

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI BEL-ABBES

Faculté de Technologie

Département d'Electrotechnique



Thèse présentée par :

CHEBRE M'hamed

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Sciences

Spécialité : Electrotechnique

Option : Conversion d'énergie et commande

Intitulé de la thèse :

**Contribution à l'amélioration de la
commande par mode glissant d'un MAS
sans capteur mécanique**

Présentée devant le jury composé de :

Mr. M. K. Fellah	Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Président
Mr. A. Meroufel	Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Rapporteur
Mr. B. Mazari	Professeur (U.S.T.M.B. Oran)	Examineur
Mr. A. Mansouri	Professeur (E.N.P d'Oran)	Examineur
Mr. A. Massoum	M.C.A (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Examineur
Mr. N.Benouza	M.C.A (U.S.T.M.B. Oran)	Examineur

Soutenue le : 11 / 03 /2013

Intelligent Control and Electrical Power Systems Laboratory (ICEPS)

Remerciements

Ce travail a été effectué au laboratoire ICEPS (Intelligent Control and Electrical Power Systems) de l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel Abbès.

Le sujet traité est " Contribution à l'amélioration de la commande par mode glissant d'un MAS sans capteur mécanique".

Je tiens à exprimer toute ma gratitude et mes sincères remerciements à Monsieur MEROUFEL Abdelkader, Professeur à l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel Abbès, pour le temps qu'il m'a accordé tout au long de cette thèse , pour ses grandes compétences scientifique, ainsi pour ses conseils, ses remarques toujours constructives et ses remarquables qualités humaines.

Je tiens à remercier Monsieur M. K. Fellah, Professeur à l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel Abbès, pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury.

Que Monsieur B. Mazari, Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, soit remercié pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail.

Je remercie chaleureusement A. Mansouri, Professeur à l'Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique d'Oran pour l'intérêt qu'il a voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur A. Massoum, Maître de conférences à l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel Abbès, pour l'intérêt qu'il a manifesté à l'égard de ce travail en acceptant de faire partie du jury de cette thèse.

Mes remerciements vont également à Monsieur N.Benouzza, Maître de conférences à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, d'avoir accepté d'examiner ce travail et de l'évaluer en tant que membre de jury.

Je tiens aussi à exprimer ma profonde sympathie à toutes les personnes qui composent, le groupe **AUTO** du Centre de Recherche en Science et Technologie de L'information et de la communication **CReSTIC** à l'IUT de TROYES (France),

Remerciements

avec qui j'ai passé d'agréables moments pendant mes stages de courte durée effectués à l'étranger. Je remercie particulièrement Messieurs **Najib Essounbouli** et **Frédéric NOLLET** enseignants chercheurs à L'IUT de Troyes pour leur aide.

Mes sincères remerciements vont aussi à :

- Mr Taleb Rachid (Université de Chelef)
- Mr Matougui Mohamed (université de Mostaganem)
- Mr Ghris Djilali (Institut Algérien du Pétrole)
- Mr Bouserhane Ismail Khalil (CU Béchar)
- Mr Mimouni Said (ENSET)
- Mme N.Chebre (lycée elmakari)

Pour la précieuse aide qu'ils ont fournie à l'élaboration de cette thèse et leurs conseils judicieux, qu'ils soient infiniment remerciés.

Enfin, j'adresse mes remerciements à tous ceux que j'aurais pu omettre de citer et qui de près ou de loin m'ont aidé et soutenu.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

- ✓ La mémoire de mon père,
- ✓ La mémoire de méma,
- ✓ Ma chère mère,
- ✓ Mes frères et sœurs,
- ✓ Tous mes amis,
- ✓ Tous ceux qui m'ont aidé de loin ou de près,

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	01
CHAPITRE I. les réseaux de neurones, la logique floue, AGs et PSO	
1.1. Introduction	06
1.2. Réseaux de neurones	06
1.2.1 Principe et définitions.....	06
1.2.2 Perceptrons multicouches.....	07
1.2.3 Apprentissage.....	08
1.2.4 Identification par réseaux de neurones.....	10
1.2.4.1 Identification directe	11
1.2.4.2 Identification inverse.....	12
1.2.5 Commande des processus par réseaux de neurones.....	12
1.2.5.1 Apprentissage d'un contrôleur conventionnel.....	13
1.2.5.2 Commande directe inverse avec apprentissage en ligne	13
1.3 Logique floue	14
1.3.1 Notions fondamentales de la logique floue.....	14
1.3.1.1 Sous-ensembles flous.....	14
1.3.1.2 Variable floue ou linguistique	14
1.3.1.3 Fonction d'appartenance.....	15
1.3.1.4 Opérateur en logique floue.....	15
a) Opérateur OU.....	16
b) Opérateur ET.....	16
c) Opérateur NON.....	16
1.3.2 Structure de base d'un contrôleur flou.....	18
1.3.2.1 Base de règles.....	18
1.3.2.2 Interface de fuzzification.....	19
1.3.2.3 Logique de prise de décision (interférence floue).....	19
a) Méthode d'inférence Max-Min.....	19
b) Méthode d'inférence Max-Produit.....	20
c) Méthode d'inférence Somme-Produit.....	21
1.3.2.4 Interface de déffuzzification.....	21
1.4 Les Algorithmes Génétiques.....	21
1.4.1 Principe et définitions.....	21
1.4.2 Historique.....	22
1.4.3 Différence fondamentale entre les AGs et les autres méthodes d'optimisation.....	22
1.4.4 Terminologie.....	22
1.4.5 Concept de base.....	24
1.5 Optimisation par essaim de particules.....	26
1.5.1 Concept de base.....	26
1.5.2 Formulation mathématique du PSO.....	26
1.6 Conclusion.....	28
CHAPITRE II. Modélisation de la MAS et de son alimentation	
2.1 Introduction	29
2.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone.....	29
2.3 Modélisation de la MAS	31
2.3.1 Mise en équation de la MAS	31
2.3.1.1 Equations électriques	31
2.3.1.2 Equations magnétiques	32
2.3.1.3 Equation mécanique.....	33
2.3.2 Transformation de Park.....	33
2.3.2.1 Transformation Triphasé biphasé (Concordia).....	34

2.3.2.2	Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q...	36
2.3.2.3	Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q.	37
2.3.2.4	Expressions du couple électromagnétique.....	37
2.3.3	Choix du référentiel	37
2.3.3.1	Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant	38
2.3.3.2	Modèle exