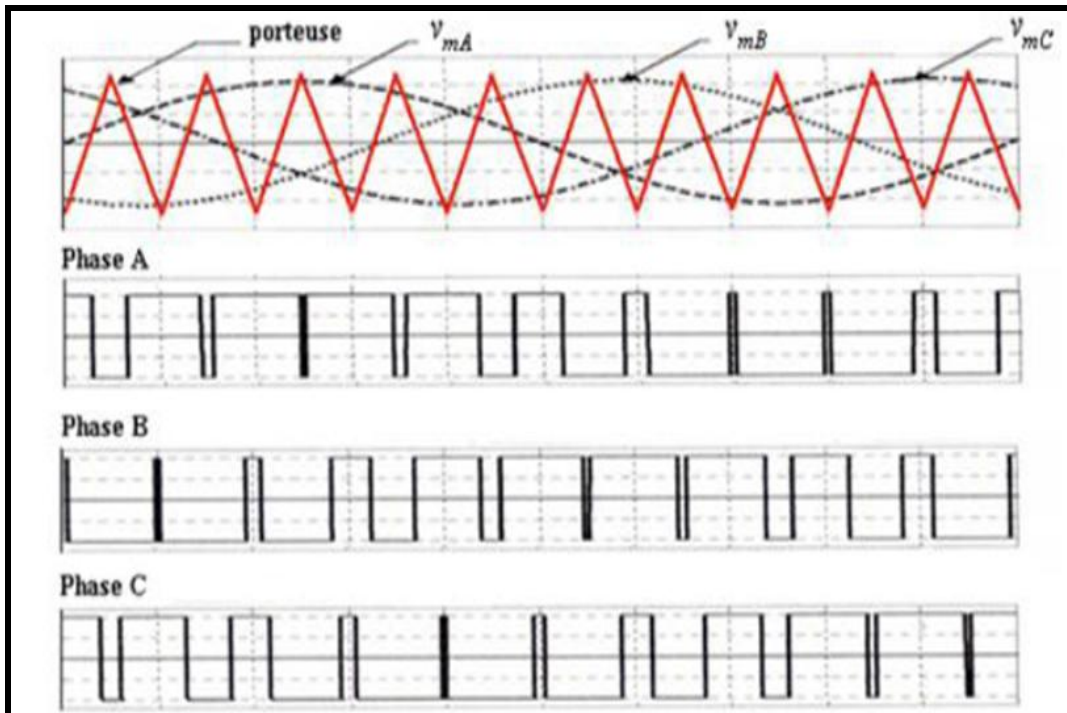
Le réglage est réalisé par les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs ainsi que par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison que l'on peut expliciter par :

$$v_i = \begin{cases} +\frac{U_{cc}}{2} \text{ Si } (v_{mi} \geq v_p) \\ -\frac{U_{cc}}{2} \text{ Si } (v_{mi} < v_p) \end{cases} \quad (\text{I.37})$$

$v_i$  et  $v_{mi}$  représentent respectivement la tension et la tension fournies par l'onduleur

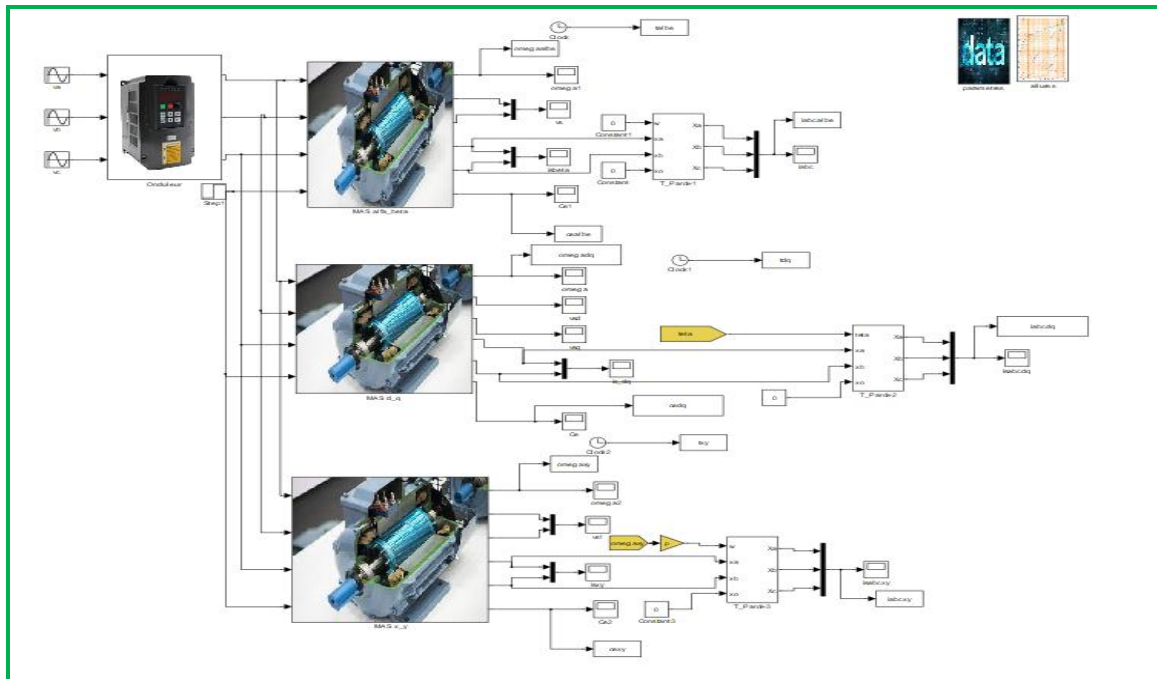
Étape de modulation  $i$  : A, B, C.

La figure I.14 montre un exemple de chronogramme pour une commande MLI sinus-delta trois phases.



**Fig.I.13:** chronogramme pour une commande MLI sinus-delta trois phases

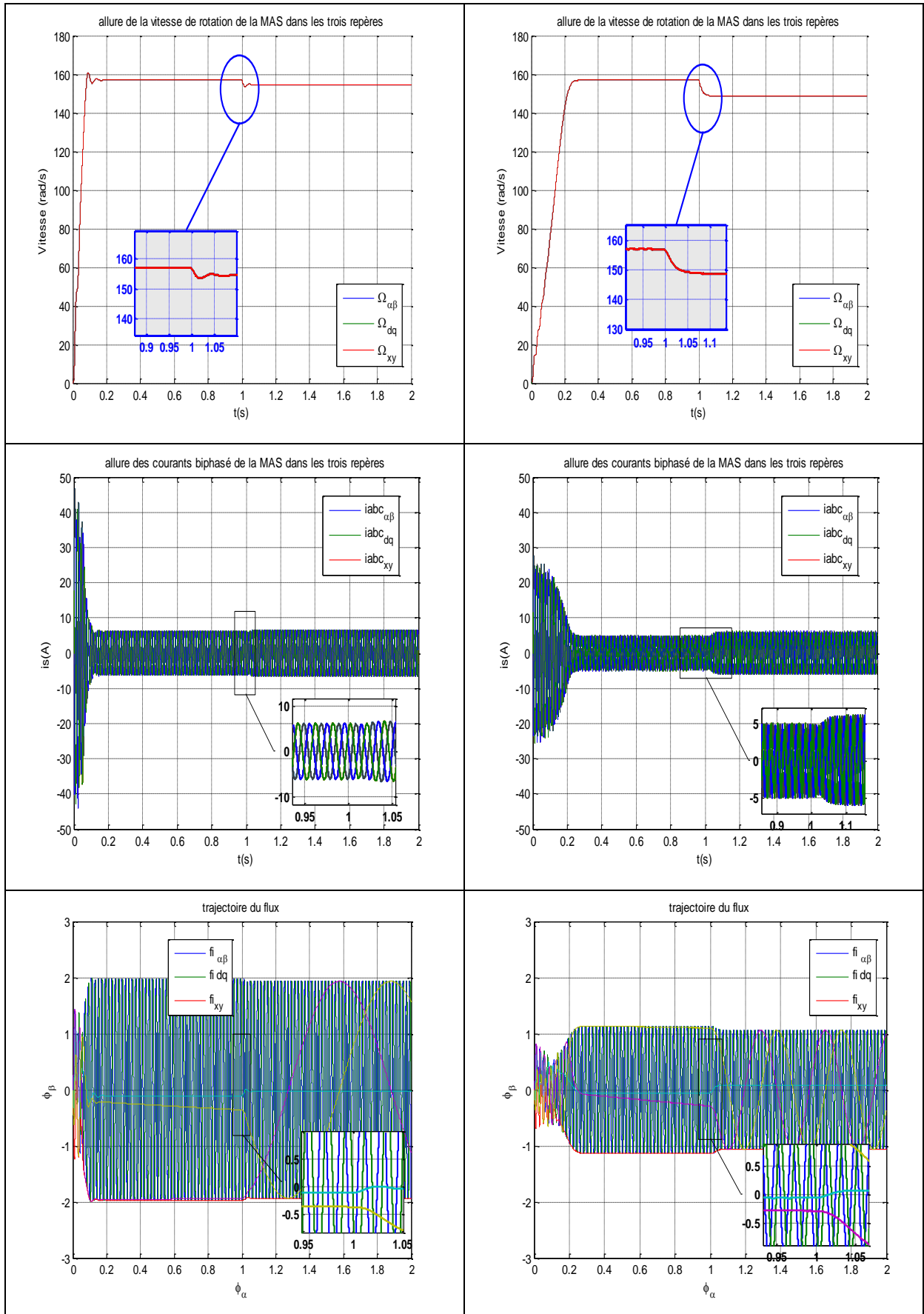
## I.10 Simulation de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension en modulation de largeur l'impulsion (MLI)

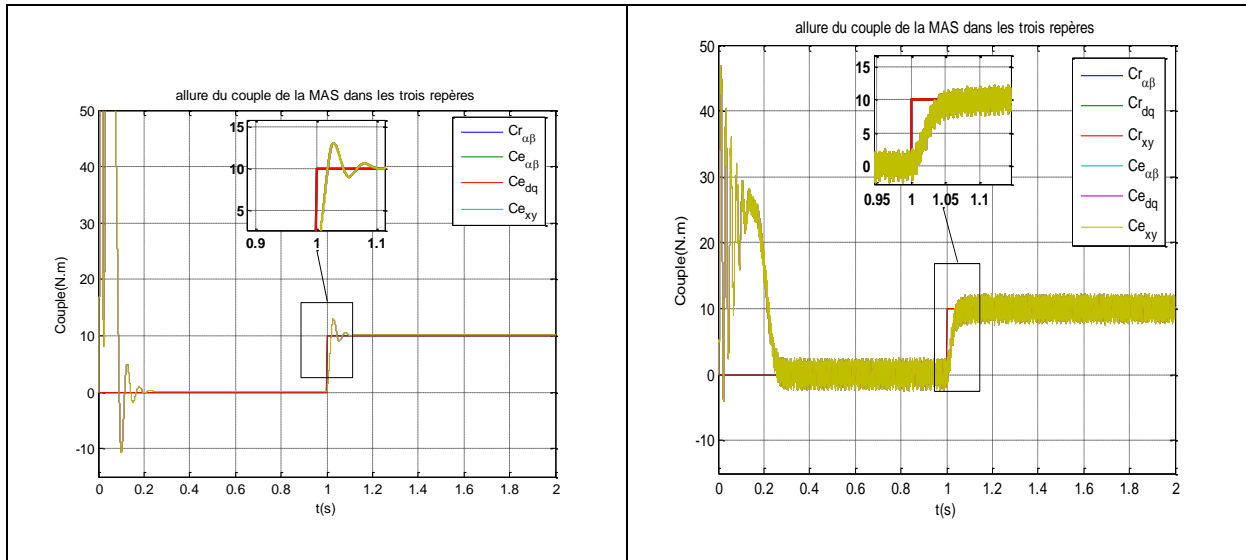


**Fig.I.14:** Schéma bloc d'un système de MAS dans les trois repères

### I.10.1 Tests de simulation (onduleur commandé par La technique à MLI):

Dans cette partie d'étude nous avons associé à la MAS un onduleur de tension sous une commande MLI pour différentes valeurs de l'indice de modulation, afin de visualiser l'effet de la fréquence de commutation sur les performances de la machine surtout au niveau de la vitesse, le couple, et la forme de courant. Pour cela, nous avons appliquée un couple de charge nominale de valeur  $C_r = 10 \text{ Nm}$  à l'instant  $t=1\text{s}$  pendant une durée de  $1\text{s}$ . Ces tests ont été effectués pour trois valeurs différentes de l'indice de modulation.





**Fig.I.15:** Fonctionnement à charge du MAS et association l'onduleur-Machin

### I.11 Interprétations des résultats de simulation obtenus :

Les remarques les plus importantes sont :

En charge la machine démarre avec un couple qui entraîne un appel du courant très important, une diminution de la vitesse et une augmentation du couple qui tend vers le couple de charge comme est visualisé dans les figures

L'absence de régulation de la vitesse (test en boucle ouverte) provoque une diminution importante de la vitesse lors d'application d'une charge pour l'ensemble MAS-onduleur.

Les oscillations au niveau du couple sont dues essentiellement au convertisseur statique, car la conversion continue alternative fait apparaître des harmoniques au niveau des tensions de sortie et des courants qui influent directement sur la forme du couple. On peut diminuer ces oscillations en augmentant la fréquence de commutation des interrupteurs ; ce qui permet de minimiser le taux d'harmoniques.

### I.12 Conclusion

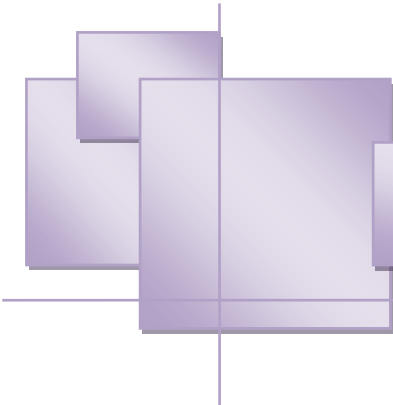
Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension triphasé. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de Park, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent.

Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone.

Ensuite nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé une fois par la technique d'hystérésis et D'autre fois par la modulation

de largeur d'impulsion . Les résultats obtenus montrent la validité du modèle, mettent en évidence les performances de la machine associée aux techniques hystérésis et MLI.

Pour obtenir des performances dynamiques élevées de la machine en boucle fermé, nous allons adopter la commande directe de couple (DTC) qui sera détaillé dans le chapitre suivant.



# Chapitre II

---

**CHAPITRE II****COMMANDE DTC D'UN SYSTEME MONO ONDULEUR  
MONO MACHINE****Introduction**

La difficulté du contrôle de la machine asynchrone (MAS) a restreint pendant longtemps son utilisation dans le domaine de la vitesse variable. Cette difficulté réside essentiellement dans le couplage des grandeurs de contrôle à savoir le flux et le couple électromagnétique. Depuis une vingtaine d'années. Des contrôles spécifiques assurent un découplage de ces grandeurs de contrôle par l'utilisation de repères appropriés [32], ces méthodes appelées vectorielles assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu. Bien qu'elles donnent des performances élevées à la machine asynchrone, les structures de contrôle vectoriel classique restent très sensibles aux variations des paramètres de la machine et surtout à celles de la résistance rotorique, délicate à identifier en cours de fonctionnement [33], au cours des dernières décennies, le développement des nouvelles techniques de traitement des signaux a permis la réalisation de stratégies de régulation entièrement performantes. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de contrôle direct du flux statorique et de couple électromagnétique [34], deux principales stratégies ont été développées quasiment en même temps dans deux centres de recherche différents en 1985 [35], ces deux stratégies de commande sont essentiellement caractérisées par la régulation à structures variables du flux statorique et de couple électromagnétique, ces lois de commande sont connues sous les noms de [34],[36] : contrôle vectoriel direct du flux statorique (direct self control) développé par M.DEPENBROEK et contrôle direct de couple (direct torque control) développé par L.TAKAHASHI.

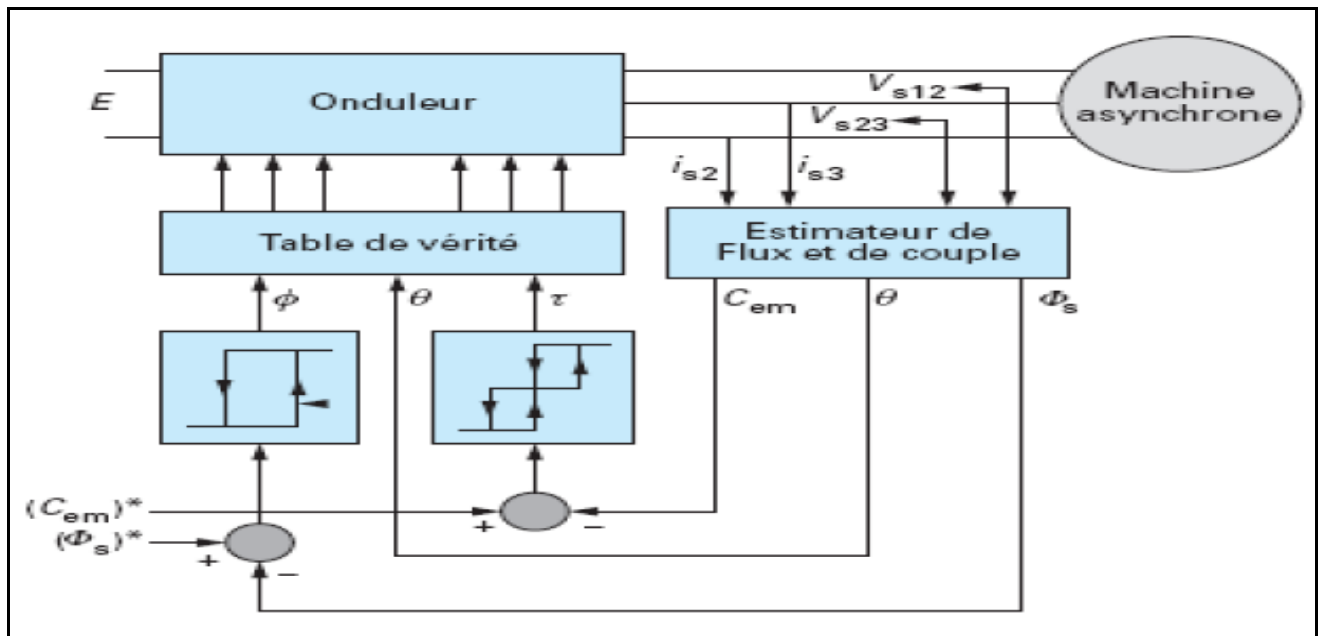
Dans ce chapitre nous présentons l'étude et la simulation de la commande directe du couple pour le moteur asynchrone.

## II.1 Principe de la commande directe du couple

La commande directe de couple est basée sur détermination directe de la séquence de commande à appliquer à un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique. [37], [38]

L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur de tension statorique à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir au mieux le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis. Une variable intervenant également dans le choix des tensions est la position du vecteur statorique dans le plan complexe pour cela, le plan est divisé en six secteurs et quelquefois en douze.

- Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la figure suivante (figure II.1). Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple. Ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs composantes dans le plan complexe  $\alpha\beta$ . Le régulateur de flux est à deux niveaux et celui du couple à trois niveaux initialement proposés par TAKAHACHI [39]



**Fig.II.1:** Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

La séquence de commande est choisie selon :

- Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du couple électromagnétique
- Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du flux stator
- Le signal informant sur la position du vecteur flux stator
- L'objectif de ce choix est de déterminer le vecteur de tension optimal pour le contrôle de l'amplitude du flux et du couple, et les maintenir dans leurs bandes d'hystérésis.
- Le contrôle direct de couple est caractérisé par [40] [41] :
- Une excellente réponse dynamique.
- La sélection des vecteurs de tension optimaux pour l'onduleur assure le contrôle direct de couple et de flux et indirectement le contrôle de la tension et de courant statoriques
- La fréquence de commutation de l'onduleur est variable et dépend des régulateurs à hystérésis utilisés.
- L'existence des oscillations de couple entraînant la variation du niveau sonore.
- Nécessité à des fréquences d'échantillonnage très élevées (>20kHz)

## II.2 Contrôle du flux et du couple

### II.2.1 contrôle du flux

On se place dans un repère fixe  $\alpha\beta$  ou stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

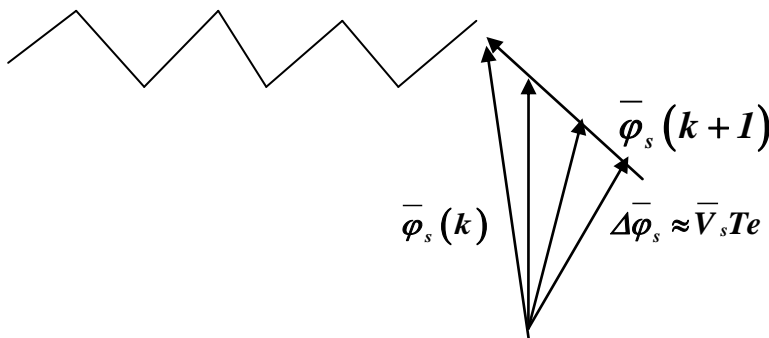
$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\varphi}_s}{dt} \Rightarrow \vec{\varphi}_s = \vec{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\vec{V}_s - R_s \vec{I}_s) dt \quad \text{II.1.}$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance l'équation (2.1) devient :

$$\vec{\varphi}_s(k+1) \approx \vec{\varphi}_s(k) + \vec{V}_s T_e \Rightarrow \Delta \vec{\varphi}_s \approx \vec{V}_s T_e \quad \text{II.2.}$$

Ou :

- $\vec{\varphi}_s(k)$  : vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel
- $\vec{\varphi}_s(k+1)$  : vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant
- $\Delta\vec{\varphi}_s = \vec{\varphi}_s(k+1) - \vec{\varphi}_s(k)$  : vecteur variation de flux statorique
- $T_e$  : période d'échantillonnage
- On trouve que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit, à partir de sont état initial, une droite parallèle au vecteur tension appliqué (voir figure.2.2) [39]



**Fig.II.2:** évolution de vecteur flux dans le plan  $\alpha\beta$

La relation (II.2) montre que la vitesse de rotation du flux est égale à la tension appliquée, l'application d'un vecteur tension colinéaire avec le vecteur flux agit directement sur l'amplitude de ce dernier. En revanche, si on applique un vecteur tension en quadrature avec le flux. Enfin, si on applique une tension nulle ( $V_0$  ou  $V_7$ ), le vecteur flux reste fixe.

### II.2.2 Contrôle de couple

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique.

$$C_e = k (\vec{\varphi}_s \wedge \vec{\varphi}_r) = |\vec{\varphi}_s| |\vec{\varphi}_r| \sin(\theta)$$

**II.3.**

L'angle  $\theta$  est le déphasage entre les deux flux, le flux statorique est la somme de flux rotorique et de flux de fuites totales.

Les dynamique de ces deux composantes ne sont pas les mêmes : [38],[37]

- Le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de la tension, car les inductances de fuites sont faibles
- Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion  $\sigma$  dont la valeur moyenne est d'environ 0.1 dans ces conditions, on peut supposer qu'entre deux commutations, le flux rotorique reste constant, par contre le flux statorique est directement affecté par les variations des flux de fuites. Donc le couple dépend uniquement du produit

$$|\vec{\varphi}_s| \sin \theta$$

### II.3 Stratégie de commande directe de couple (DTC)

La commande directe de couple est basée sur l'algorithme suivant : [39],[37]

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée  $T_e$  ( $T_e \leq 50 \mu s$ )
- A chaque coup d'horloge, on mesure les courants et les tensions de ligne
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique
- On estime le couple grâce à la relation suivante  $C_e = p(\varphi_{sa} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{sa})$
- On détermine le vecteur tension à appliquer à la machine selon une logique qu'on va présenter dans ce qui suit

Le synoptique de commande de cette stratégie est présenté sur la figure suivante :

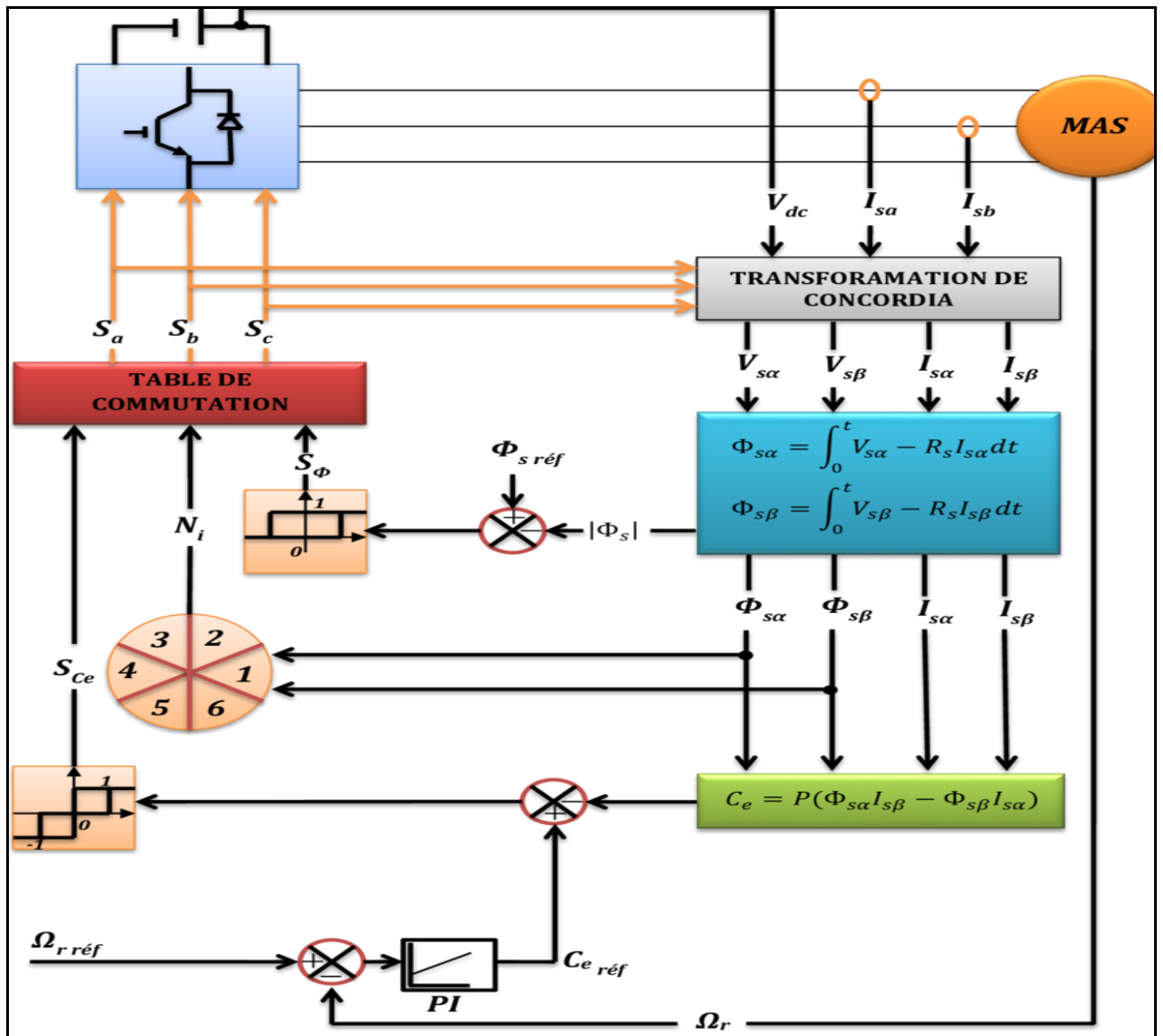


Fig.II.3: Structure de base de la commande Directe du Couple

## II.4 Estimateurs

### II.4.1 Estimateur du flux statorique

L'estimateur de flux peut être réalisé à partir des mesures des grandeurs statorique courant et tension de la machine

A partir de l'équation :

$$\vec{\varphi}_s = \int_0^t (\vec{V}_s - R_s \vec{I}_s) dt$$

II.4.

On obtient les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  du vecteur  $\vec{\varphi}_s$

$$\vec{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (\vec{V}_{s\alpha} - R_{s\alpha} \vec{I}_{s\alpha}) dt \quad \text{II.5.}$$

$$\vec{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (\vec{V}_{s\beta} - R_{s\beta} \vec{I}_{s\beta}) dt \quad \text{II.6.}$$

On obtient les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  à partir des commandes ( $S_a S_b S_c$ ) et de la mesure de la tension  $U_d$  et par application de la transformée de Concordia :

$$\begin{aligned} \vec{V}_s &= \vec{V}_{s\alpha} + j\vec{V}_{s\beta} \\ \vec{V}_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \left( S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ \vec{V}_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}} U_d (S_b - S_c) \end{aligned} \quad \text{II.7.}$$

De même les courants  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$  sont obtenus à partir de la mesure des courants réels ( $I_{sa}$   $I_{sb}$   $I_{sc}$ ).

Et en appliquant la transformée de Concordia

$$\begin{aligned} \vec{I}_s &= \vec{I}_{s\alpha} + j\vec{I}_{s\beta} \\ I_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{aligned} \quad \text{II.8.}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad \text{II.9.}$$

La zone Ni dans laquelle se trouve le vecteur  $\vec{\varphi}_s$  est déterminée par le calcul de la phase de ce vecteur :

$$\angle \vec{\varphi}_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad \text{II.10.}$$

## II.4.2 Estimation de couple électromagnétique

Le couple peut être estimé à partir de la relation suivant :

$$C_e = p(\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha})$$

II.11.

## II.5 Correcteurs

### II.5.1 Correcteur de flux

Lorsque le flux se trouve dans la zone  $i$ ,  $V_{i+1}$  et  $V_{i-1}$  sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux,  $V_{i+2}$  et  $V_{i-2}$  sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux, ce qui montre que le choix de vecteur de tension dépend du signe de l'erreur du flux et indépendamment de l'amplitude de l'erreur, la sortie du correcteur de flux est une variable booléenne :

- $\Delta \varphi = 1$  : lorsque l'erreur du flux est positif
- $\Delta \varphi = 0$  : lorsque l'erreur du flux est négatif

Pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite, on ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro. En effet, avec ce type de correcteur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une zone de correction circulaire.

L'erreur est calculée à partir de l'équation :

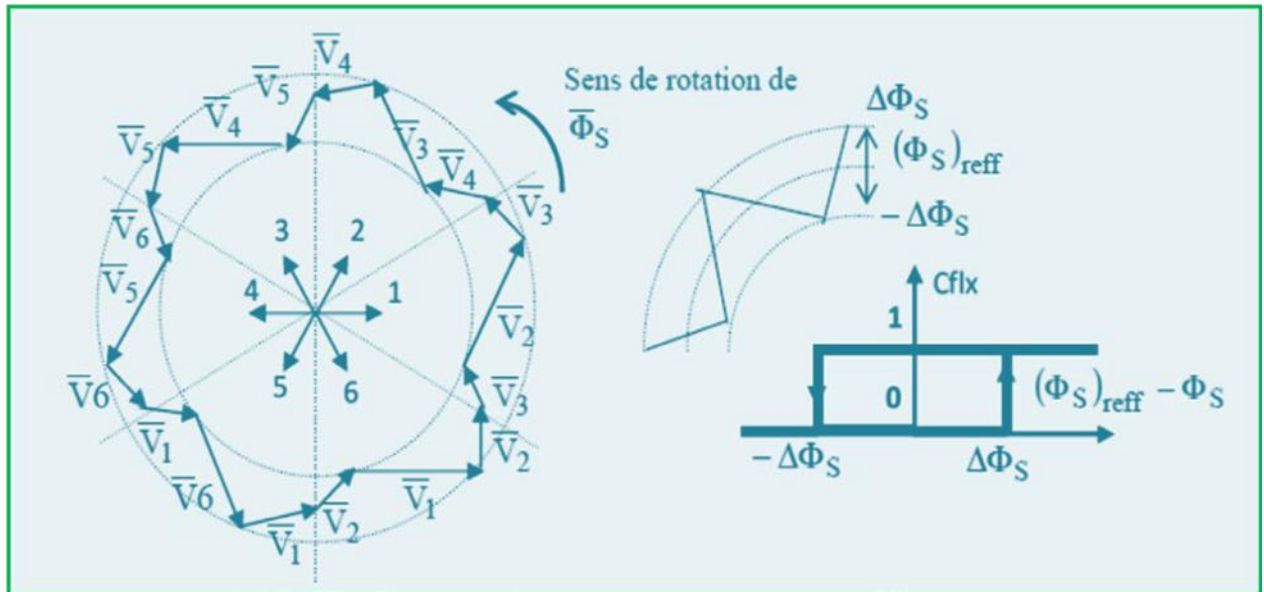
$$\varepsilon = \varphi_{sref} - \varphi_s$$

II.12.

Cette erreur (voir la figure II.4) doit être maintenue à l'intérieur de la bande d'hystérésis  $\Delta\varphi_s$  du correcteur [23] :

$$\left| \varphi_{sref} - \varphi_s \right| \leq \Delta\varphi_s$$

II.13.



**Fig.II.4:** correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tension

## II.5.2 Correcteur de couple

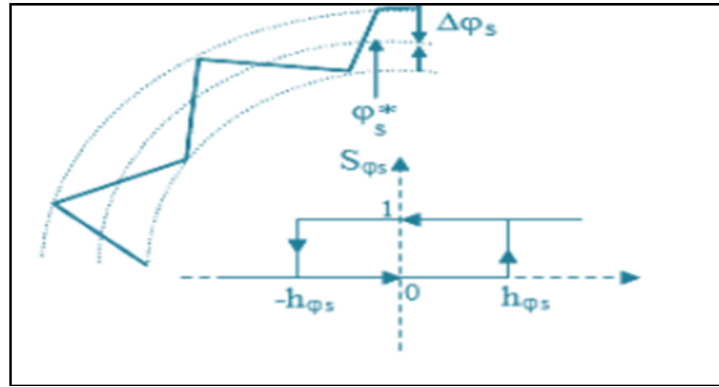
Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple.

Pour mieux contrôler le couple dans les quatre quadrant de fonctionnement sans intervention sur la structure ; TAKAHASCHI a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux.[37]

Ce correcteur permet de commander la machine dans les deux sens de rotation avec un couple positif ou négatif

### II.5.2.1 Contrôleur de couple à deux niveaux:

Ce contrôleur est identique à celui utilisé pour le contrôle à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle de couple dans un seul sens de rotation. Seulement les vectrices tensions pour évoluer le vecteur flux. La vectrice tension nulle.

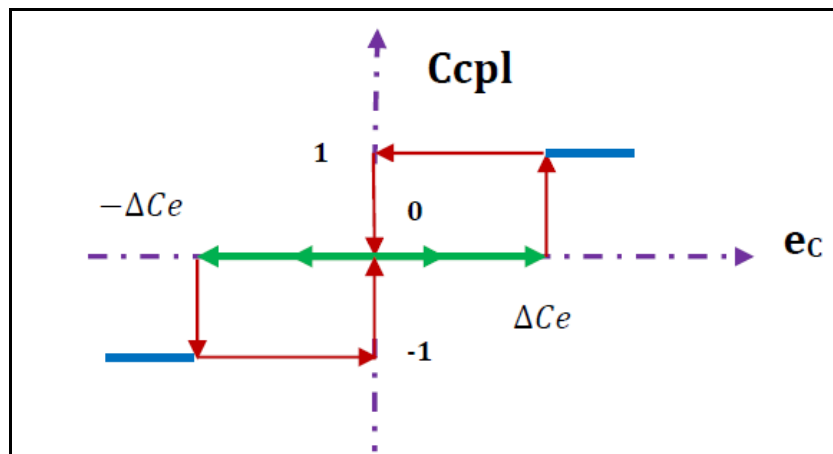


**Fig.II.5:** Comparateur à hystérésis pour flux statorique

**II.5.2.2 Contrôleur de couple à trois niveaux**

Ce contrôleur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un Couple positif ou négatif. La sortie du correcteur délivre une variable binaire que l'on note Ccpl. Figure (II.6) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (Ccpl =1) pour une consigne positive, et (Ccpl =-1) pour une consigne négative, ou doit être diminuée (Ccpl = 0).

En effet, pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i-2}$ , ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique



**Fig.II.6:** comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple électromagnétique.

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme suivant :

{	Si $\Delta C_e > \epsilon_{ce}$	alors $k_c=1$
	Si $0 \leq \Delta C_e \leq \epsilon_{ce}$ et $\Delta C_e/dt > 0$	alors $k_c=0$
	Si $0 \leq \Delta C_e \leq \epsilon_{ce}$ et $\Delta C_e/dt < 0$	alors $k_c=1$
	Si $\Delta C_e < -\epsilon_{ce}$	alors $k_c= -1$
	Si $-\epsilon_{ce} \leq \Delta C_e < 0$ $\Delta C_e/dt > 0$	alors $k_c=0$
	Si $-\epsilon_{ce} \leq \Delta C_e < 0$ $\Delta C_e/dt < 0$	alors $k_c= -1$

- $k_c = 1$  signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bonde et il faut donc l'augmenter
- $k_c = -1$  signifie que le couple est supérieur à la limite supérieur de la bonde il faut donc diminuer
- $k_c = 0$  signifie que le couple est à l'intérieur de la bonde et il faut donc l'y maintenir

On note aussi que l'utilisation d'un correcteur à deux niveaux est possible, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine.

Ce pendant ce correcteur, est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteur nuls suivant les zones  $N_i$ , on s'aperçoit que pour chaque zone il ya un bras de l'onduleur qui ne commute pas, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs et par conséquent, on diminue les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

## II.6 Choix de vecteur de tension

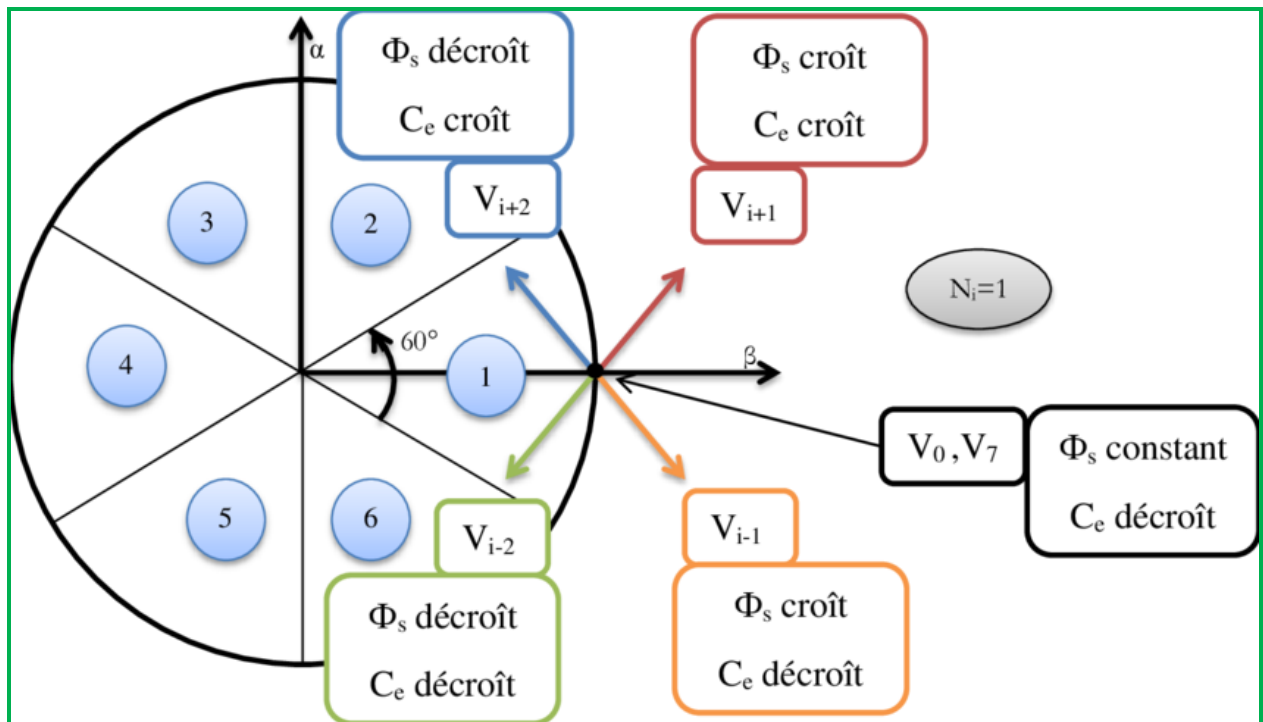
le choix de vecteur tension statorique  $V_s$  dépende de la position du vecteur flux statorique dans le plan complexe  $\alpha\beta$  de la variation souhaitée pour le module du flux  $\phi_s$ , de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation du flux l'espace d'évolution du flux est divisé en six zones appelée secteurs, telle que représentées sur la figure (II.5).

- Lorsque le flux  $\varphi_s$  se trouve dans une zone  $i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des six vecteurs suivant :
  - Si  $V_{1+i}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  croît et croît  $C_e$
  - Si  $V_{1-i}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  croît et décroît  $C_e$
  - Si  $V_{2+i}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  décroît et croît  $C_e$
  - Si  $V_{2-i}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  décroît et décroît  $C_e$
  - Si  $V_0$  ou  $V_7$  est sélectionné la rotation de  $\varphi_s$  arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangée

Le niveau d'efficacité des vectrices tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone  $i$ . en effet, en début de la zone, les vecteur  $V_{1+i}$  et  $V_{2-i}$  sont perpendiculaires à  $\varphi_s$  d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux  $\varphi_s$ , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs  $V_{1-i}$  et  $V_{2+i}$ , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\varphi_s$  en début de la zone, alors qu'en fin de la zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution de flux ou du couple, dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{3+i}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ces deux vecteurs provoquent une forte croissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension statorique  $V_s$  à la sortie de l'onduleur déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur  $\varphi_s$ . Un estimateur de  $\varphi_s$  en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.



**Fig.II.7:** sélection du vecteur de tension selon la zone  $N=i$

## II.7 Élaboration des tables de commutation

La table de commutation est construite à partir du comportement du système donné par les variables  $K_\phi, K_c$  et les secteurs du flux statorique.

L'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs  $V_{1+i}, V_{2-i}, V_{1-i}, V_{2-i}$  qui peuvent être appliqués à la machine asynchrone dans le secteur  $S_i$  est montrée sur le tableau suivant :

**Tab.II.1:** Table généralisée pour le choix des vecteurs des tensions

Vecteur $V_k$	$V_{i+1}$	$V_{i+2}$	$V_{i-1}$	$V_{i-2}$
$\Phi_s$	↗	↘	↗	↘
$C_{em}$	↗	↗	↗	↘

Pour expliquer comment on peut construire la table de commutation, on considère l'exemple où  $K_\phi=1, K_c=1, S_i=1$ , le vecteur flux se trouve dans le secteur 1 et il faut augmenter le couple et le flux. On dispose des dix tensions actives. Sur la figure 2.6, nous voyons que les

tensions  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_6$  ont tendance à augmenter l'amplitude du flux, alors que  $V_2$ ,  $V_3$  et  $V_4$  on tendance à accélérer le vecteur flux, donc à augmenter l'angle  $\theta$  et donc le couple.

On vérifie que pour cette position du vecteur flux dans le secteur 1, seule la tension  $V_2$  est capable d'augmenter à la fois l'amplitude du flux et du couple. On peut ainsi envisager les différents cas. On choisit une séquence nulle toutes les fois où  $K_c=0$ , c'est-à-dire quand le couple est à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Le choix entre  $V_0$  et  $V_7$  est fait pour réduire la fréquence de commutation. En se basant sur ces hypothèses, on peut établir le tableau de commutation proposé par TAKAHASHI.

**Tab.II.2:** table de commutation défini par TAKAHASCHI avec les vecteur nulles

$K_\phi$	$K_c$	S1	S2	S3	S4	S5	S6	Correcteur à	
1	1	V2 (110)	V3 (010)	V4 (011)	V5 (001)	V6 (101)	V1 (100)	2 niveaux	
	0	V7 (111)	V0 (000)	V7 (111)	V0 (000)	V7 (111)	V0 (000)		
	-1	V6 (101)	V1 (100)	V2 (110)	V3 (010)	V4 (011)	V5 (001)	3 niveaux	
0	1	V3 (010)	V4 (011)	V5 (001)	V6 (101)	V1 (100)	V2 (110)	2 niveaux	
	0	V0 (000)	V7 (111)	V0 (000)	V7 (111)	V0 (000)	V7 (111)		
	-1	V5 (001)	V6 (101)	V1 (100)	V2 (110)	V3 (010)	V4 (011)	3 niveaux	

On remarque qu'on passe d'un secteur au suivant par une permutation circulaire de l'indice de la tension.

## II.8 Correcteur PI

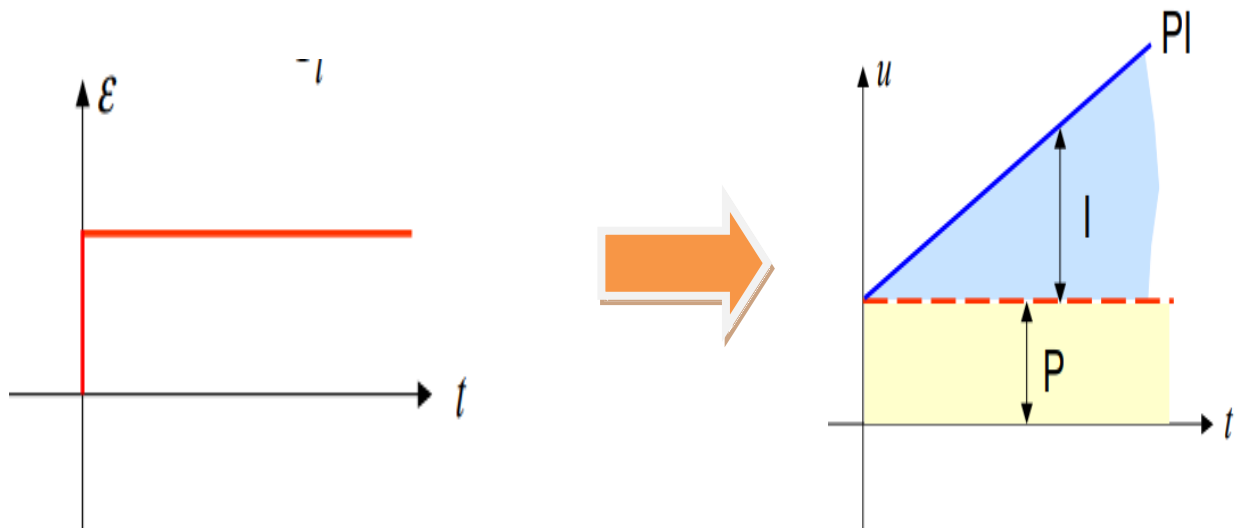
PI : combinaison des correcteurs P et I

Correcteur utilisé en industrie :

$$c(s) = k_c + \frac{k_c}{T_i s} = k_c \frac{1 + T_i s}{T_i s} \quad \text{II.14.}$$

Plus  $T_i$  est grande, plus l'action intégrale est faible

$$u(t) = k_c \varepsilon(t) + \frac{k_c}{T_i} \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau \quad \text{II.15.}$$



### II.8.1 Stratégie de synthèse des correcteurs

1. Analyse du système (identification, performances dynamiques, réponse fréquentielle)
2. Analyse du cahier de charges (traduction en termes d'erreur, de rapidité, de marge de phase, de pulsation  $\omega_{c0}$ )
3. Choix de la structure du correcteur compte tenu du cahier des charges et des caractéristiques du système
4. Calcul des paramètres du correcteur

5. Vérification des performances du système corrigé. Si le cahier des charges n'est pas satisfait.

6. Réalisation de l'asservissement et tests

## II.8.2 Avantages et inconvénients de correcteurs

**Tab.II.3: Avantages et inconvénients de correcteurs**

Correcteurs	Avantages	Inconvénients
P	Simplicité Meilleure précision	Risque d'instabilité si $K_c \gg 1$
PI	Simplicité Erreur statique nulle	Système parfois lent en BF
	Amélioration stabilité et rapidité	Sensibilité du système aux bruits
PID	Très utilisé en industrie Action PI + PD	Réglage des paramètres plus difficile

## II.9 Avantages et inconvénients de la commande directe du couple de la machine asynchrone

### II.9.1 Avantages de la commande DTC

Parmi les avantages offerts par la commande DTC de moteur asynchrone on peut citer. [41] [42] :

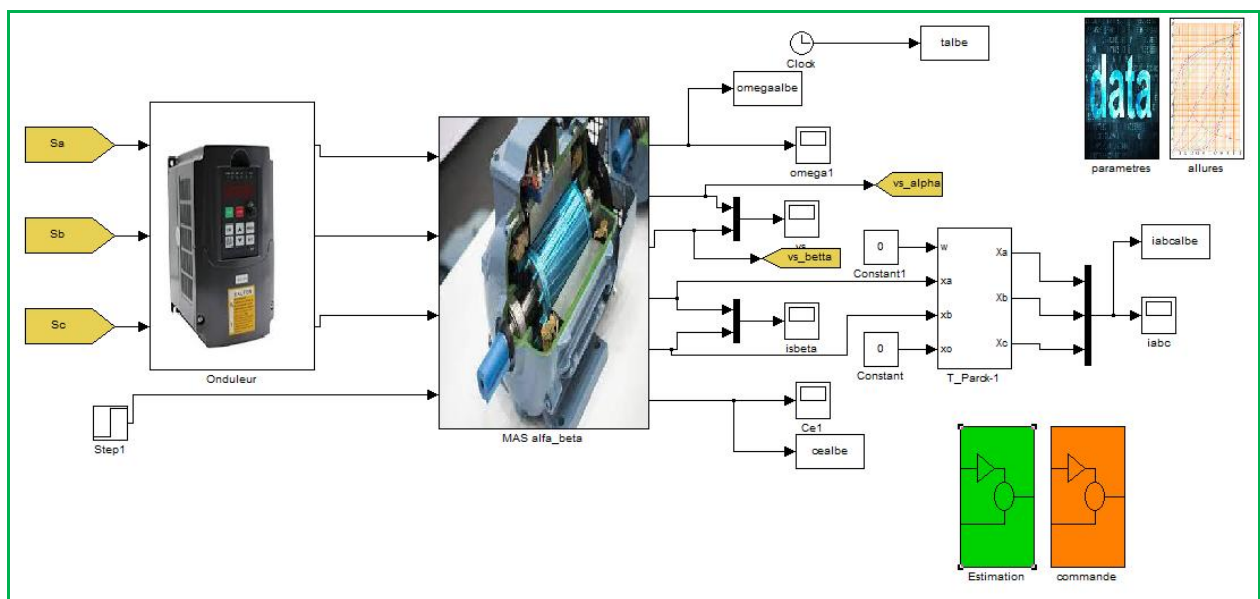
- L'excellente dynamique du couple ;
- La non nécessité de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont placés dans un repère lié au stator ;
- L'utilisation d'un modèle simplifié du moteur à induction ;
- L'absence des blocs qui calculent la modulation de la tension (MLI) ;
- La Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques ;
- La non nécessité d'utilisation d'un capteur de vitesse ou de position ;

## II.9.2 Inconvénients de la commande DTC

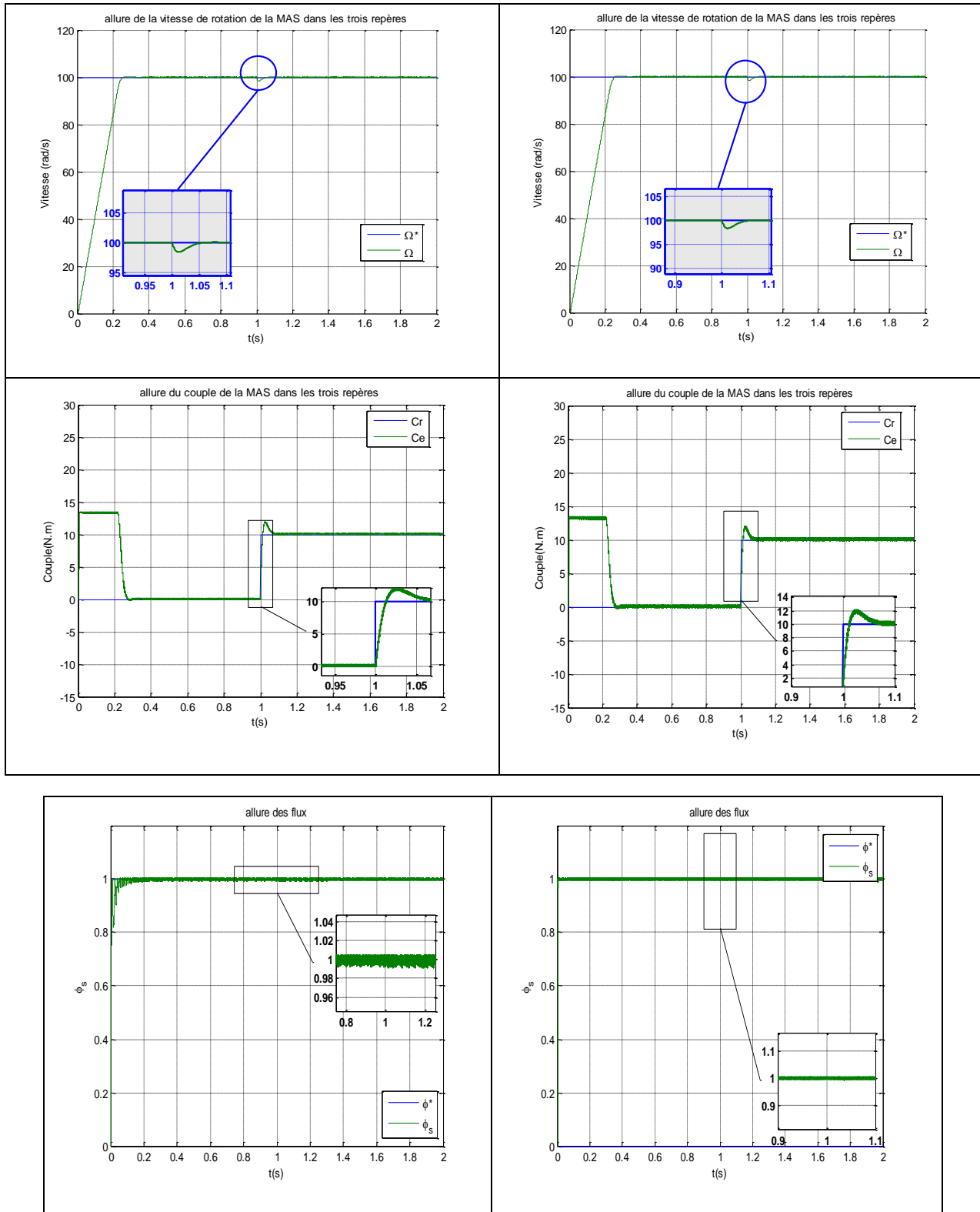
Parmi les inconvénients de la commande DTC du moteur asynchrone on peut citer. [43]. [44] :

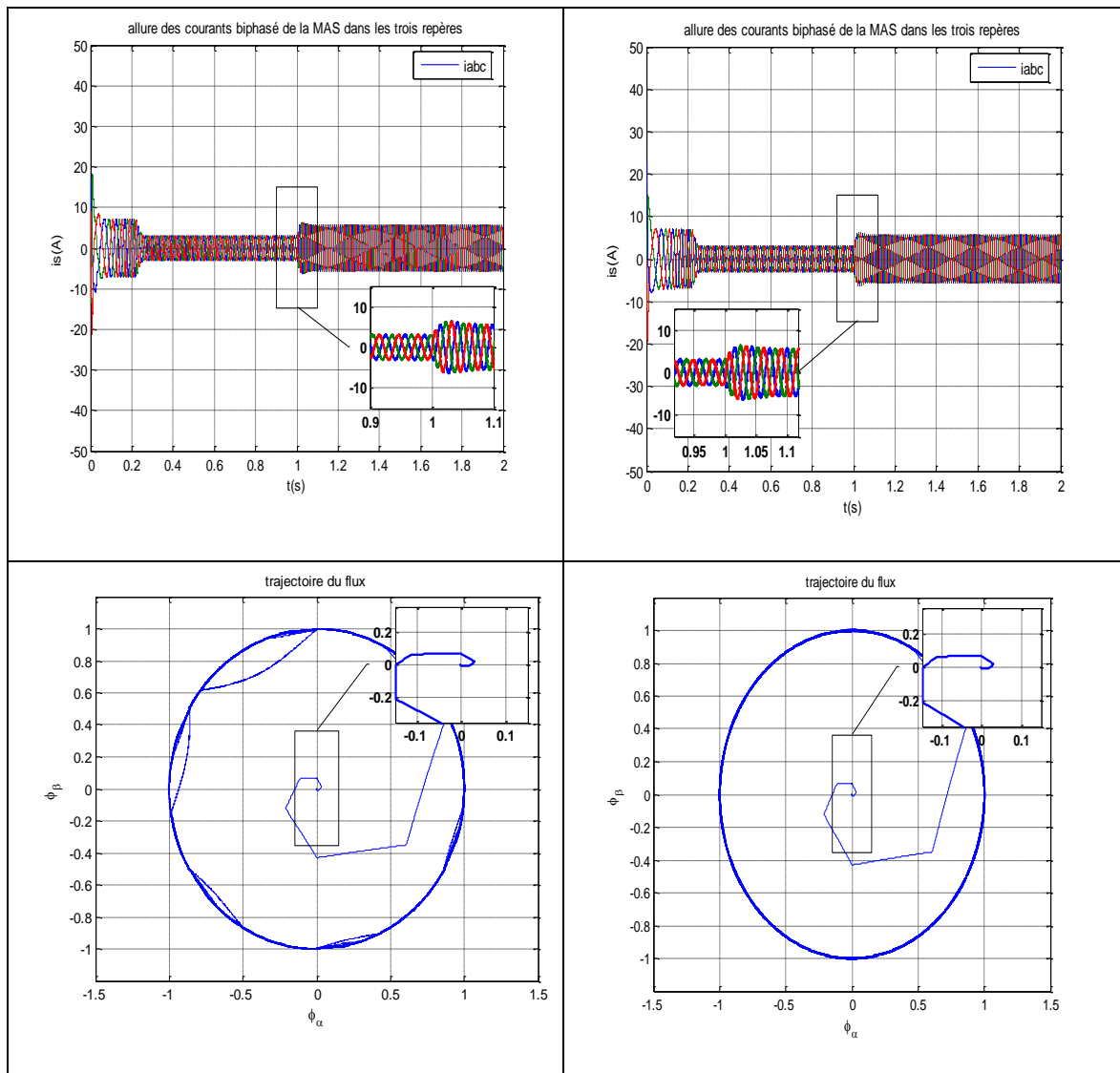
- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif) ;
- La nécessité de disposer des estimations du flux statorique et du couple électromagnétique ;
- L'existence des oscillations ou niveau du flux et du couple ;
- La fréquence de commutation n'est pas constant due à l'utilisation des régulateurs à hystérésis conduisant et des oscillations du couple pouvant exciter des résonances mécanique.

## II.10 Résultats de simulation et interprétation de la commande DTC



**Fig.II.8:** Schéma bloc de la DTC d'un système mono onduleur mono machine





**Fig.II.9:** Réponse d'un système mono onduleur mono machine

-a- Performances de la DTC basé sur le contrôleur hystérésis à deux niveaux

-b- Performances de la DTC basé sur le contrôleur hystérésis à trois niveaux

### ✚ Interprétation de résultats

- Il est toujours intéressant de remarquer qu'en présence d'un onduleur 3-niveaux, les niveaux de tension entre phases les plus élevées que celle de l'onduleur 2-Niveaux Qui ne sont pas utilisées aux faibles vitesses.
- montrent les résultats obtenus en régime transitoire de couple. Le temps de réponse de couple est légèrement augmenté dans le cas de l'onduleur 3-Niveaux, mais la dynamique de réponse en couple de l'onduleur 3-Niveaux ne présente

aucune oscillation ou dépassement de consigne que celle de l'onduleur 2-Niveaux, comme il est bien montré sur le spectre du couple en régime permanent les Figure. (2.9)

- La figure de flux montre, une bonne caractéristique dynamique dans le régime transitoire, aussi bien pour un onduleur 3- Niveaux que pour un onduleur 2-Niveaux avec des erreurs statiques qui sont virtuellement nuls dans les deux cas
- La figure de courant montre que l'utilisation l'onduleur 3-Niveaux entraîne une ondulation du courant au démarrage de la machine c'est-à-dire, des pics faibles que celle de l'onduleur 2-Niveaux,

#### ✚ Comparaison entre les deux résultats deux niveaux et trois niveaux

Dans le but de connaître le meilleure type de la commande de la MAS, une étude comparative est indispensable entre les deux types (DTC-2 niveaux avec et sans régulateurs hystérésis trois niveaux).

Le tableau suivant présenté la comparaison entre les deux types :

**Tab.II.4:** Etude comparative

	Minimisations des ondulations du couple	Minimisations des ondulations du flux
DTC (2 niveaux)	bonne	Bonne
DTC (3 niveaux)	Assez bonne	Assez bonne

- ❖ Un comparateur à hystérésis à trois niveaux, pour un fonctionnement dans les deux sens de rotation voir,
- ❖ Un comparateur à hystérésis à deux niveaux, pour un fonctionnement dans un seul sens de rotation pour diminuer le couple, la séquence nulle de tension est appliquée. L'inversion de la rotation de la machine est obtenue par croisement de deux phases.

## II.11 Conclusion

La stratégie de commande directe du couple énoncée par TAKAHASHI est un moyen simple à mettre en œuvre et efficace pour piloter une machine asynchrone.

Les grandeurs flux statorique et couple électromagnétique sont calculés uniquement à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique. De plus cette commande ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore nettement les grandeurs contrôlées. De même il n'est pas nécessaire de connaître la position angulaire du rotor car seule la position du flux statorique est utilisée la DTC présente un temps de réponse en couple et en vitesse réduit

Cette stratégie présente aussi l'avantage d'être robuste vis-à-vis les variations des paramètres rotorique et la possibilité d'imposer directement l'amplitude des ondulations du couple et du flux. Par contre cette stratégie présente l'inconvénient majeur de l'absence de maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur



# Chapitre III

---



Promotion 2022

## CHAPITRE III

### ETUDE D'UN SYSTEME MONO ONDULEUR BI MACHINES

#### Introduction

L'utilisation de plusieurs actionneurs dans les systèmes embarqués implique des systèmes multi machines multi-convertisseurs dont il peut être intéressant de chercher à réduire le volume et le poids. Cette réduction peut s'effectuer en mutualisant l'électronique de puissance utilisée, d'où l'idée de connecter plusieurs machines électriques en parallèle. De nombreuses études ont été réalisées afin de diminuer le nombre de composants électroniques pour des systèmes comprenant plusieurs machines électriques [45] [46] [47] [48].

La commande directe du couple (DTC) telle qu'elle est décrite dans le chapitre précédent sert à commander une seule machine Asynchrone. Où, son adaptation n'est pas envisageable de façon directe pour commander deux MAS reliées en parallèle à un onduleur NPC à trois niveaux. La question qui se pose est de comment peut-on commander deux machines alimentées par un seul onduleur de tension ?

Dans ce chapitre, une présentation des systèmes multi machines mono convertisseurs (SMM) sera décrite afin de situer le système de traction étudié. Ensuite, une structure de contrôle « maître-esclave », en considérant l'adaptation de la commande DTC pour contrôler les deux machines, sera étudiée et testée en simulation en introduisant les perturbations envisagées dans le cas d'une structure de commande DTC conventionnelle.

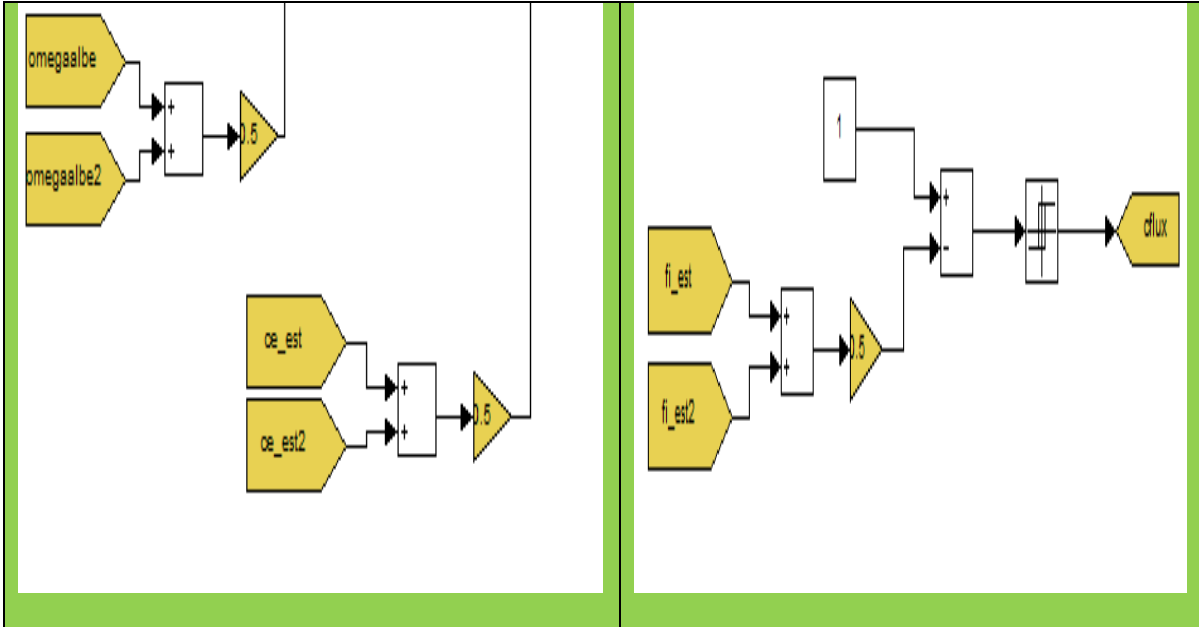
#### III.1 Commande moyenne

La commande moyenne simple (CMS) prend en compte les grandeurs des deux moteurs, en recréant les grandeurs correspondantes à un "moteur moyen imaginaire" avec l'application d'un critère de pondération identique pour chaque moteur ( $p=0.5$ ). Le système étant commandé au moyen d'une commande directe de couple classique, il est nécessaire d'alimenter les entrées de la commande soit par mesures moyennes soit par les valeurs moyennes des grandeurs observées. Cependant, comme il a été présenté dans le paragraphe précédent, les grandeurs nécessaires peuvent être recrées à partir de l'une parmi les deux possibles structures d'observation.

Suite aux résultats de simulation obtenus plus satisfaisants en présence des perturbations, on a décidé d'utiliser tout au long de ce travail "l'observateur dual" en association avec toutes les

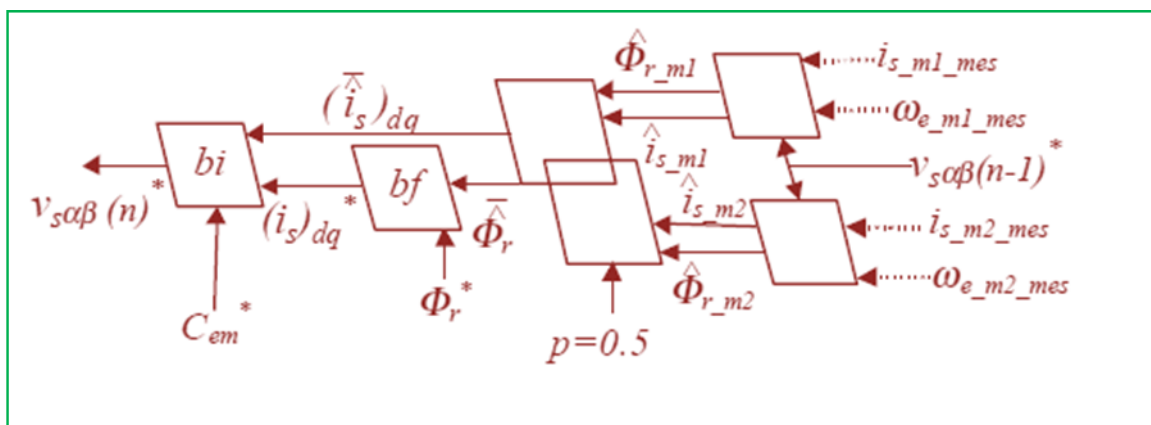
commandes. La commande dite “moyenne simple” à structure d’observation duale est montrée dans la figure (III.1). Elle peut être définie par la fonction suivante :

$$\text{com\_moy} (\bar{\hat{\Phi}}_{r\alpha}, \bar{\hat{\Phi}}_{r\beta}, \hat{i}_{s\beta}, \hat{i}_{s\alpha}, \bar{w}_e) = (v_{s\alpha}^*, v_{s\beta}^*) \quad (\text{III-1})$$



**Fig.III.1** Commande moyenne simple appliquée dans une structure mono-onduleur Bi-moteur.

La Figure (III.2) montre la représentation de cette commande moyenne selon le formalisme SMM. La valeur de  $p$  est fixe et égale à 0.5 :

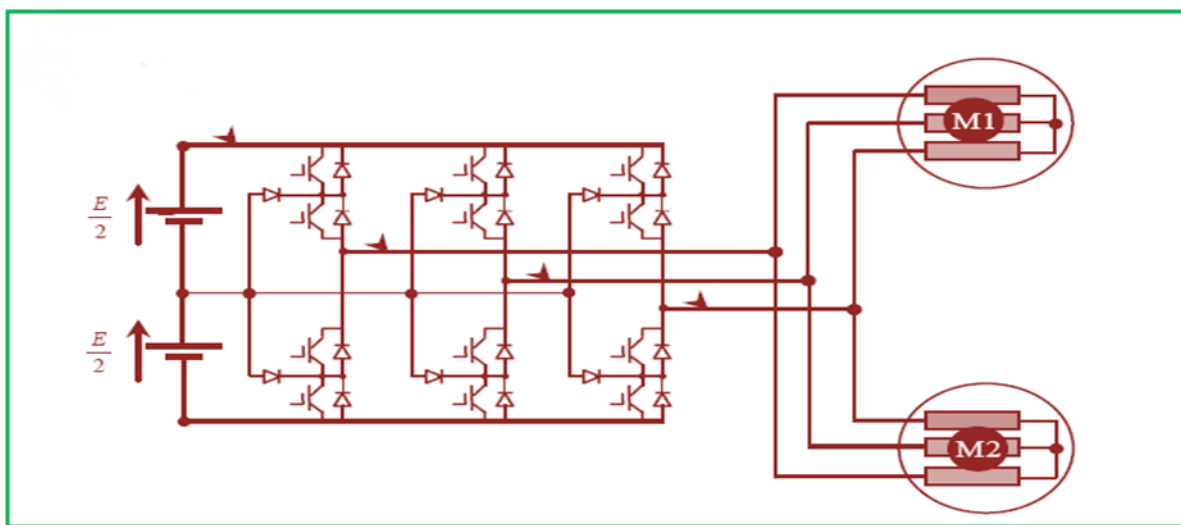


**Fig.III.2** Représentation de la commande moyenne simple selon le formalisme SMM

### III.2 Structure de commande « maître-esclave » classique :

Dans le domaine de traction une réduction intéressante peut être obtenue par l'utilisation d'un seul onduleur de tension triphasé qui alimente simultanément deux moteurs établit un couplage électrique, vu que les enroulements statoriques des deux moteurs sont alimentés avec les mêmes tensions de sortie de l'onduleur et la dynamique propre de la charge mécanique, joue un rôle important, puisqu'elle introduit un couplage mécanique via la structure étudiée [49] [50] [47] [48] [51].

Le système de traction proposé dans ce travail est composé de quatre motopropulseurs asynchrones, alimentés onduleurs NPC à 3 trois niveaux,



**Fig.III.3** Structure de puissance : onduleur NPC-3 niveaux alimentant deux moteurs AS

La commande dite « maître-esclave » classique est l'une des plus simple méthodes de commande des systèmes multi machine mono convertisseurs, on trouve toujours un seul onduleur qui pilote deux moteurs en parallèle mais notre commande DTC ne s'applique que sur l'un des deux moteur et qui aura pour désignation le maître, alors que l'esclave c'est le deuxième moteur qui est commandé en boucle ouverte à travers les réponses du maître, Figure (III.3)

Le principe de cette structure est illustré dans la Figure (3.2). Il s'agit de commander une machine en boucle fermée et d'envoyer la même grandeur d'action sur la deuxième machine qui est en boucle ouverte. Dans ces conditions, toute perturbation qui affecte la machine en boucle ouverte n'est pas rejetée [45] [46] [47] [49] [54].

Les deux processus  $P1$  et  $P2$  reçoivent la même référence de couple ( $C_{ref}$ ), il est donc impossible d'imposer deux références de vitesse différentes ( $\Omega_{1ref} = \Omega_{2ref}$ ) sur les deux processus. Comme il y a une seule référence de couple, un seul convertisseur électrique est suffisant pour l'imposer, Figure (III.4).

La machine commandée en boucle fermée est transitoirement perturbée, mais celle qui est en boucle ouverte présente un écart en régime établi dû aux perturbations - comme tout processus en boucle ouverte.

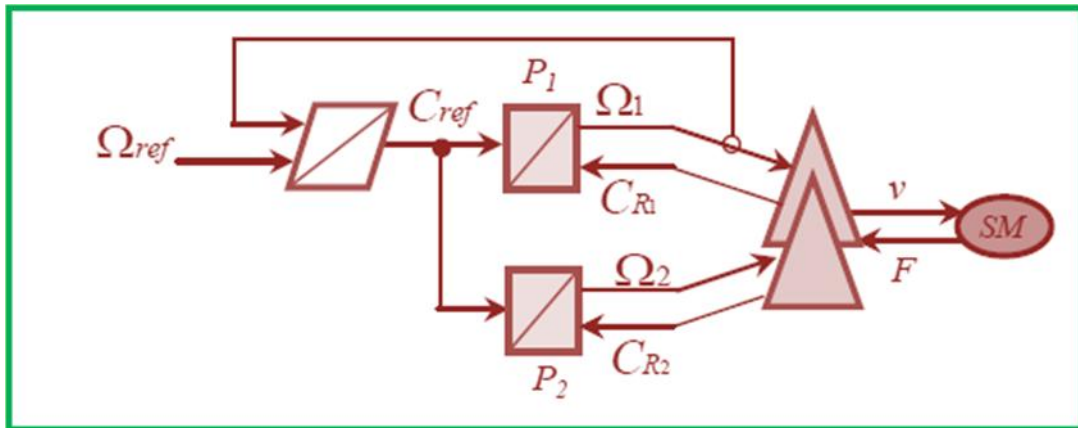


Fig.III.4 Structure « maître-esclave »

### III.3 Principe de la commande « maître-esclave » basée sur la DTC

Un tel système est représenté sur la Figure (III.5) [52] [51] [53]. La mise en parallèle des machines asynchrones est une solution qui nécessite un sur dimensionnement des interrupteurs de puissance, qui permet de réduire fortement leur nombre grâce à la mutualisation de ces derniers. Le but de cette partie est d'étudier la stabilité théorique d'un tel système, sachant que [54] [51]:

- Les deux machines ont des paramètres identiques ;
- Les deux machines doivent être pilotées à la même vitesse ;
- Les charges appliquées sur les machines sont différentes ;
- Une seule des deux machines est commandée : la machine maître, notée MASm, l'autre étant en boucle ouverte : la machine esclave notée MASsl

Comme présenté sur la Figure (III.3), la valeur de la tension délivrée par l'onduleur n'est entièrement due qu'à l'autopilotage de la machine maître. La machine esclave n'ayant aucune influence sur cette valeur, la structure de commande et les paramètres de régulation de la machine maître sont les mêmes que ceux utilisés dans un entraînement DTC sur une seule machine : le contrôleur DTC est le même.

Afin de comprendre et d'anticiper le fonctionnement de deux machines en parallèle sur un seul onduleur, le comportement des machines maître et esclave est étudié en cas de variation de la charge appliquée sur l'une des deux machines.

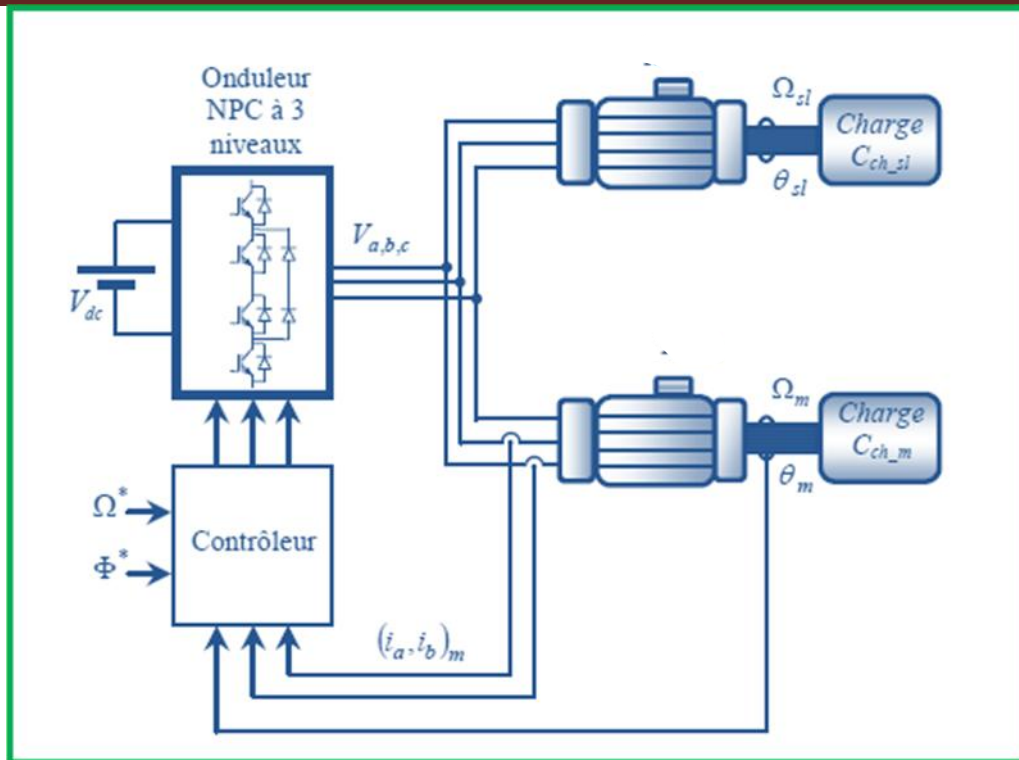


Fig.III.5 La structure parallèle « maître-esclave »

### III.4 Structure de commande « maître-esclave » alternative

Pour que l'asynchronisme des deux MAS soit respecté, ces dernières doivent évoluer à la même vitesse. Afin de s'assurer de la stabilité du système, il est donc nécessaire de piloter la machine sur laquelle la charge mécanique la plus élevée est appliquée. Chacune des deux machines est susceptible de devenir maître à chaque instant en fonction des mesures des courants, positions et vitesses des deux machines. La différence de position calculée des deux machines et le signe de la vitesse de référence, il permet de déterminer quelle est la machine la plus chargée. Un signal **Enable** permet de sélectionner la machine maître, ce qui détermine quelles sont les variables mesurées qui doivent être placées en entrée du régulateur de vitesse et les comparateurs à hystérésis [54], figure (III.7).

### III.5 Principe du choix de la machine maître

L'étude s'applique à un système composé de deux MAS notées MAS1 et MAS2, et connectées en parallèle sur le même onduleur, Figure (III.7). Dans la suite de cette étude, l'indice ajouté aux valeurs données correspondant au numéro de la machine.

- Pour s'assurer de la stabilité du système, il est nécessaire de piloter la machine qui a la charge mécanique la plus élevée ;

- Pour savoir quelle est cette machine, il suffit de comparer les valeurs des angles de charge  $\delta_1$  et  $\delta_2$ .

Vu que les mêmes tensions  $v_k$  sont appliquées sur les deux machines, l'équation (III.2) est vérifiée :

$$\theta_1 + \delta_1 = \theta_2 + \delta_2 \quad (\text{III-2})$$

D'après cette relation, on déduit :

$$\delta_1 < \delta_2 \Leftrightarrow \theta_1 > \theta_2 \quad (\text{III-3})$$

Pour déterminer quelle machine doit être autopilotée, il faut alors comparer les positions électriques  $\theta_1$  et  $\theta_2$  : la machine qui en a la plus petite valeur est la machine maître . Cette solution, proposée dans, est présentée sur la figure (III.7). Comme les positions et les courants des deux machines sont continuellement relevés. Un signal logique **Enable** permet alors de choisir quelle est la machine dont les grandeurs sont utilisées afin de réaliser le contrôle en vitesse. Ce signal est créé en calculant la différence  $\theta_2 - \theta_1$  à laquelle est ajouté un comparateur à hystérésis. Le signal **Enable** correspond au critère de choix : si Enable=1, MAS1 est la machine maître et MAS2 la machine esclave, par contre si Enable=0, MAS2 est la machine maître et MAS1 la machine esclave.

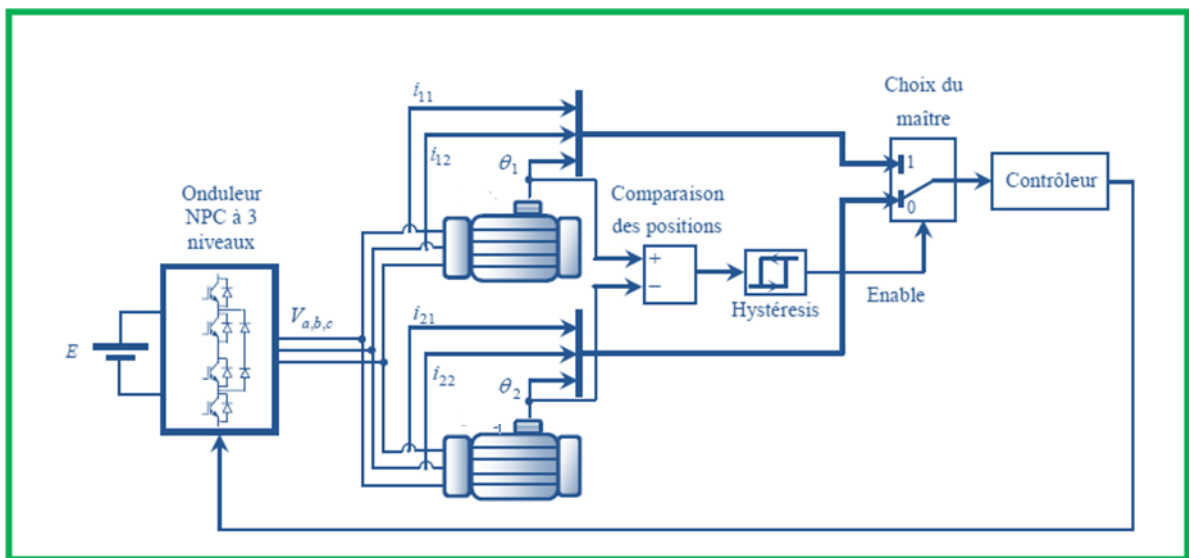


Fig.III.6 Principe du choix de la machine maître.

III.6 simulation de commande moyenne d'un système bi machine mono onduleur

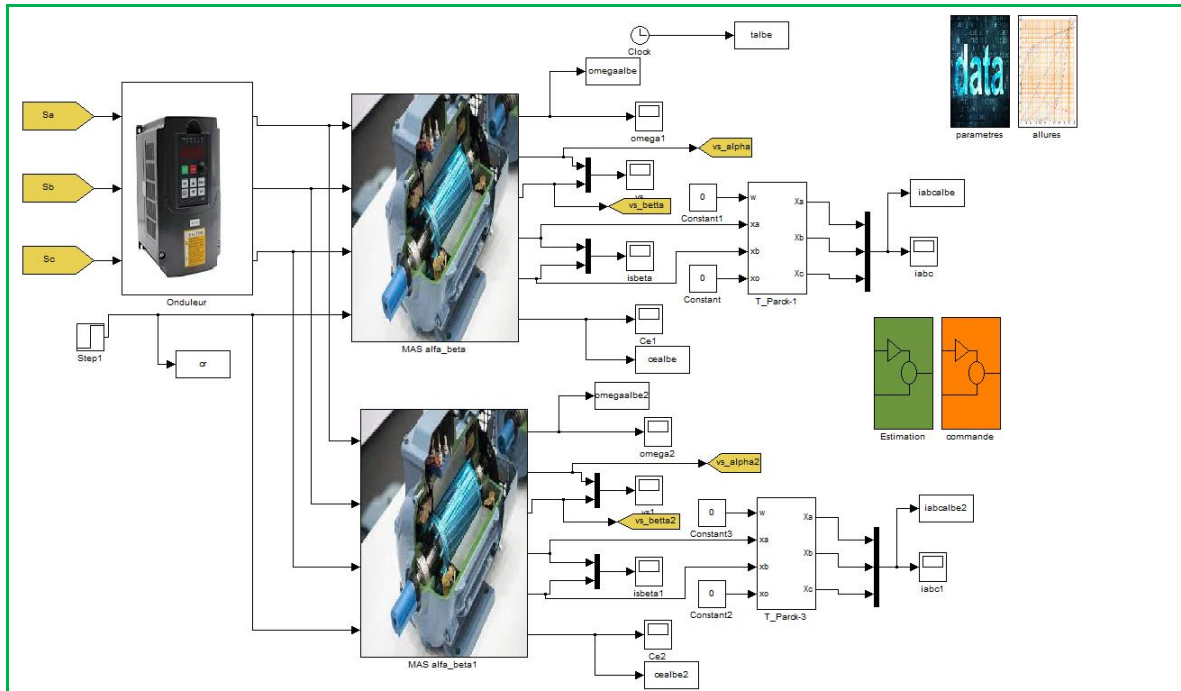


Fig.III.7 schéma bloc de simulation d'un système bi-machine

III.6.1 Résultat de simulation

🚦 Démarrage à vide :

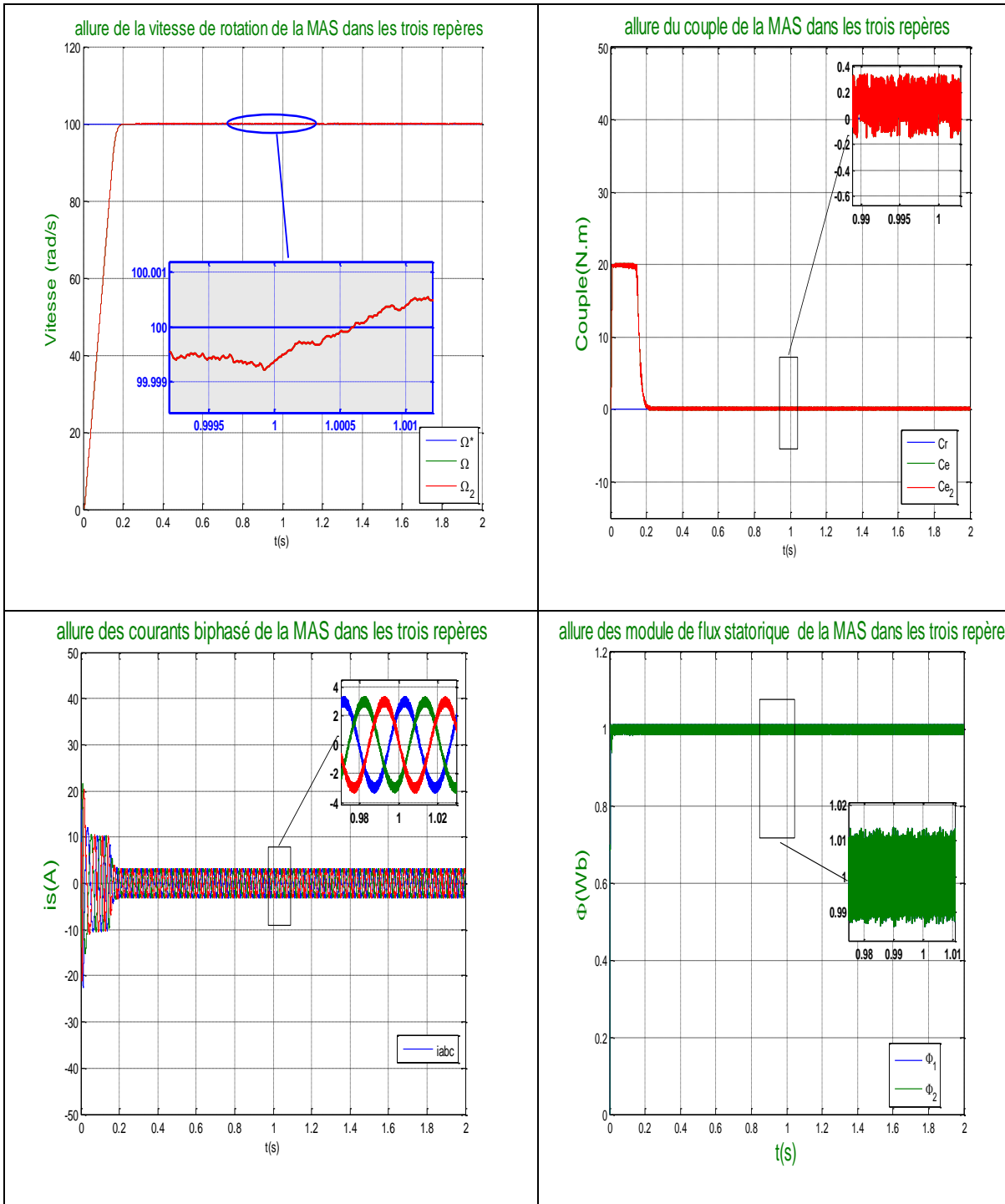
On a simulé le comportement de la machine avec contrôle direct de couple DTC schématisé par la figure (III.3) lors d'un démarrage à vide avec  $\Omega_{ref} = 100$  rd /s. Les figures (III.7) montrent les performances de la régulation :

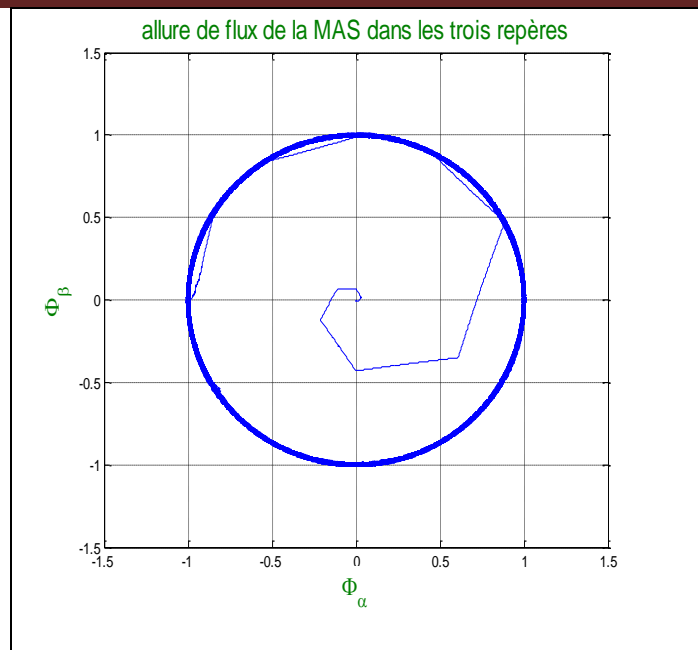
On note une nette amélioration en régime dynamique où la vitesse est obtenue sans dépassement et atteint la valeur de consigne au bout d'environ 0.2s.

Le couple présente un pic au démarrage et se stabilise après environ 0.2s à une valeur moyenne nulle. La composante de courant statorique  $I_{sa}$  présente une allure sinusoïdale riche en harmoniques dans le régime permanent.

Par ailleurs, l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé  $(\alpha, \beta)$  montre que le module de flux a une valeur pratiquement constante (1.10 Wb) et l'extrémité de son vecteur forme une couronne circulaire dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

Les ondulations du flux aux premiers instants de démarrage, reviennent en partie à l'effet du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse.





**Fig.III.8** Réponse du système à vide

#### ✚ Introduction de la charge

L'effet de l'introduction d'un couple de charge de 10Nm après un démarrage à vide sur la Dynamique de la machine est montré aux figures :

On remarque que le régulateur PI classique est moins robuste vis-à-vis de la variation de La charge, en effet un rejet rapide de la perturbation exige une augmentation de la constante d'intégration ce qui peut entraîner des dépassements au niveau de la réponse dynamique de la vitesse. A travers cette simulation, nous constatons que le couple suit parfaitement les Valeurs de la consigne.

La composante de courant  $I_{sa}$  présente une allure sinusoïdale bruitée. La réponse du module du flux statorique garde la même allure, il n'est pas affecté par la variation de la charge.

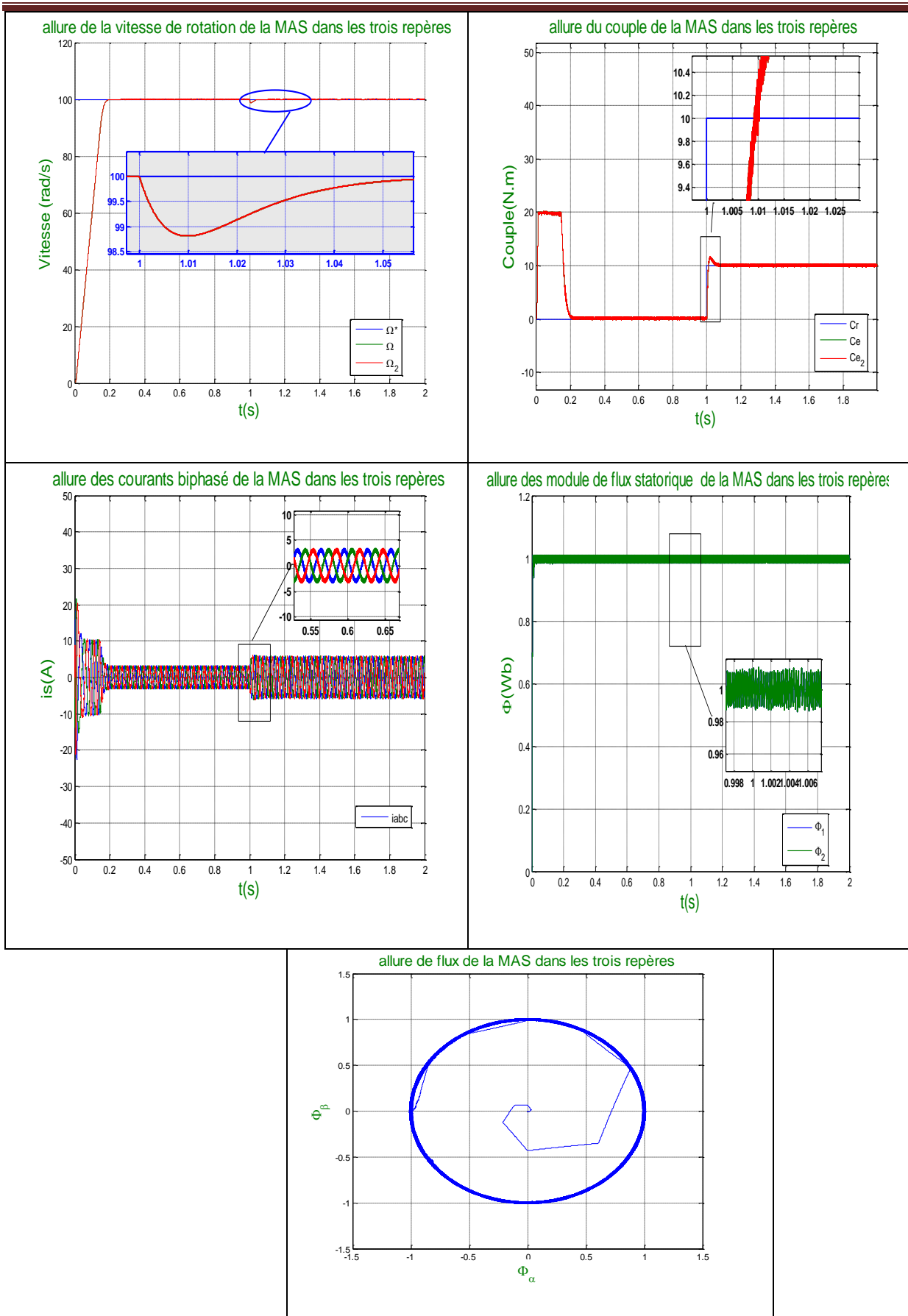
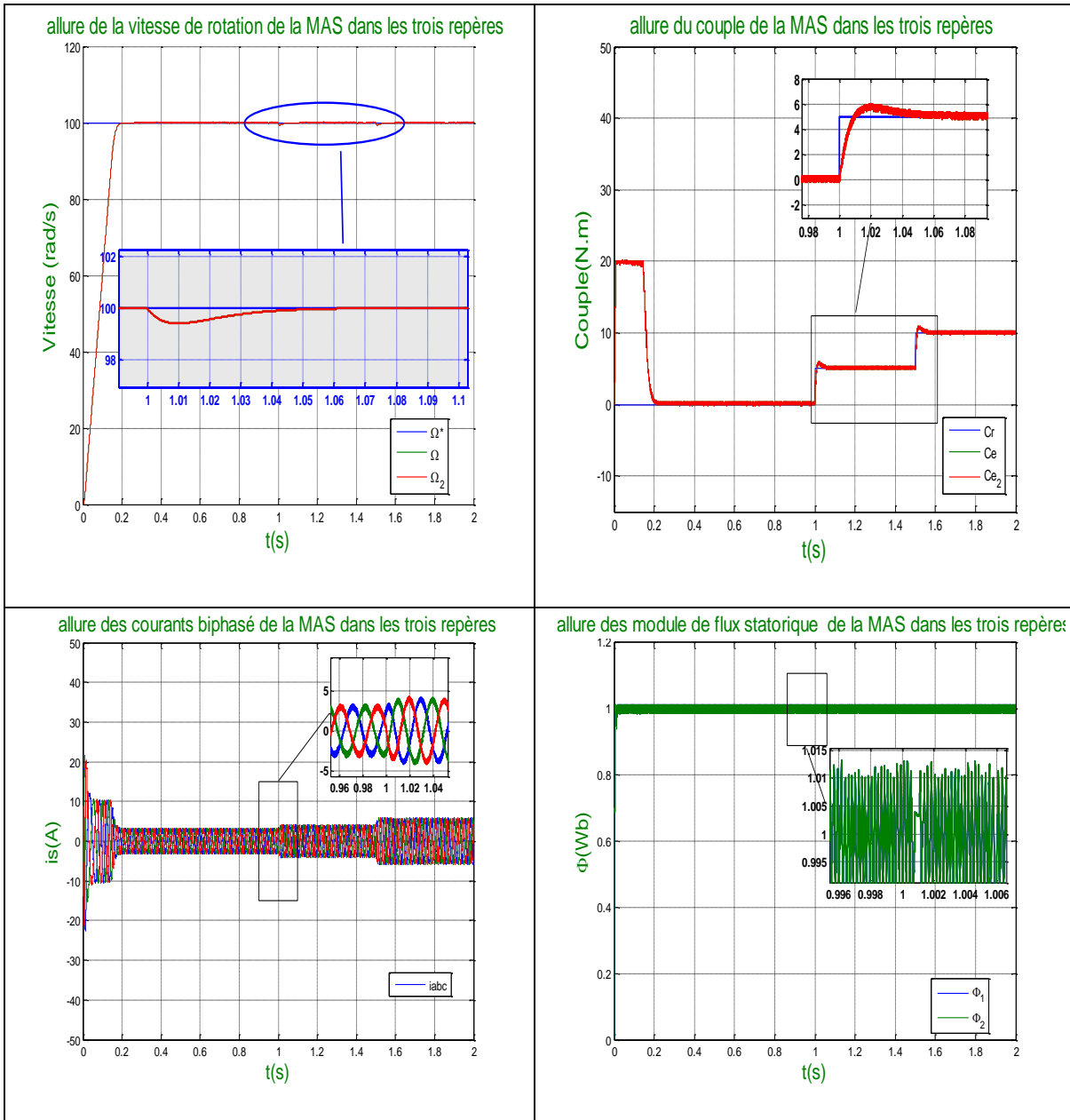


Fig.III.9 Réponse du système à une variation charge

**✚ Test avec couple de charge variable**

La Figure présente les résultats de simulation du système pour des consignes de charge variable de : 5Nm à 1s ; 10Nm à 1.5s .

On constate que le couple suit parfaitement les valeurs des consignes, le courant répond à la variation de charge rapidement et présente une allure sinusoïdale bruitée, le module du flux reste pratiquement constant et il n'est pas affecté pas la variation de la charge.



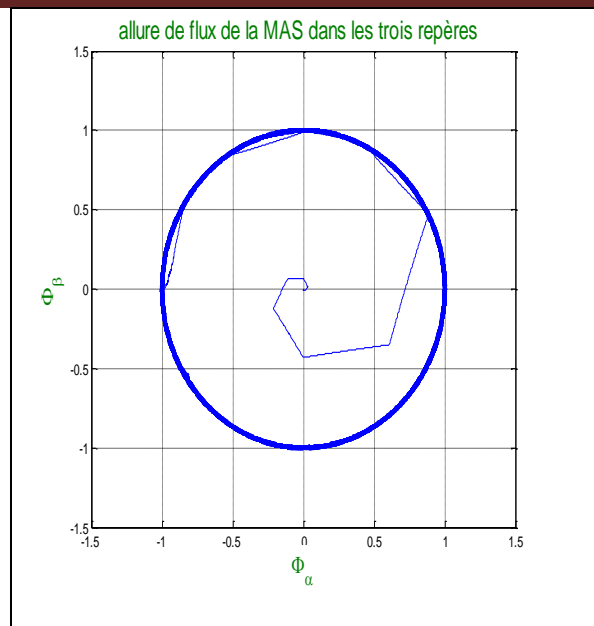


Fig.III.10 Réponse du système à couple de charge variable

#### ✚ Test avec inversion de sens de rotation

Afin de tester la robustesse du contrôle direct de couple vis-à-vis à une inversion importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de 100 rd/s à -100 rd/s à l'instant  $t=1s$  après un démarrage à vide.

A l'inversion de vitesse on remarque sur la figure que la poursuite en vitesse s'effectue sans dépassement, de même pour le couple qui subit à un dépassement avant de se stabiliser.

Le courant  $I_{s\alpha}$  et le module du flux sont affectés au instant de la variation de vitesse et

Reviennent rapidement pour se stabiliser au régime permanent, l'influence de cette variation n'est pas claire sur la trajectoire du module de flux.

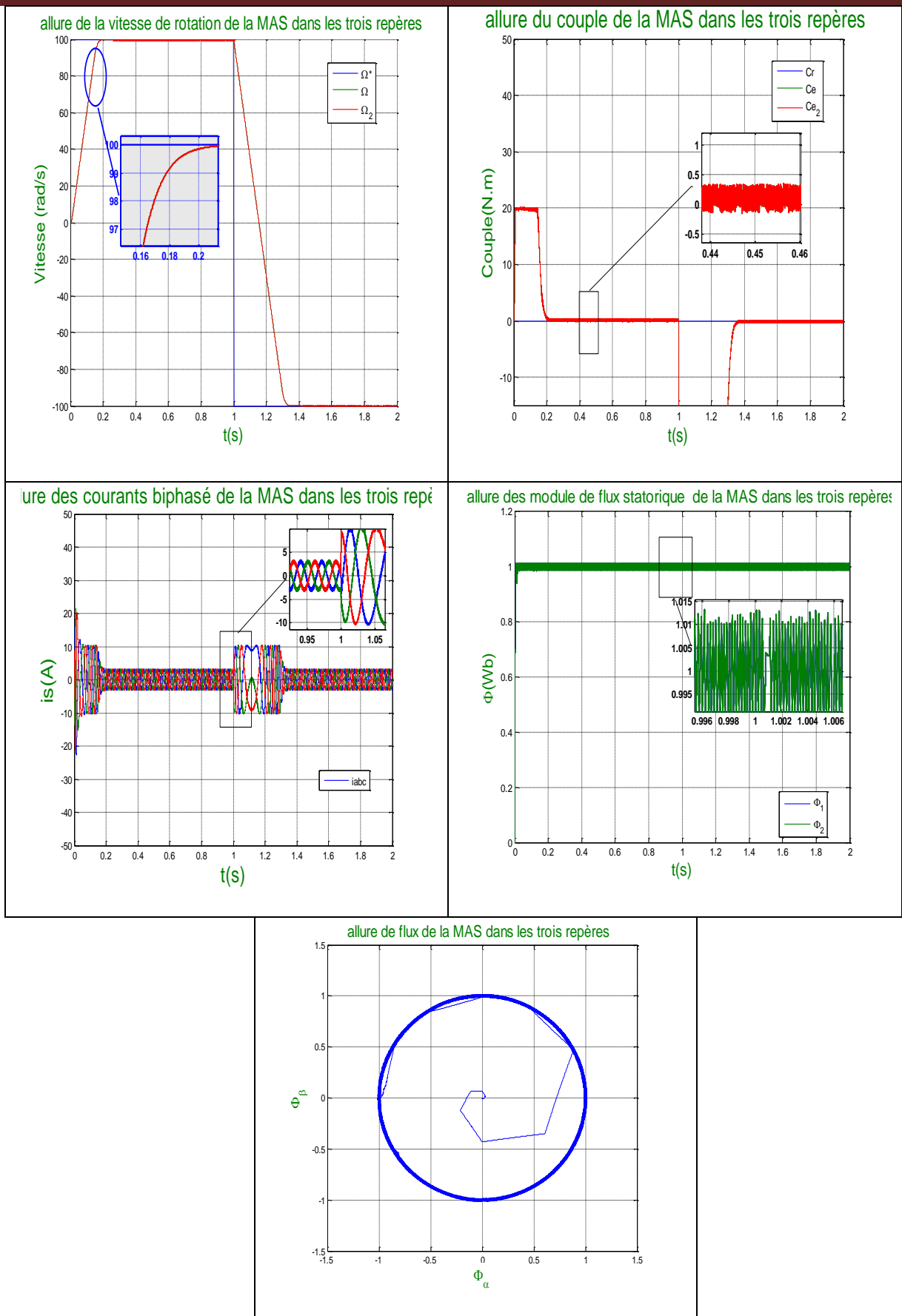
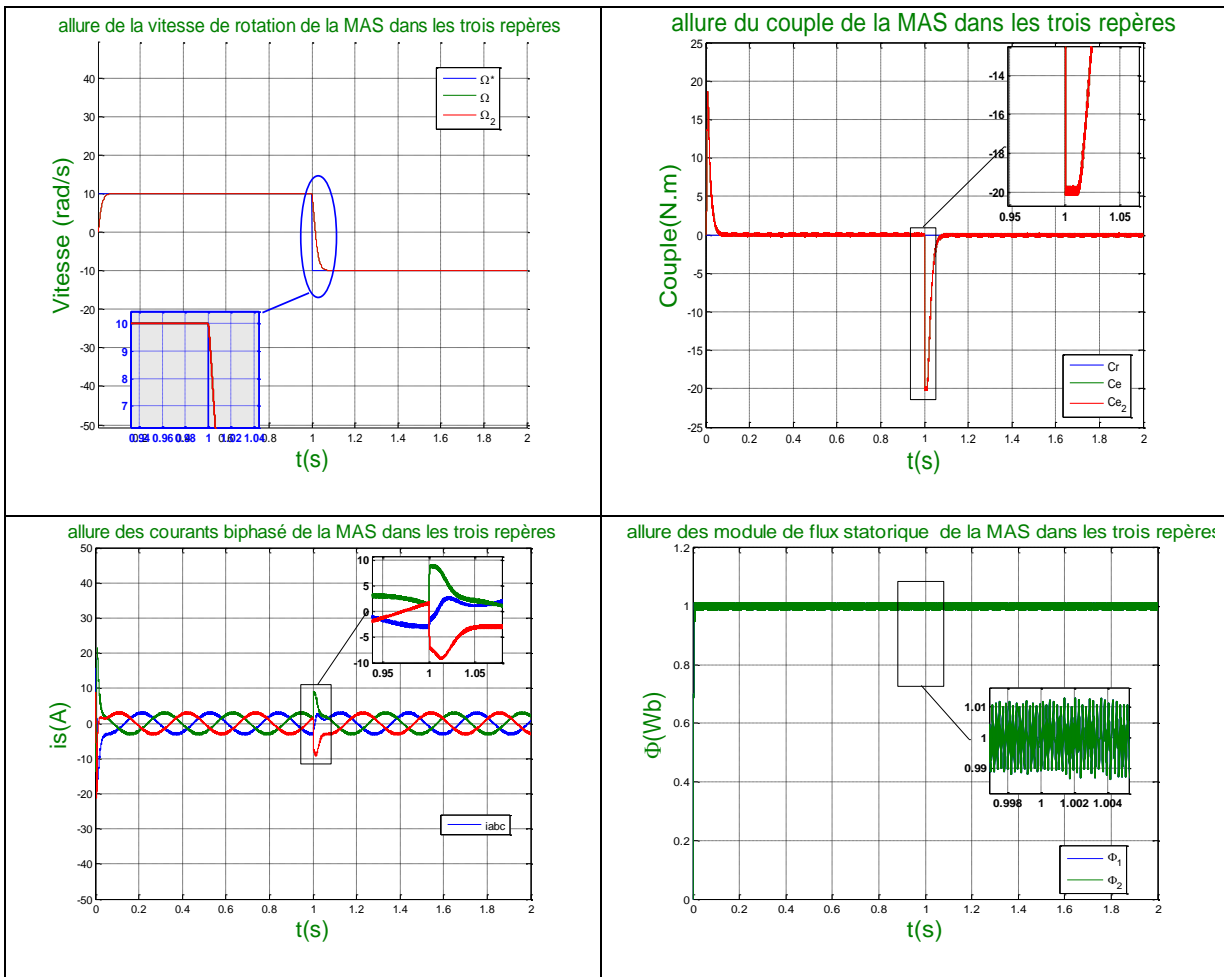


Fig.III.11 Réponse du système pour une inversion de vitesse à -100 rd/s à  $t=1$ s

✚ Test pour faible vitesse de rotation:

La figure montre les résultats de simulation du système pour les faibles vitesses de rotation de la machine lors d'une variation de 10rd/s à -10rd/s à l'instant t=1s. On constate que la poursuite de la vitesse s'effectue sans dépassement.

On remarque l'influence de la diminution de la vitesse sur le module du flux, son trajectoire dans le plan ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), et le couple électromagnétique.



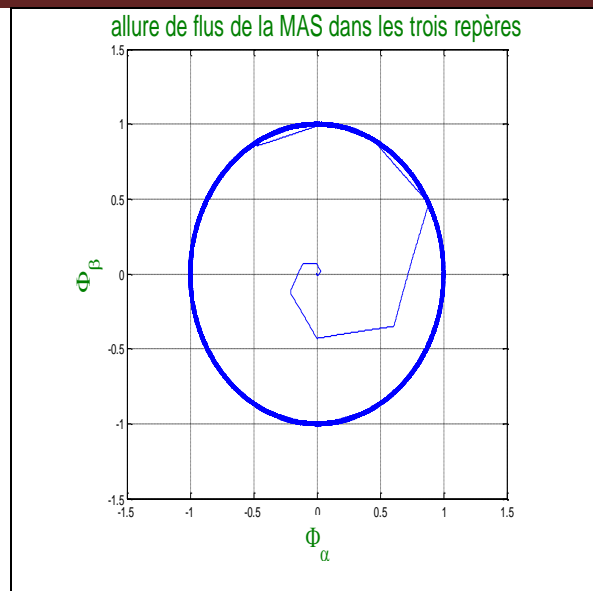


Fig.III.12 Réponse du système à faible vitesse de rotation

### III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'une des différentes structures de commande dédiées aux systèmes bi-machines mono-convertisseurs. La structure de commande dite « maître-esclave » associée au contrôle direct du couple (DTC) appliquée à un système de traction mono-onduleur bi-moteur d'une machine électrique. Elle a été implantée et testée en simulation pour analyser sa robustesse vis-à-vis des perturbations mécaniques. La structure de commande proposée permet d'assurer la stabilité du système de traction face aux différents cas de charges impliquées dans notre chaîne de traction.

Une structure particulière avec la combinaison de la structure de commande « maître-esclave » avec a commande DTC, permet de réaliser un système différentiel électrique afin de garder la stabilité et améliorer les performances de contrôle latéral d'une machine électrique.



# Chapitre IV



Promotion 2022

## CHAPITRE IV

# APPLICATION DES RESEAUX DE NEURONES SUR LA DTC DU SYSTEME MONO ONDULEUR BI-MACHINE

### Introduction

L'application des réseaux de neurones artificiels (RNA) attire l'attention de nombreux scientifiques partout dans le monde. La raison de cette tendance sont les nombreux avantages, dont les architectures de l'ANN ont plus traditionnelle algorithmique méthodique. Parmi les avantages des RNA sont la facilité de la formation et la généralisation, une architecture simple, possibilité d'approximation des fonctions non linéaires, de l'insensibilité à la distorsion du réseau, et des données d'entrée inexactes. L'utilisation des RNA. [55]

Le réseau de neurones artificiel est un modèle de calcul dont la conception est très schématiquement inspirée du fonctionnement de vrais neurones. Des unités formelles permettent, une fois assemblées, de réaliser des traitements complexes de l'information. Il constitue une approche permettant d'aborder sous des angles nouveaux les problèmes de perception, de mémoire, d'apprentissage et de raisonnement. Il s'avère aussi une alternative très prometteuse pour contourner des limitations des méthodes numériques classiques. [56].

Dans ce chapitre nous présenterons les performances de la commande directe du couple de la machine asynchrone en utilisant cette technique, cette méthode consiste à remplacer les comparateurs classiques (PI) et la table de commutation appliqués au DTC de la MAS 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. Cette évaluation est obtenue en utilisant l'erreur du couple électromagnétique, l'erreur du module et l'angle du vecteur flux statorique. [57]

L'emploi des réseaux de neurones plutôt que des techniques classiques pour commander des systèmes complexes peut se justifier par la simplicité de mise en œuvre (peu d'analyse mathématique préliminaire) [55].

## IV.1 Historique

- **1943** : Mc Culloch et Pitts présentent le premier neurone formel.
- **1949** : Hebb propose un mécanisme d'apprentissage (règle de Hebb).
- **1958** : Rosenblatt présente le premier réseau de neurones artificiels : le Perceptron. Il est inspiré du système visuel, et possède deux couches de neurones : perceptive et décisionnelle. dans la même période, le modèle de l'ADALINE (ADaptive LINear Element) est présenté par Widrow Ce sera le modèle de base des réseaux multicouches.
- **1969** : Minsky et Papert publient une critique des perceptrons en montrant leurs limites, ce qui va faire diminuer la recherche sur le sujet.
- **1972** : Kohonen présente ses travaux sur les mémoires associatives.
- **1982** : Hopfield démontre l'intérêt d'utiliser les réseaux récurrents pour la compréhension et la modélisation des fonctions de mémorisation.
- **1986** : Rumelhart popularise l'algorithme de rétropropagation du gradient, conçu par Werbos, qui permet d'entraîner les couches cachées des réseaux multicouches. [58]

## IV.2 Définition de réseaux de neurones

Les réseaux neuronaux ont été depuis été beaucoup étudiés, et ont trouvé énormément d'applications. 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 : [59].

- **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. [60].

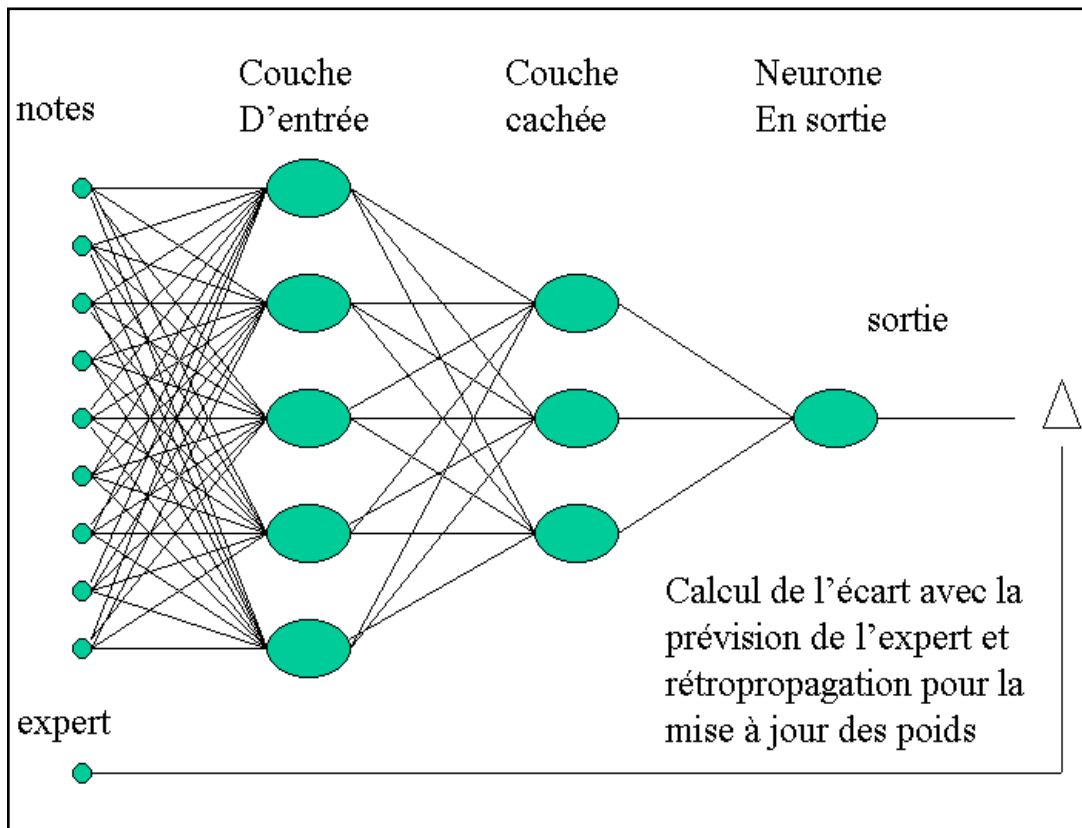


Fig. IV-1. Représentation d'une simple architecture à couches de type MLP des réseaux de neurones

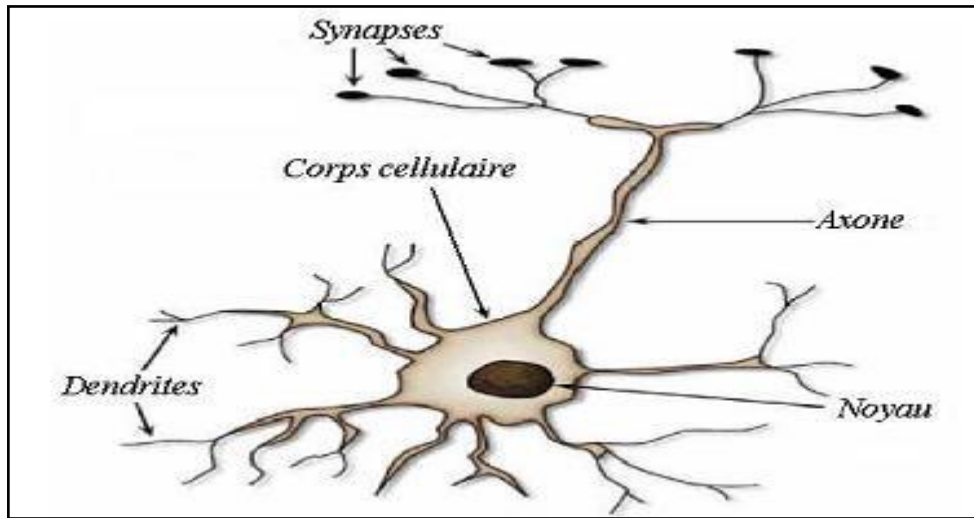
### IV.3 Neurone biologique

Le cerveau humain possède deux hémisphères latérales reliées par le corps calleux et d'autres ponts axonaux ; il pèse moins de deux kilogrammes et contient mille milliards de cellules, dont 100 milliards sont des neurones constitués en réseaux. Les neurones sont des cellules nerveuses décomposables, en 4 parties principales (figure IV.2) :

- **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 potentielles 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 [61], [62].



**Fig. IV-2.** Schéma simplifié d'un neurone biologique

#### IV.4 Neurone formel

Le neurone formel est un modèle mathématique simplifié du neurone biologique, il présente un certain nombre d'entrées, les dendrites, un corps traitant les entrées suivant la méthode du tout ou rien, et un axone véhiculant la réponse du neurone. La première modélisation d'un neurone découle des travaux significatifs de Mac Culloch et Pitts (1943). La figure (IV.4) représente un modèle de base d'un neurone formel.



**Fig. IV-3.** Réseau de neurones artificiels inspiré par le cerveau humain

Signaux d'entrée

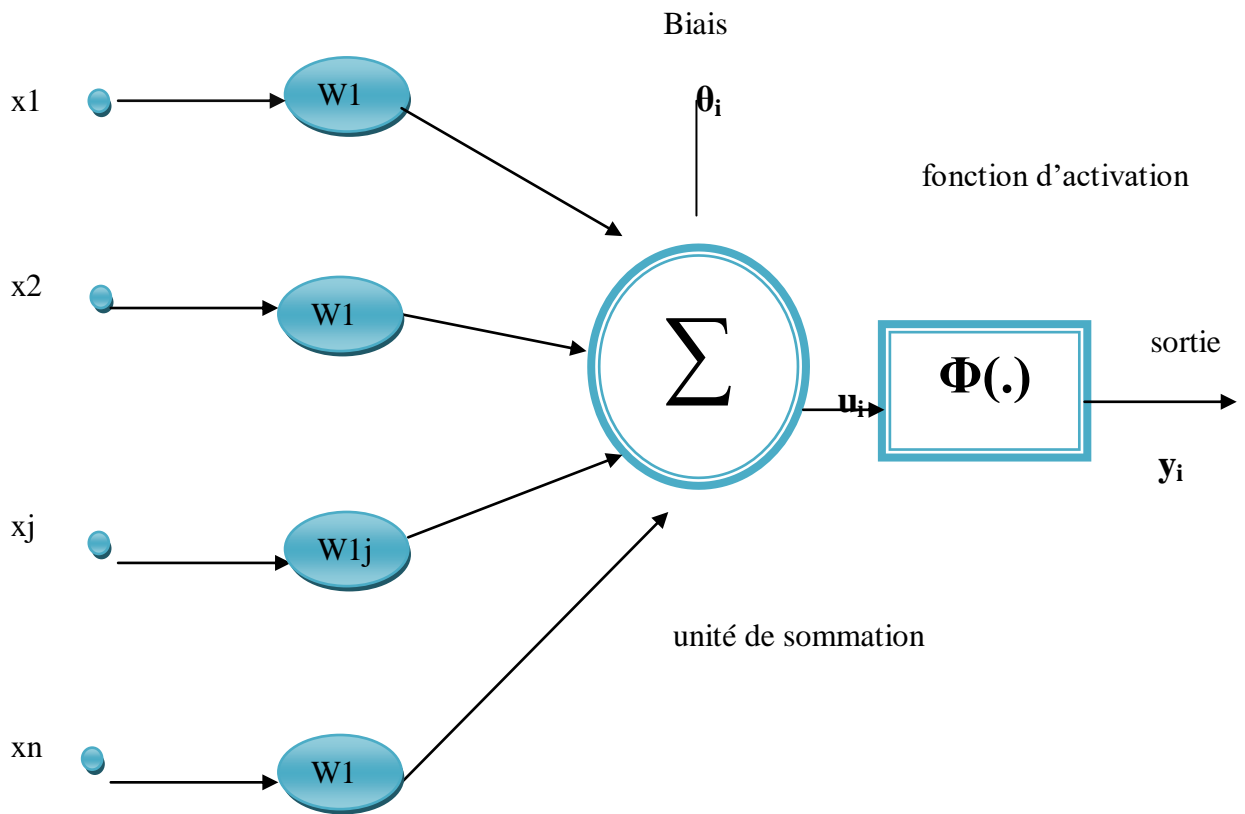


Fig. IV-4. Modèle de base d'un neurone formel

On pourra résumer cette modélisation par le tableau ci-dessous **Tableau IV.1**, qui nous Permettra de voir clairement la transition entre le neurone biologique et le neurone formel

Tab. IV-1.

Neurones biologique	Neurone artificiel
Synapse	Poids de connexion
Axone	Signal d'entrée
Dendrite	Signal de sortie
Somma	Fonction d'activation

Le modèle de la figure (IV.4) est composé de :

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

La sortie  $U_k$  du neurone formel est donnée par la relation :

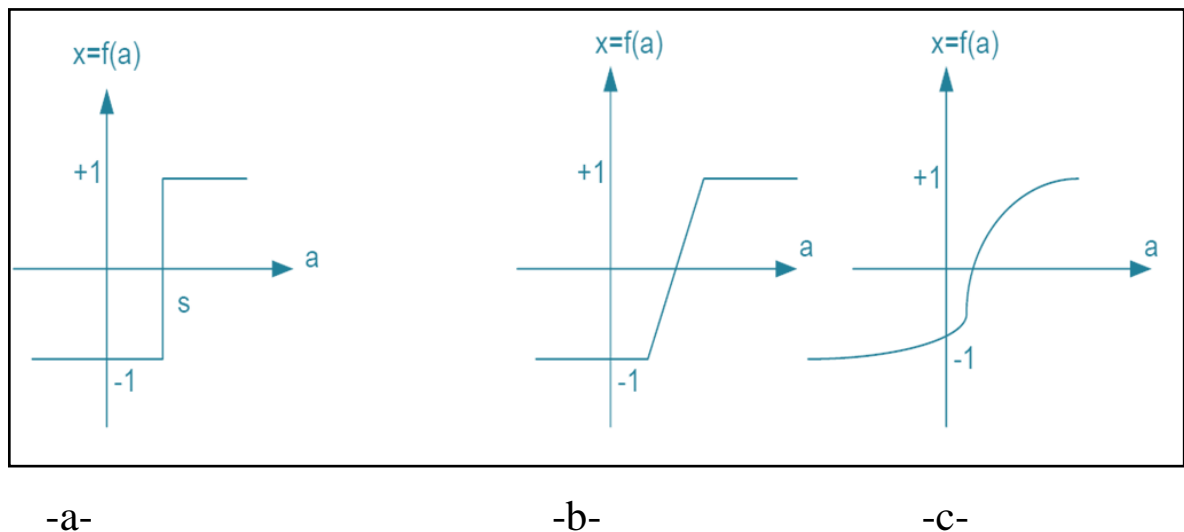
$$u_i = \sum_{j=0}^n W_{ji} X_j \quad (IV-1)$$

A partir de cette valeur, une fonction d'activation calcule la valeur de sortie  $j$  du neurone. C'est cette valeur qui sera transmise aux neurones avals :

$$y_i = \varphi(u_j) \quad (IV-2)$$

#### IV.5 Fonction d'activation

Il existe de nombreuses formes possibles pour la fonction d'activation. Les plus courantes sont présentées sur la figure (IV.5). 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  $[-1, +1]$ , [59]



**Fig. IV-5.** Différents types de fonctions d'activation pour le neurone formel  
 a- Fonction à seuil (S : valeur de seuil), b- linéaire par morceaux, c- sigmoïde.

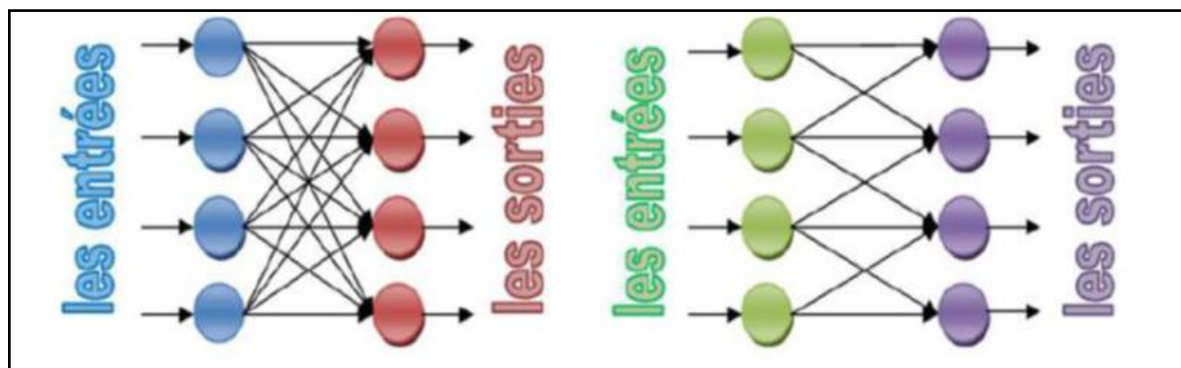
Neurones artificiels n'introduisent pas la notion de temps. En effet, et c'est le cas pour la plupart des modèles actuels de réseaux de neurones, nous avons affaire à des modèles à temps discret, synchrone, dont le comportement des composants ne varie pas dans le temps. Composent le réseau décrivent la topologie du modèle. Elle peut être quelconque, mais le plus souvent il est possible de distinguer une certaine régularité

## IV.6 Architecture des réseaux de neurones

Suivant la logique d'interconnexion choisie, les réseaux de neurones se distinguent en deux grandes familles: les réseaux non bouclés (statiques) et les réseaux bouclés (dynamiques) [63],[58].

- **Réseau de neurones non bouclé (feed-forward)**

Un réseau de neurones non bouclé est représenté graphiquement par un ensemble de neurones connectés entre eux. L'information circulant des entrées vers les sorties sans retour en arrière. C'est à dire si l'on se déplace dans le réseau à partir d'un neurone quelconque en suivant les connexions, on ne peut pas revenir au neurone de départ. Les réseaux de neurones non bouclés sont des outils statiques, utilisés principalement pour effectuer des tâches l'approximation de fonctions non linéaires, de modélisation de processus statiques non linéaires.



Réseaux non bouclé à connexions totales

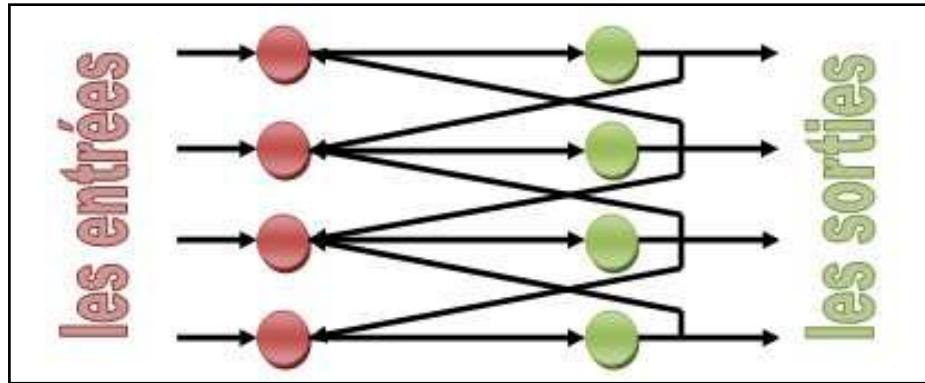
réseaux non bouclé à connexions partielle

**Fig. IV-6.** Formes de réseau de neurones non bouclé (feed-forward)

- **Réseau de neurones bouclé (feed-back)**

Ce sont des réseaux qui ont un ou plusieurs rebouclage internes, leurs sorties à un instant  $t$  dépendront des entrées aux mêmes instants, et aux instants antérieurs. Ces connexions récurrentes ramènent l'information en arrière par rapport au sens de propagation. Les rebouclages rajoutent donc un effet de mémorisation du passé. Ces réseaux de neurones bouclés constituent un système dynamique "à temps discret", régi par une (ou plusieurs)

équation(s) aux différences non linéaires, résultant de la composition des fonctions réalisées par chacun des neurones et des retards associés à chacune des connexions. Ils sont utilisés pour effectuer des tâches de modélisation et d'adaptation de systèmes dynamiques, de commande de processus, ou de filtrage.



**Fig. IV-7.** Structure d'un réseau de neurones dont les connexions sont récurrentes (Bouclées).

## IV.7 Application des réseaux des neurones dans l'industrie

Vu ses avantages les réseaux de neurones sont plus en plus utilisés dans l'industrie tel

Que :

- La commande des systèmes électriques.
- L'identification des systèmes.
- La reconnaissance des formes.

## IV.8 Domaines d'application des réseaux de neurones

Les RNA sont utilisés concrètement dans de nombreuses applications, parmi ces dernières on peut citer à titre d'exemple :

- **La classification de données**

Le problème de classification de données, consiste à associer à un pattern (forme) d'entrée, un pattern de sortie, parmi de nombreux patterns pré spécifiés. Comme nous l'avons vu, les RNA sont capables d'apprendre l'association entrée /sortie et sont donc tout à fait aptes à résoudre ce type de problème. Du fait de cette capacité, les RNA vont donc être utilisés par exemple dans, la reconnaissance de caractères, la reconnaissance vocale, la classification de

courbes d'électroencéphalogramme, la classification de cellules sanguines ou encore la carte descriptive d'un circuit imprimé.

- **La catégorisation de données**

Le problème ici est de rassembler des données similaires en une même catégorie. Les RNA à apprentissage non supervisé réalisent ce type de tâche et seront donc employés dans la compression de données ou l'exploration d'analyse de données, par exemple.

- **L'approximation de fonctions**

Les capacités de classification et de catégorisation des RNA sont encore exploitées ici, puisqu'ils servent parfois à approximer une fonction inconnue (dont on connaît par contre les paires d'entrées/sorties) à une fonction connue. Ce type de difficultés est très fréquent dans le travail de modélisation ou dans le domaine de l'ingénierie.

- **Problèmes de prediction / prévision**

Les RNA sont également utilisés lorsqu'il faut, à partir de données recueillies à un temps  $t$ , prédire les données à un temps  $t + 1$ . Les RNA intéressent donc les domaines de la science et de l'ingénierie mais aussi l'économie de marchés ou la météorologie.

- **L'optimisation**

Pour faire de l'optimisation, le problème est soit, de maximiser le succès, soit de minimiser l'erreur. Encore une fois, les réseaux à apprentissage non supervisé sont particulièrement adaptés pour ce type de tâche et vont donc intéresser des domaines aussi différents que les mathématiques, les statistiques, l'ingénierie, la médecine ou l'économie.

- **Le contrôle**

Considérons un système dynamique pour lequel on veuille contrôler la sortie. Les RNA vont être capables de comparer la sortie du système avec un modèle contrôle et d'adapter ce système, pour retrouver la bonne sortie.

- **La détection et localisation des défauts**

La détection ainsi que la localisation sont effectuées après une phase de comparaison avec seuillage de la sortie estimée avec la sortie réelle ou par application des réseaux de neurones en surveillance par reconnaissance des formes. [64]

## IV.9 Les avantages et les inconvénients des réseaux de neurones

### • **Avantage des réseaux de neurones :**

- Capacité de représenter n'importe quelle fonction, linéaire ou pas, simple ou complexe  
Faculté d'apprentissage à partir d'exemples représentatifs, par « rétro propagation des erreurs ». L'apprentissage ou construction du modèle est automatique ;
- Résistance au bruit ou au manque de fiabilité des données ;
- Simple à manier, beaucoup moins de travail personnel à fournir que dans l'analyse statistique classique. Aucune compétence en math, informatique statistique requise ;
- Comportement moins mauvais en cas de faible quantité de données ;
- Pour l'utilisation novice, l'idée d'apprentissage est plus simple à comprendre que les complexités des statistiques multi variables.

### • **Inconvénients des réseaux de neurones :**

- L'absence de méthode systématique permettant de définir la meilleure topologie du réseau et le nombre de neurones à placer dans la (ou les) couche (s) cachée (s) ;
- Le choix des valeurs initiales des poids du réseau et le réglage du pas d'apprentissage, qui jouent un rôle important dans la vitesse de convergence;
- Le problème du sur-apprentissage (apprentissage au détriment de la généralisation) ;
- La connaissance acquise par un réseau de neurone est codée par les valeurs des poids synaptiques, les réseaux de neurones sont donc des boîtes noires où les connaissances sont intelligibles pour l'utilisateur.

## IV.10 Mise en œuvre des réseaux de neurones

Dans notre étude nous avons remplacé le régulateur de vitesse PI par un régulateur Neuronal. Selon le principe de la commande par identification directe d'un régulateur classique comme indique de la figure (IV.9), Ce qui nous a permis de tester les performances des réseaux de neurone dans le contrôle de vitesse de la MAS.

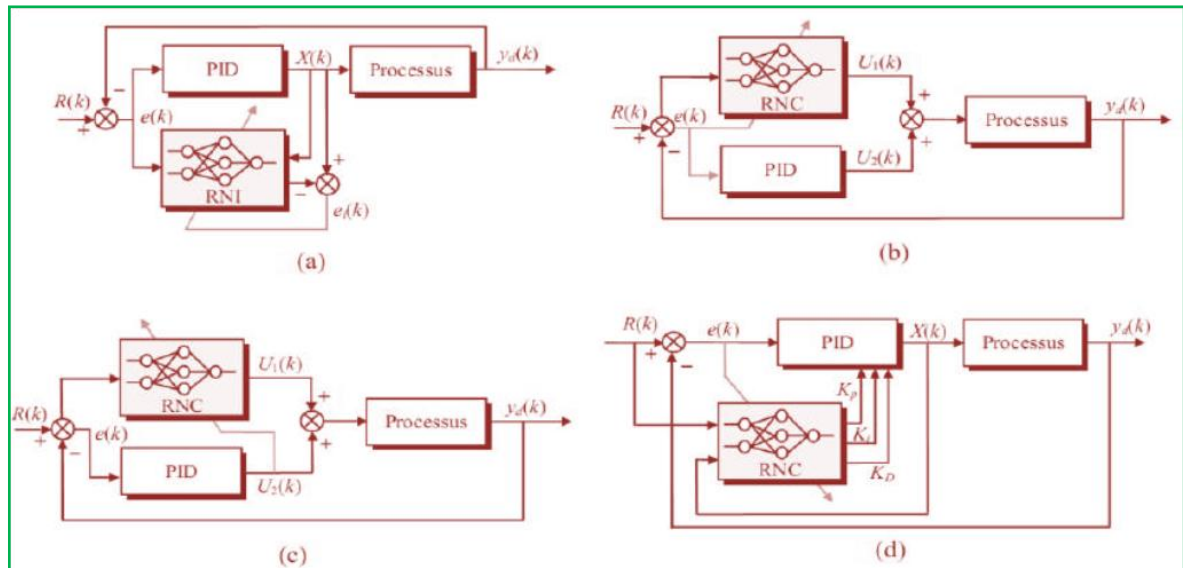


Fig. IV-8. Types d'ajustements d'un régulateur classique par réseaux de neurones

#### IV.10.1 Le choix des entrées et sorties du boîte neuronale

Les entrées de boîte noire neuronale présentées comme un vecteur  $p$ , où  $p = [\Omega_{ref} \text{ et } \Omega, \Omega(k-1), Cem(k-1)]^T$  et sortie  $y = [Cem]^T$  (figure IV.9)

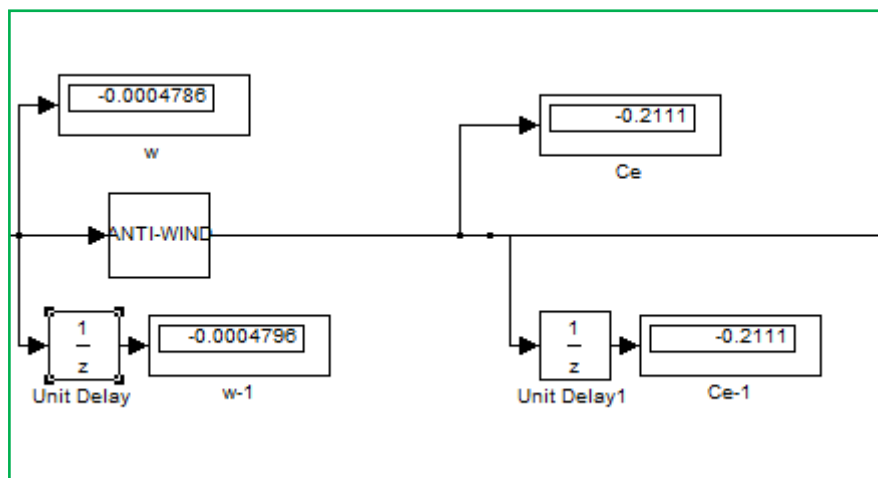
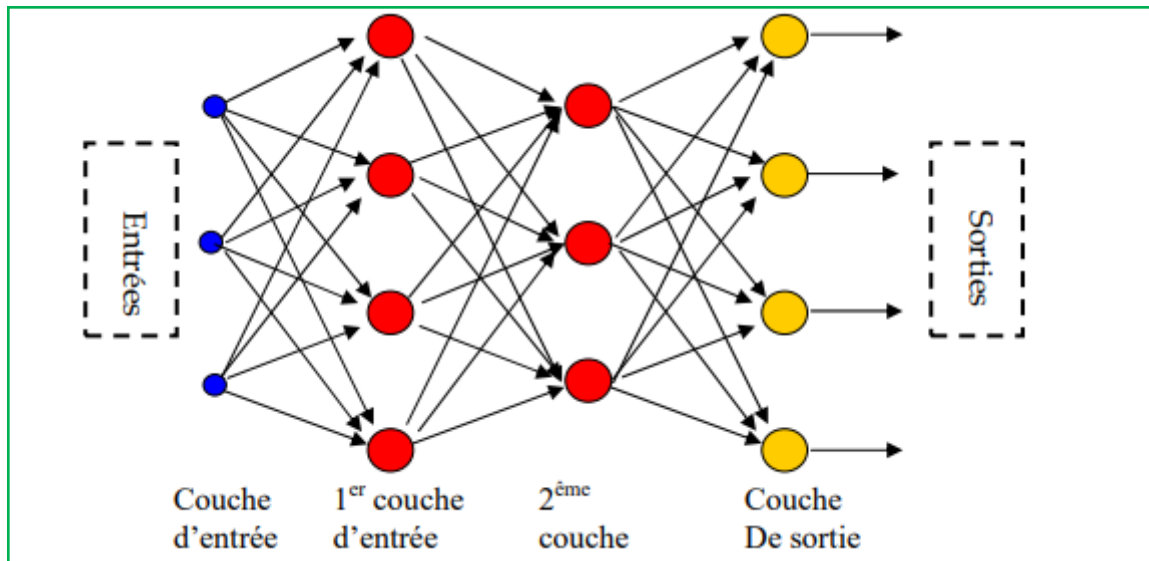


Fig. IV-9. schéma bloc pour obtenues les entrées et sorties du boîte neuronale

#### IV.10.2 Le choix du type de réseau de neurones

Le perceptron Multi-Couche est un réseau orienté de neurones artificiels organisé en couches et où l'information voyage dans un seul sens, de la couche d'entrée vers la couche de sortie. La figure (IV.10) donne l'exemple d'un réseau contenant une couche d'entrée, deux couches cachées et une couche de sortie. La couche d'entrée représente toujours une couche

virtuelle associée aux entrées du système. Elle ne contient aucun neurone. Les couches suivantes sont des couches de neurones. Dans l'exemple illustré, il y a 3 entrées, 4 neurones sur la première couche cachée, trois neurones sur les deuxièmes et quatre neurones sur la couche de sortie. Les sorties des neurones de la dernière couche correspondent toujours aux sorties du système. Dans le cas général, un perceptron Multi-Couche peut posséder un nombre de couches quelconque et un nombre de neurones (ou d'entrées) par couche également quelconque.



**Fig. IV-10.** Exemple de réseau de type perceptron Multi-Couche

La création d'un perceptron Multi-Couche pour résoudre un problème donné passe donc par l'inférence de la meilleure application possible telle que définie par un ensemble de données d'apprentissage constituées de paires de vecteurs d'entrées et de sorties désirées. Cette inférence peut se faire, entre autre, par l'algorithme dit de rétro propagation. [65]

### IV.10.3 Le choix de la stratégie d'apprentissage

✚ Ce classement est bâti autour d'une dichotomie entre stratégies directes et stratégies indirectes. Les stratégies directes impliquent la manipulation directe de la matière linguistique et sont censées améliorer directement l'acquisition de la langue. Elles sont de trois types :

- Stratégies de rappel – principalement pour faciliter le rappel du vocabulaire (par l'utilisation d'images mentales, par exemple).

- Stratégies cognitives – pour faciliter le traitement de l'information linguistique et la production de la parole (par la répétition, l'analyse des expressions nouvelles ou la prise de notes, par exemple).
  - Stratégies de compensation – pour faire face à des lacunes dans les connaissances ou dans la performance (deviner le sens des mots, inventer des mots, utiliser la circonlocution).
- ✚ Les stratégies indirectes n'impliquent pas la manipulation directe de la langue mais sont aussi importantes pour le processus d'apprentissage. Elles sont encore de trois types :
- Stratégies métacognitives – pour gérer le processus d'apprentissage (trouver des occasions pour utiliser la langue, etc.).
  - Stratégies affectives – pour gérer ses émotions et sa motivation (se détendre, par exemple).
  - Stratégies sociales – pour apprendre par le biais d'un contact avec les autres (demander à être corrigé, par exemple). [66]

Tab. IV-2. Classement des stratégies d'apprentissage

<b>Stratégies directes</b>	Stratégies de rappel	Regrouper en unités significatives
		Créer des associations entre neuf et connu
		Associer à un contexte
	Stratégies cognitives	Répétition
		Prise de notes
		Analyse de nouvelles expressions
	Stratégies de compensation	Deviner intelligemment
		Utiliser la circonlocution
		Inventer des mots
<b>Stratégies indirectes</b>	Stratégies métacognitives	
	Stratégies affectives	
	Stratégies sociales	

L'apprentissage est un aspect très important des RNA. Qui consiste à modifier les poids Des connexions jusqu'à ce qu'ils ne se modifient plus que d'une façon infime. Pour notre Étude, nous avons choisi un apprentissage supervisé. L'algorithme utilisé est celui de evenberg-Marquardt.

#### IV.11 Principe de contrôleur neuronal

Le rôle d'une loi de contrôle est de maintenir certains états d'un système à des valeurs désirées malgré les effets d'éventuelles perturbations. Des principes de contrôle très simples, parfois même mécaniques, sont employés depuis des années. Certains concepts sont toujours encore utilisés de nos jours, mais les lois de commande modernes reposent sur des variables formalismes et sur une théorie du contrôle.

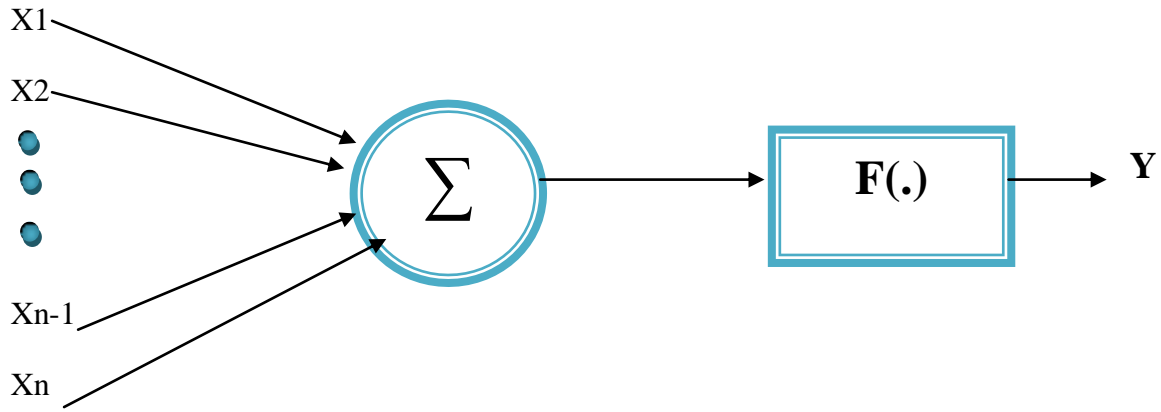
Aujourd'hui, on veut contrôler des systèmes complexes. Il s'agit également de les rendre plus intelligents, c'est-à-dire plus automatisés, plus autonomes, plus performants, plus rapides, tout en réduisant au maximum l'énergie. Ces exigences complexifient largement les systèmes et leurs modèles. [67]

#### IV.12 Contrôle Direct du Couple par Réseaux de Neurones

Les réseaux de neurones forment un ensemble des fonctions non linéaires, permettant de construire, par apprentissage, une vaste famille de modèles et de correcteurs non linéaires. Un réseau de neurone est un système d'opérateurs non linéaires interconnectés, recevant des signaux de l'extérieur par ses entrées, et délivrant des signaux de sortie, qui sont en fait les activités de certains neurones. Pour l'application considérée dans ce chapitre, ces signaux d'entrée et de sortie sont constitués de suites numériques. Les réseaux de neurones ce sont des filtres non linéaires à temps discret, ils peuvent être statiques (ou non bouclés) ou dynamiques (ou bouclés).

Pour transcrire mathématiquement le modèle de ces derniers, un neurone artificiel réalise la fonction suivante : il effectue une multiplication des signaux reçus à son entrée par leur poids respectifs, leur ajoute une polarisation et fait passer le résultat dans un bloc non linéaire. Ce bloc non linéaire est appelé fonction de décision du neurone. [57] Le calcul effectué est donné par :

$$s_i = f \left[ \sum_{j=1}^{ni} W_{ij} e_j - b_i \right] \quad (IV-3)$$



**Fig. IV-11.** Structure d'un neurone

Les perceptrons multicouches est un réseau comportant L couches, chaque neurone d'une couche étant totalement connecté aux neurones de la couche suivante. Chaque neurone k est un automate linéaire généralisé dont la fonction d'activation est  $f_k$ .

La mise à jour des poids synaptiques se fait au niveau des algorithmes de l'apprentissage en utilisant la retro-propagation du gradient. Le terme retro propagation du gradient provient du fait que l'erreur calculée en sortie est transmise en sens inverse vers l'entrée. L'erreur commise sur le  $K^{\text{ème}}$  nœud de sortie est :

$$\delta_{pk} = o_{pk} - X_{plk} \quad (\text{IV-4})$$

Où  $o_{pk}$  : Vecteur des sorties désire

$X_{plk}$  : Vecteur des sorties réel du réseau

Par conséquent l'erreur totale (pour tous les nœuds) est :

$$E_p = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^m \delta_{pk}^2 = \sum_{k=1}^m (o_{pk} - X_{plk})^2 \quad (\text{IV-5})$$

La modification des poids est fonction du calcul du gradient. Ainsi, les poids sur la couche de sortie sont mis à jour de la façon suivante :

$$W_{lkj}(t+1) = W_{lkj}(t) + \Delta p \cdot W_{lkj}(t) \quad (\text{IV-6})$$

$$\Delta p \cdot W_{lkj}(t) = \mu (o_{pk} - X_{plk}) f'(y_{plk}) X_{pl-1j} \quad (\text{IV-7})$$

Où  $\mu$  :  $0 < \mu < 1$  pas d'apprentissage

### IV.13 Structure de la commande neuronale directe du couple (DTNC)

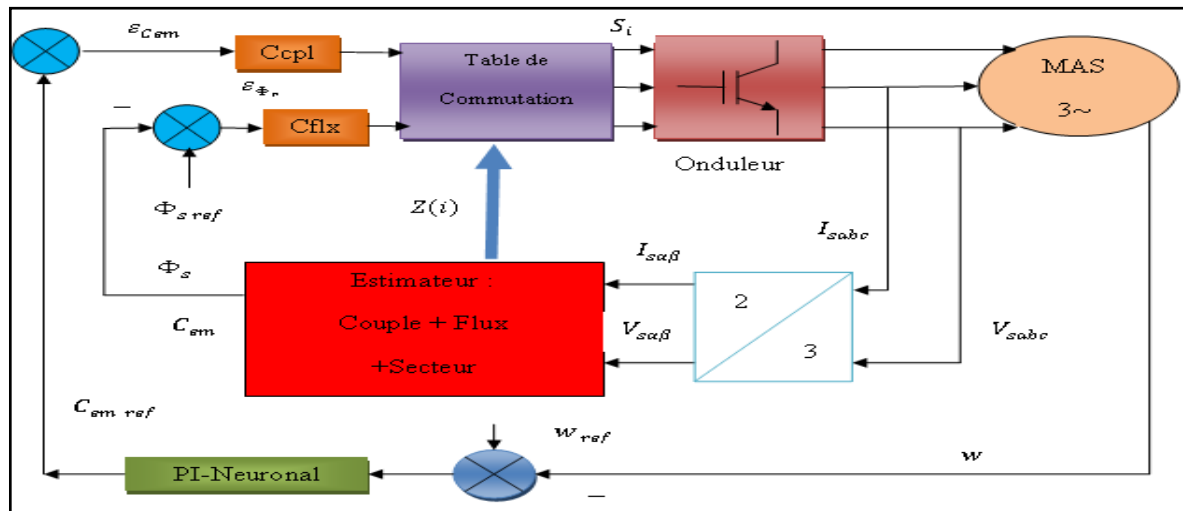


Fig. IV-12. Structure de commande DTC basée sur le contrôleur PI-neuronale

Les comparateurs à hystérésis et la table de vérité sont remplacés par un contrôleur neuronal, dont les entrées sont l’erreur de flux ( $e\phi$ ), de couple ( $eC_e$ ) et l’angle de position de flux ( $\theta$ ) et la sortie est les impulsions permettant la commande des interrupteurs de l’onduleur, pour générer ce contrôleur par Matlab/Simulink ou on a choisi 30 couches cachées et 3 couches de sorties avec les fonctions d’activation respectivement de type ‘tansig’ et ‘purelin’.

Dans ce cas on remplace l’intégrateur PI par une intégrateur PI Neuronale cette régulateur a deux entrées, l’erreur entre la différence entre la référence  $w^*$  et la sortie du processus  $w$  et la sortie de cette régulateur vers le contrôle appliqué, la structure de cette régulateur PI neuronale.

### IV.14 Basse de données

Pour la réalisation de l’apprentissage. On a utilisé le tableau répertorié dans l’annexe A2. Cette base de données est collectée par la simulation de la commande DTC classique. Le vecteur d’entrée est formé comme suit On a fait varier la vitesse de référence de 5 rad/s à 100 rad/s avec un pas de 5 rad/s et pour chaque valeur de vitesse de référence on a relevé les valeurs des autres variables d’entrées pendant le régime permanent du fonctionnement de la machine en charge. Pour le test en charge le couple a été varié de 0 à 10 N.m avec un pas de 2 N.m.

### IV.15 Réalisation d'apprentissage

Le RNA est créé et compilé sous le logiciel MATLAB en utilisant l'outil (nnstart) et on a choisi l'utilitaire (nftool). La figure suivante montre le modèle du notre RNA utilisé dans Notre étude.

Après la collection de la base de données comme expliqué précédemment, nous avons procédé à la création et l'implémentation de notre RNA sous l'utilitaire Nftool ensuite nous avons procédé à l'étape de l'apprentissage. Les figures suivantes montrent les performances de l'apprentissage effectué.

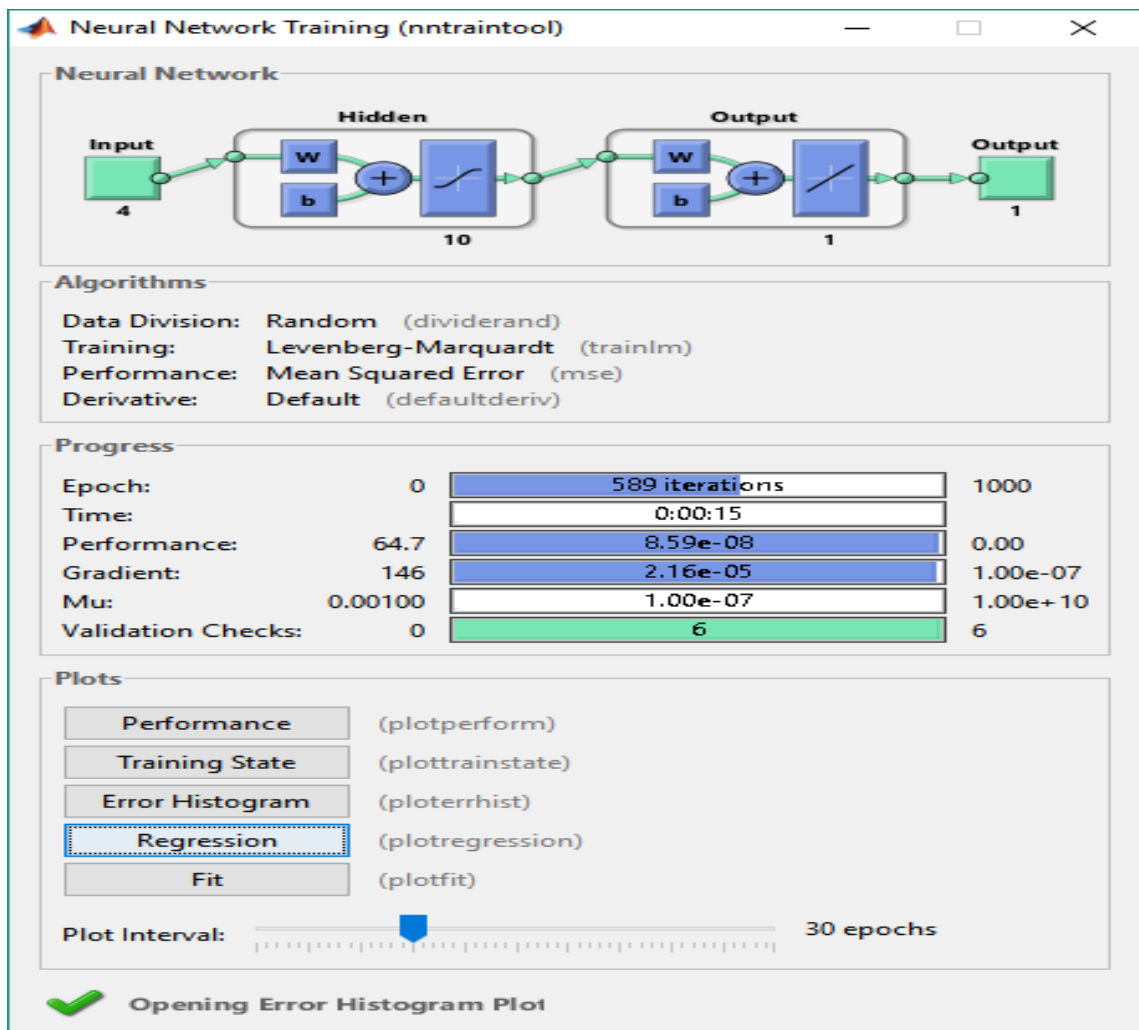


Fig. IV-13. Fenêtre d'entraînement de réseau de neurones

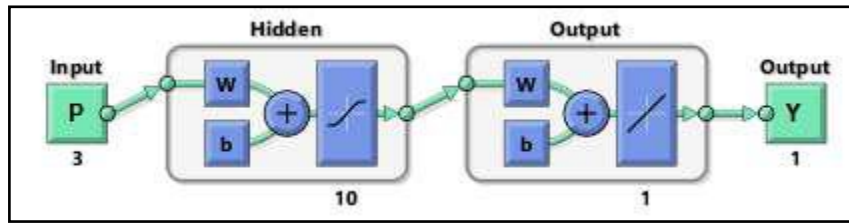
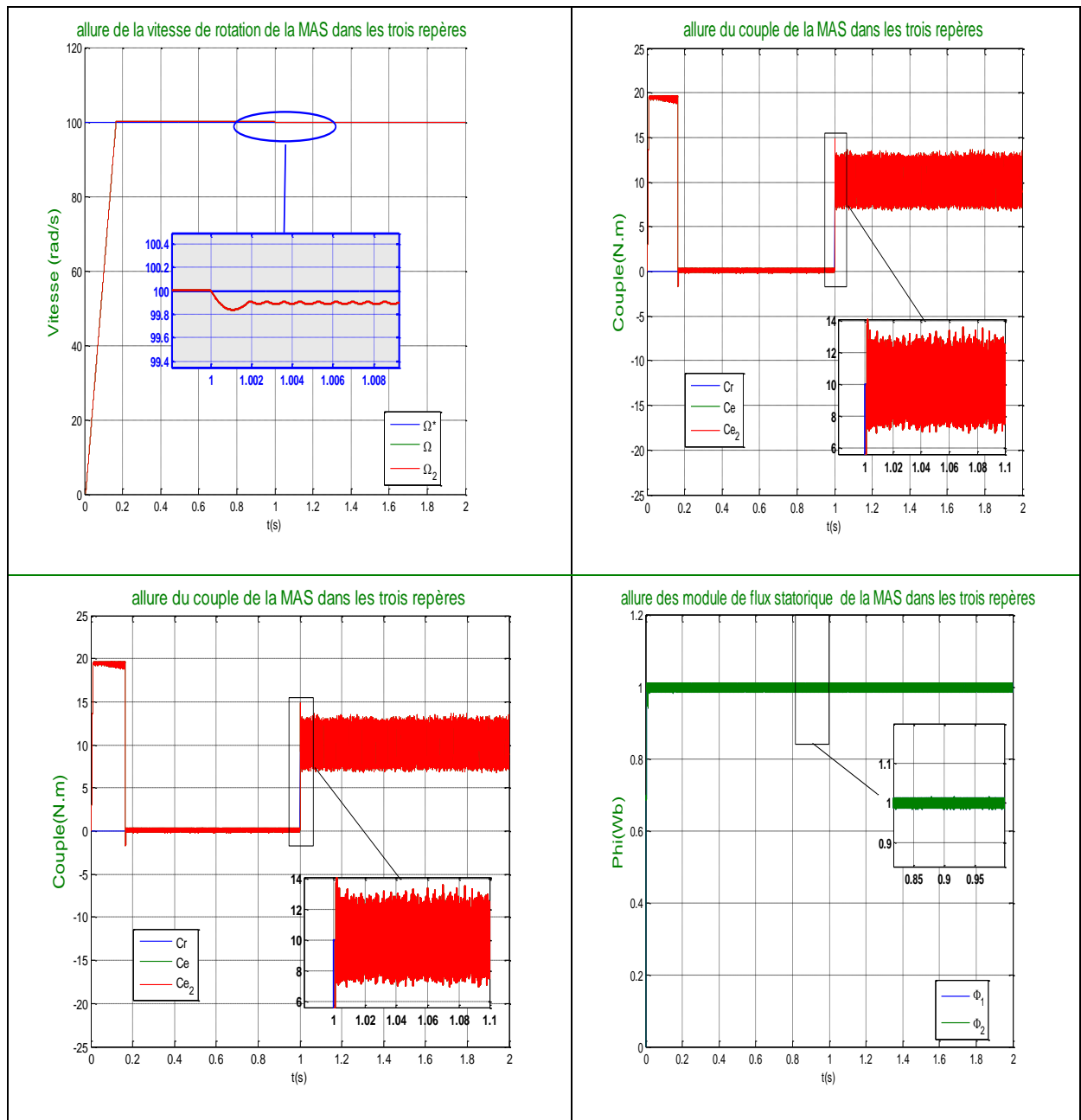


Fig. IV-14. Modèle du réseau de neurone utilisé

### IV.15.1 Simulation la commande DTC par les réseaux de neurones



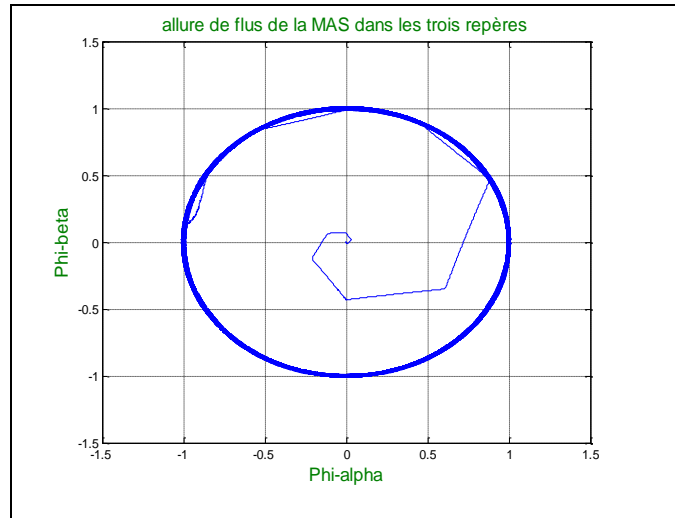
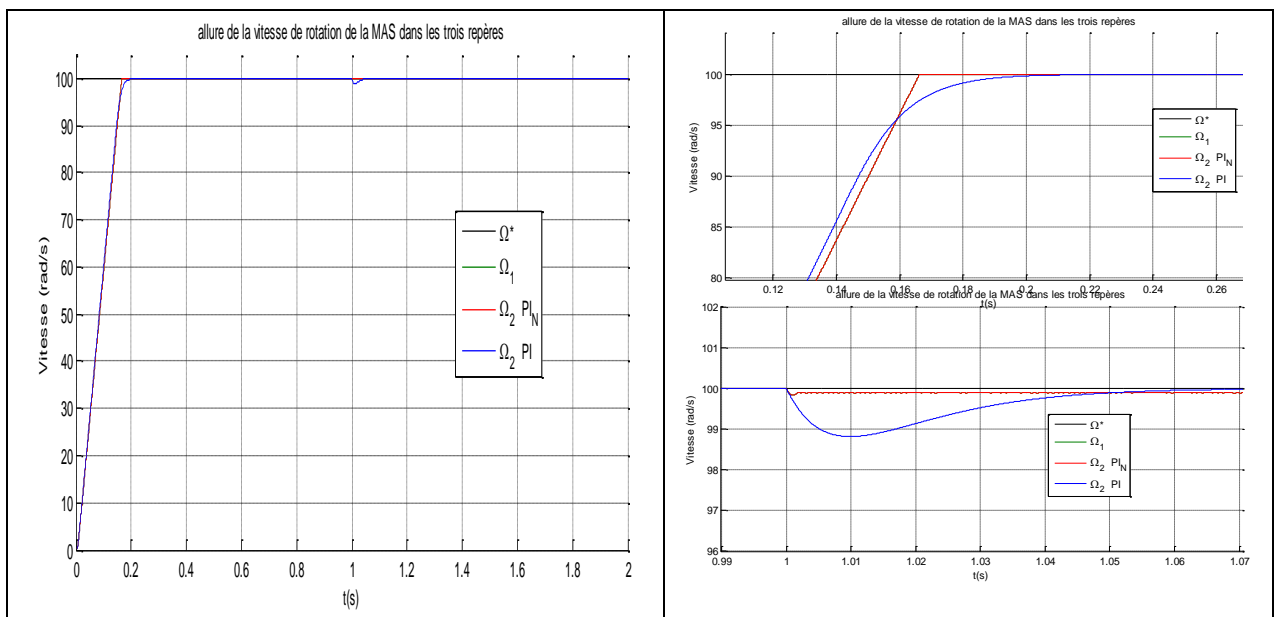


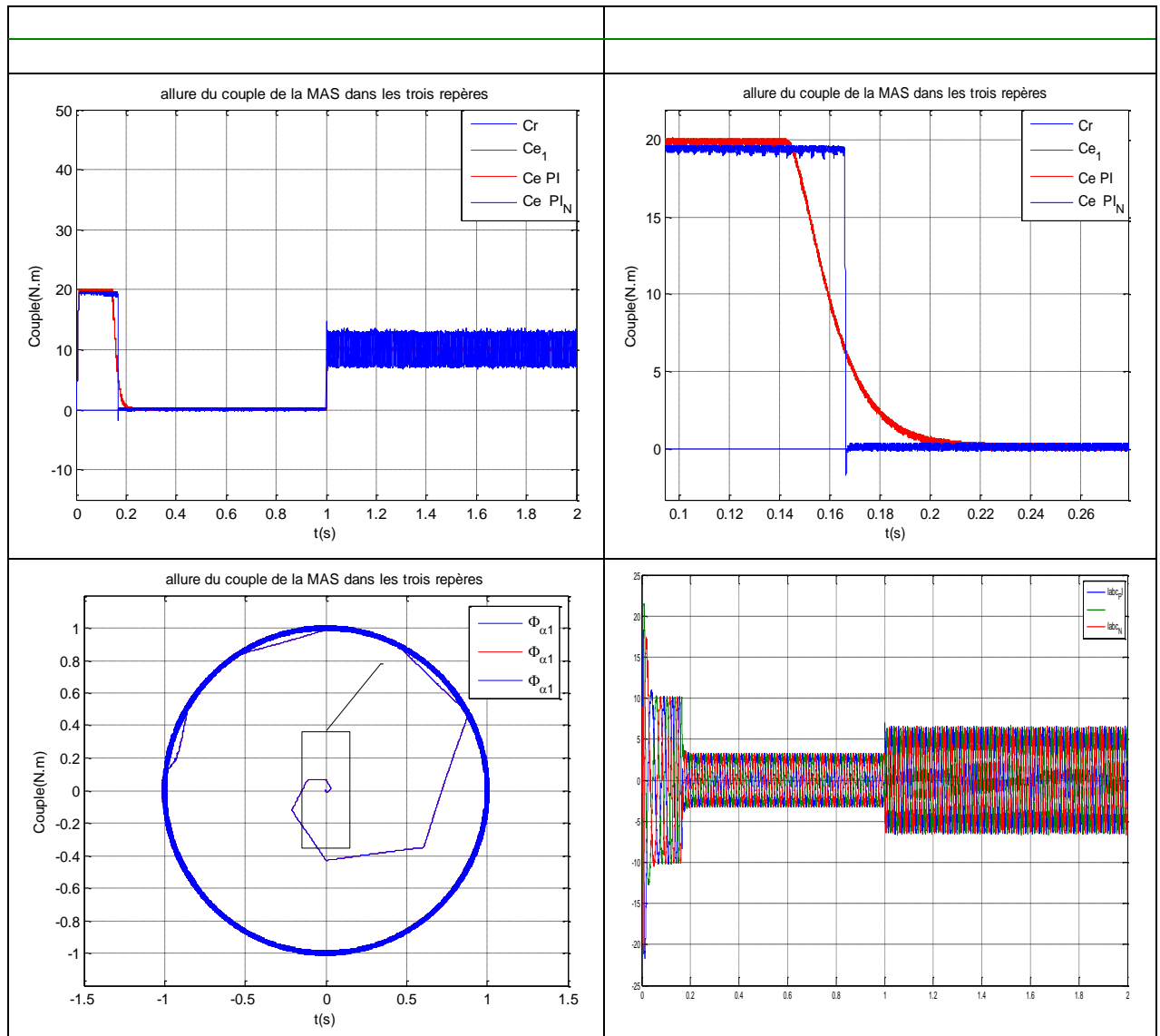
Fig. IV-15. Résultats de simulation de la MAS commandé par un régulateur neurones

### IV.15.2 Interprétation des résultats

L'allure de vitesse dans le cas du régulateur neuronale présente un temps de réponse très court .Cependant, il y a une légère différence dans les régimes transitoires et aux moments de changement de ses de rotation des vitesses. Le courbe de Cem, présentent des oscillations importantes dans le régulateur neurones. Les courants  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$  prends des formes sinusoïdales, à l'instant de l'inversion du sens de rotation un retard dans le temps de réponse. Ce qui concerne le trajectoire de flux, on constate une forme circulaire pour le réponse pour le régulateur neurones

### IV.16 Comparaison entre DTC Classique et DTC Neuronale





**Fig. IV-16.** résultats de comparaison entre régulateur neurones et régulateur Pi

Nous pouvons dire que, la commande de la MAS à base sur le régulateur neuronal (vitesse, courant  $I_{ds}$ , courant  $I_{qs}$ , flux rotorique) regroupe toutes les améliorations apportées par chacun de ces régulateurs :

- Elle présente des caractéristiques satisfaisantes :
- Réponse rapide, bon découplage entre le flux et le couple, capacité de minimisation les Perturbations extérieures et l'élimination de l'erreur statique...

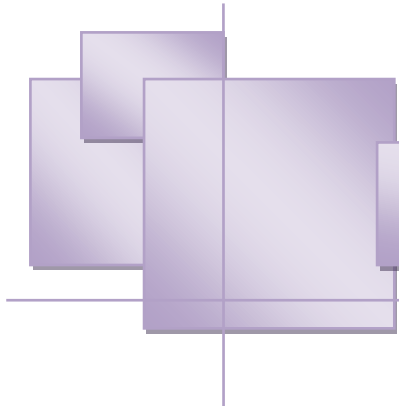
**Tab. IV-3.** Étude comparative entre DTC-PI-3 niveaux et DTC-PI-neuronale

	Temps de réponse	Minimisations des ondulations du couple	Minimisations des ondulations du flux
<b>DTC-PI-3niveaux</b>	0.2(s)	bonne	bonne
<b>DTC-PI-neuronale</b>	0.05(s)	Très bonne	bonne

## IV.17 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les principes de base des réseaux de neurones inspiré de l'étude du cerveau humain, dont il s'est développé depuis des modèles plus complexes grâce à l'évolution de la neurobiologie et à l'utilisation d'outils théoriques plus puissants comme l'algorithme de rétro-propagation. Il est à noter que l'emplacement idéal pour l'intégration des réseaux de neurones artificielle dans le système contrôle-commande, pourrait être d'un intérêt particulier pour l'identification du processus. Et l'adaptation du réseau de neurone pour permettre de bien commander le système.

D'après les résultats de simulation, nous pouvons conclure que la commande qui se base sur les outils de l'intelligence artificielle a montré des meilleures performances par rapport à la commande classique.



# **Bibliographies**

---



**Promotion 2022**



# **Conclusion générale**

---



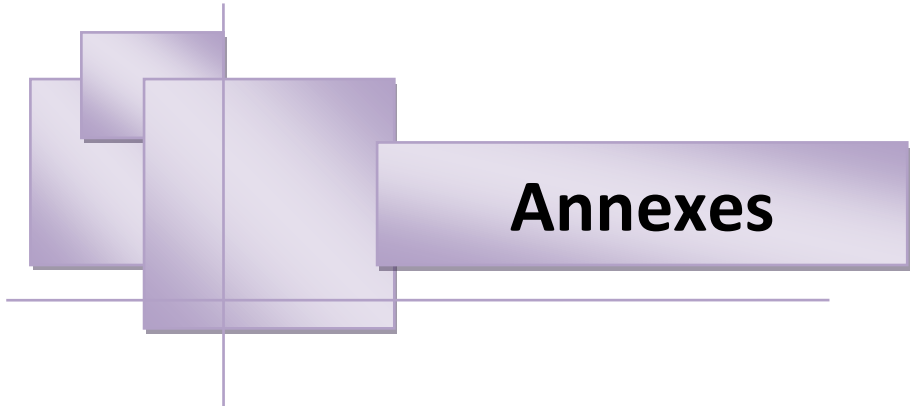
**Promotion 2022**

## Conclusion générale

La machine asynchrone commande par plein évolution. Cette évolution à pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tel que: encombrement, fragilité, coût, etc. A l'issue du présent travail concernant une étude par simulation d'une commande directe du couple d'une machine asynchrone alimentée par onduleur multi niveaux basée sur la théorie de l'intelligence artificielle (réseaux de neurones), d'après les résultats de simulations on peut tirer ce qui suit :

- Dans Le premier chapitre, on a abordé la modélisation de la machine à induction commandée en tension. Le Principe de la transformation de Park est appliqué sur le modèle de la machine à induction, où on a pu avoir un modèle représentant le modèle triphasée. Ce modèle est testé par simulation dont les différents résultats ont prouvé la justesse du modèle utilisé.
- Dans le deuxième chapitre, on à présenter les notions de la stratégie de la commande directe du couple. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statorique. Deux types sont présentés: commande directe du couple *DTC* classique (*DTC*-2 niveaux) utilisant les tables de vérité de sélection des vecteurs optimaux et les régulateurs d'hystérésis et la commande *DTC* à trois niveaux.
- Le troisième chapitre, une présentation des systèmes bi-machines/ mono onduleur avec la représentation de système étudié.
- Dans le quatrième chapitre, on à présente une commande directe de couple de la machine asynchrone basée sur les réseaux de neurone. Dans ce cas le régulateur *PI* a été remplacé par des contrôleurs neuronaux. Les résultats de simulation montrent l'efficacité de cette approche, enter mes de découplage entre le flux statorique et le couple électromagnétique, et la poursuite des

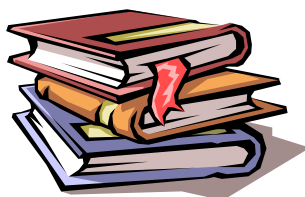
grandeurs de référence. Elle permet aussi de minimiser les ondulations du flux statorique et du couple électromagnétique.



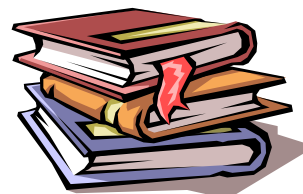
# Annexes



Promotion 2022



## **Bibliographies**



- [1] **Younes hadji, Yasser Gadi**, « Détection de défauts dans le convertisseur à MLI d'une Machine Asynchrone, » Mémoire de Master académique, université kasdi Merbah, Ouargla, 2014.
- [2] **Bouhafna Sebti**, « Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone apport des Réseaux de Neurones, » Mémoire de Magister, université de Batna, 2013.
- [3] **Guerfi Yousef**, « Régulation des onduleurs Multiniveaux par un régulateur à logique floue, » Mémoire de Magister, université Badji Mokhtar, Annaba, 2009.
- [4] **Berrezek Farid**, « Etude des différents techniques de commande des onduleurs à MLI associés à une machine asynchrone, » Mémoire de Magister, université Badji Mokhtar, Annaba, 2006.
- [5] **Boukaroura Abdelkader**, « Modélisation et Diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche Bond-Graph, » Mémoire de Magister, université Ferhat Abbas, Stif, 2009.
- [6] **D. Roye**, "Modélisation, contrôle vectoriel et DTC", Hermes Science Europe Ltd, 2000.
- [7] **D. SATOR\_NAMANE**, "Machines à Courant Alternatif ", Edition, Ellipses, 2010.
- [8] **M. MARTY, D. DIXNEUF, D. G. GILBERT**, "Principes D'Electrotechnique", Paris, DUNOD, 2005.
- [9] **P.BARRET**, "Machines Electriques", Edition, Ellipses, 2002.
- [10] **Imad AL-ROUH**, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone". Thèse de Doctorat, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, Juillet 2004.

- [11] **L. BAGHLI**, "contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, Janvier 1999.
- [12] **M. Faouzi Mimouni**, "Modélisation Commande De Machines Electriques". Cours Mastère Génie Electrique. Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir 2007
- [13] **J.P.Caran, J.P.Hautier** : "Modélisation et commande de la machine Asynchrone". Collection dirigée par Pierre Borne. Editions Technip, 1995.
- [14] **Tamrobot Hanene** " Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine asynchrone" Thèse de magistère, Batna , 20.05.2006.
- [15] **R.Mohamed**. "Simulation et réalisation d'un onduleur de tension monophasé à trois niveau". Mémoire de fin d'étude, institut d'électrotechnique, université de Batna 2002.
- [16] **Guy strutzer , Eddie Samigil** , "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés. Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs".
- [17] **HADJ DIDA ABDELKADER**, "Développement d'une Commande Numérique d'un Moteur à Induction", Magister En Electrotechnique, Université d'Oran, 2012.
- [18] **Benyahia. M**, "commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone " thèse de magister ; Université de Batna 2001.
- [19] **J.P.Caran, J.P.Hautier** : "Modélisation et commande de la machine Asynchrone". Collection dirigée par Pierre Borne. Editions Technip, 1995.
- [20] **Bayahia. M**. 'commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone "thèse de master université de Batna 2001.
- [21] **G. Brahim**, " Commande non linéaire de la machine à induction "Thèse de master. Université de Batna 2012.
- [22] **Lamine M ; Traoré. A**, "Modélisation er simulation d'une machine asynchrone a cage à l'aide du logiciel Matlab / Simulink".msas-pp038\_45.
- [23] **D.Hadiouche**, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure », Thèse de doctorat, Université Nancy-I, Décembre 2001

- [24] **F.Labrique, G.Seguiet, R.Bausiere**, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance, la conversion continu - alternatif », Technique et Documentation -Lavoisier ,1995.
- [25] **C.Canudas de Wit** ; « Modélisation contrôle vectoriel et DTC ; commande des moteurs asynchrones 1 », Hermis Science publications, Paris 2000.
- [26] **G.Seguiet**, « Électronique de puissance les fonctions de base et leurs principales applications », Edition Dunod, Paris1999.
- [27] **P.S.Bastiani**, « Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur-machine alternative : application à la traction électrique »Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Février 2001.
- [28] **BAHI Abdelouahab et DJEDIDI Mohammed Riadh**, "Commande d'un Onduleur Triphasé par Différentes Techniques MLI en Utilisant la Carte DSPACE", Mémoire de Master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-oued, 2017
- [29] **M.Lavabre**, « Électronique de puissance, conversion de l'énergie, cours et exercices résolus», Editions Casteilla, Paris1998.
- [30] **M.H. Rashid**, « Power electronics handbook», Academic Press, USA 2001.
- [31] **O.Bouakaz**, «Contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux », Mémoire de magister, Université Batna, 2005.
- [32] **F. Michael**, «Digital control of a three phase induction motor», Thèse de doctorat, Université de Queensland, Octobre 2002.
- [33] **Y. Chapuis et D. Roye**, «Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique», J. Phys. III, vol. 5, pp. 863-880, 1995.
- [34] **D. A. M. Carlos**, «Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multi-niveaux à fréquence imposée», Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 15 Décembre 2000.
- [35] **Ragi**, «Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation», Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 05 octobre 2001.

- [36] **B.Malika**, «Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone», Mémoire de magister, Université de Batna, 2007.
- [37] **Bernard de Fornel** « Techniques de l'ingénieur » D3 623.
- [38] **A. Ameer** « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants » université de Batna 2005.
- [39] **Carlos Canudas de Wit** « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » 2000.
- [40] **D. Casadei** , **G. Serra**, and **A. Tani**, "Performance analysis of a speed-sensorless induction motor drive based on a constant-switching-frequency DTC scheme", IEEE Trans. Industry Appl, vol. 39, pp. 456– 462, March/April 2003.
- [41] **Marcin Żelechowski**, M. Sc. " Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive" these à fin d'obtenir Phd. université deWarsaw 2005.
- [42] **D. Youssouf Et D. Ben Anter**, « Modelisation Et Commande D'un Onduleur Triphase Pilote Par Mli A Structre Multiniveaux», Master En Génie Electrique, Université Kasdi Merbah–Ouargla 2011.
- [43] **H. Mohammed**, «Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle», Thèse de doctorat, Université Djillali Liabes, Sidi-Bel-Abbès, 2017.
- [44] **S. Bouhafna**, «Commande par DTC d'un moteur asynchrone apport des réseaux de neurones», Mémoire de magister, Université de Batna, 2013.
- [45] **A. Bouscayrol**. Structures d'alimentation et stratégies de commande pour des systèmes multi machines asynchrones Application à la motorisation d'un robot mobile. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1995.
- [46] **A. Bouscayrol**, et al., Control Structures for Multi machine Multi converter Systems with Dawnstream Coupling, in EPE 2001 Conf. Record, Graz.
- [47] **D. Bidart**, **M. Pieterzak-David**, **M. Fadel**, Commande coopérative des systèmes mono convertisseur multi machines pour une application aéronautique, REE. Revue de l'électricité et de l'électronique, Tribune des Jeunes Chercheurs, vol.6, pp. 87-90, 2010.

- [48] **D. Bidart, M. Pieterzak-David, M. Fadel**, Mono inverter Multi parallel PMSM-Structure and Control strategy, IET Electric Power Applications.
- [49] **R. Pena-Eguiluz**. Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bi machine asynchrone destiné à la traction ferroviaire. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2002.
- [50] **D. Bidart, M. Pieterzak-David, M. Fadel**, Stratégie de contrôle d'un système bi machine synchrone mono convertisseur : connections en parallèle sur un onduleur mutualisé, Colloque Electrotechnique du futur, UTC Compiègne, 2009.
- [51] **A. Merah**, "Contribution à l'amélioration de la sécurité et la stabilité d'un véhicule électrique à l'aide des systèmes de contrôle latéral et longitudinal", thèse de Doctorat, Université Tahar Moulay de Saida, Saida, 2016.
- [52] **M. Sekour, K. Hartani, A. Draou, and A. Allali**, "Sensorless fuzzy direct torque control for high performance electric vehicle with four in-wheel motors," Journal of Electrical Engineering and Technology, vol. 8, pp. 530-543, 2013.
- [53] **F. Z. Maata**, " Contribution à la modélisation d'un véhicule électrique à quatre roues motrices et la mise en oeuvre d'observateur pour l'estimation des efforts d'interaction roue-sol ", thèse de Doctorat, Université Tahar Moulay de Saida, Saida, 2018.
- [54] **H. Mokhtari and A. Alizadeh**, "A new multi-machine control system based on Direct Torque Control algorithm", in the 7th International Conference on Power Electronics, EXCO 2007, 2008, pp. 1103-1108.

## Annexe

### A1

#### ❖ Programme de donnée et caractéristiques de la modèle de MAS utilisée

```

U=380;
P=1500;
Omegan=1420;
f=50;
Rs=4.85;
Rr=3.805;
Rfr=0;%%%%%%%%%
Rfs=0;%%%%%%%%%
Lr=0.274;
Ls=0.274;
M=0.258;
lr=Lr-M;
ls=Ls-M;
Sigma=1-(M^2/(Ls*Lr));
Sigmar=lr/M;
Sigmas=ls/M;
A1=(Rs+((Sigmar/(1+Sigmar))*Rfs)+((Rr-
Sigmar*Rfr)/(1+Sigmar)^2))/(Sigma*Ls);
A2=((1/Lr)*(Rfs-(Rr+Rfr)/(1+Sigmar)))/(Sigma*Ls);
A3=(Rr-Sigmar*Rfr)/(1+Sigmar);
A4=(Rr+Rfr)/Lr;
p=2;
J=0.031;
F=0.001136;
Vdc=537;
fp=3000;
Vm=0.9;

```

## A2

## ❖ Tableau de base de données

cr	omega ref	w	w-1	ce-1	ce
0	5	- 0,0002516	- 0,0002987	0,007423	0,007715
0	10	0,0002095	0,0002057	0,01495	0,01497
0	15	- 0,0002059	- 0,0002078	0,02347	0,02348
0	20	- 0,0005134	-0,004761	0,03533	0,0351
0	25	0,0001888	0,0002196	0,04707	0,04688
0	30	4,68E-05	8,02E-05	0,05881	0,05879
0	35	-8,52E-05	-7,01E-02	0,07156	0,07146
0	40	1,74E-05	3,32E-05	0,08282	0,08272
0	45	-4,07E-04	-4,48E-04	0,09213	0,09239
0	50	-3,52E-04	-3,10E-04	0,1019	0,1016
0	55	2,25E-04	2,00E-04	0,1133	0,1135
0	60	-1,11E-04	-8,69E-05	0,1218	0,1217
0	65	2,59E-04	2,26E-04	0,1375	0,1377
0	70	7,99E-05	7,76E-05	0,1447	0,1448
0	75	8,41E-04	8,47E-04	0,1599	0,1599
0	80	4,55E-04	4,93E-04	0,1681	0,1679
0	85	4,15E-04	4,45E-04	0,1804	0,1802
0	90	1,18E-04	6,13E-05	0,1602	0,1905
0	95	-2,32E-04	-1,98E-04	0,1964	0,1962
0	100	-1,84E-04	-1,91E-04	0,2078	0,2079
2	5	-7,43E-05	-2,56E-05	2,012	2,011
2	10	-3,14E-05	-5,03E-05	2,02	2,025
2	15	2,35E-04	2,27E-04	2,025	2,025
2	20	-2,02E-04	-1,92E-04	2,041	2,041
2	25	1,10E-04	1,19E-04	2,046	2,046
2	30	3,27E-05	1,76E-05	2,065	2,065
2	35	5,20E-05	7,11E-05	2,075	2,075
2	40	-5,34E-04	-5,50E-04	2,085	2,085
2	45	- 0,0007345	- 0,0006955	2,093	2,093
2	50	-7,57E-04	-7,65E-03	2,101	2,101
2	55	3,88E-05	-5,30E-05	2,118	2,119
2	60	-3,53E-04	-3,28E-04	2,127	2,127
2	65	6,36E-04	6,46E-04	2,142	2,142
2	70	6,70E-05	8,53E-05	2,15	2,149
2	75	-7,29E-05	-4,47E-05	2,159	2,159
2	80	2,18E-04	2,58E-04	2,175	2,174

2	85	-6,22E-05	-4,91E-05	2,179	2,179
2	90	-6,62E-04	-6,16E-04	2,188	2,188
2	95	-1,50E-04	-1,54E-04	2,2	2,2
2	100	2,62E-04	2,88E-04	2,215	2,215
4	5	-1,26E-04	-1,21E-04	4,014	4,014
4	10	1,78E-03	1,78E-03	4,032	4,032
4	15	-4,96E-05	-4,23E-05	4,035	4,035
4	20	-1,11E-03	-1,09E-03	4,036	4,035
4	25	3,80E-04	3,36E-04	4,06	4,061
4	30	6,47E-04	6,60E-04	4,073	4,073
4	35	1,66E-04	1,63E-04	4,082	4,082
4	40	2,27E-04	2,54E-04	4,093	4,093
4	45	3,43E-05	7,70E-06	4,1	4,1
4	50	-7,73E-05	-3,36E-05	4,112	4,111
4	55	7,06E-04	7,23E-04	4,13	4,13
4	60	1,09E-04	1,20E-04	4,133	4,132
4	65	-2,30E-04	-2,11E-04	4,14	4,14
4	70	-7,31E-04	-7,35E-04	4,147	4,147
4	75	1,28E-04	1,30E-04	4,166	4,166
4	80	7,66E-04	8,15E-04	4,178	4,178
4	85	-7,18E-04	-6,81E-04	4,183	4,183
4	90	-2,71E-04	-3,04E-04	4,195	4,195
4	95	1,85E-04	2,35E-04	4,207	4,206
4	100	-8,75E-04	-8,34E-04	4,208	4,209
6	5	-2,71E-03	-2,69E-03	6	5,999
6	10	1,36E-04	1,31E-04	6,029	6,029
6	15	1,68E-04	1,04E-04	6,041	6,041
6	20	1,65E-04	1,44E-04	6,055	6,055
6	25	8,60E-05	8,23E-05	6,065	6,065
6	30	1,74E-04	1,73E-04	6,078	6,078
6	35	-1,25E-04	-1,84E-04	6,085	6,086
6	40	-2,49E-05	-1,32E-05	6,095	6,095
6	45	3,48E-04	3,28E-04	6,108	6,108
6	50	-4,53E-04	-4,20E-04	6,114	6,114
6	55	-2,32E-05	-2,19E-06	6,125	6,125
6	60	4,70E-04	4,59E-04	6,137	6,137
6	65	-6,84E-04	-6,81E-04	6,143	6,143
6	70	1,24E-04	1,33E-04	6,159	6,159
6	75	7,80E-04	7,90E-04	6,171	6,717
6	80	-2,83E-04	-2,74E-04	6,176	6,176
6	85	-1,80E-04	-1,35E-04	6,187	6,187
6	90	5,28E-05	3,12E-05	6,198	6,198
6	95	2,09E-04	2,16E-04	6,21	6,21

6	100	1,15E-05	-2,44E-05	6,222	6,222
8	5	3,78E-04	3,91E-04	8,025	8,025
8	10	-2,41E-03	-2,43E-03	8,016	8,017
8	15	-7,41E-04	-7,58E-04	8,042	8,042
8	20	5,25E-04	5,24E-04	8,06	8,06
8	25	-3,61E-04	-3,34E-04	8,067	8,067
8	30	-1,72E-04	-1,84E-04	8,077	8,077
8	35	-1,53E-04	-1,56E-04	8,087	8,087
8	40	-4,49E-04	-4,60E-04	8,096	8,097
8	45	2,20E-04	2,43E-04	8,111	8,111
8	50	3,24E-04	3,20E-04	8,121	8,121
8	55	-2,98E-04	-3,24E-04	8,126	8,127
8	60	-1,24E-05	7,89E-06	8,139	8,139
8	65	9,68E-05	1,13E-04	8,151	8,151
8	70	6,75E-04	6,70E-04	8,163	8,163
8	75	-6,95E-04	-7,10E-04	8,167	8,168
8	80	-4,97E-04	-5,02E-04	8,178	8,178
8	85	3,09E-04	2,79E-04	8,193	8,193
8	90	4,37E-04	4,35E-04	8,205	8,205
8	95	1,00E-03	1,05E-03	8,219	8,219
8	100	8,71E-04	8,45E-04	8,231	8,231
10	5	1,32E-04	1,13E-04	10,03	10,03
10	10	4,29E-06	-2,41E-05	10,04	10,04
10	15	6,74E-04	6,79E-04	10,06	10,06
10	20	6,75E-05	7,08E-05	10,06	10,06
10	25	-9,81E-05	-7,37E-05	10,07	10,07
10	30	8,12E-04	8,04E-04	10,09	10,09
10	35	7,27E-04	6,90E-04	10,1	10,1
10	40	5,85E-04	6,12E-04	10,11	10,11
10	45	-1,68E-04	-1,62E-04	10,11	10,11
10	50	-1,42E-03	-1,42E-03	10,11	10,11
10	55	7,84E-04	8,09E-04	10,14	10,14
10	60	-3,29E-04	-3,58E-04	10,14	10,14
10	65	6,72E-04	6,88E-04	10,16	10,16
10	70	-3,03E-04	-3,10E-04	10,16	10,16
10	75	5,86E-04	5,70E-04	10,18	10,18
10	80	8,06E-04	8,46E-04	10,19	10,19
10	85	-3,06E-04	-2,88E-04	10,2	10,2
10	90	-7,53E-04	-7,13E-04	10,2	10,2
10	95	-8,94E-04	-9,08E-04	10,22	10,22
10	100	-8,47E-04	-8,51E-04	10,23	10,23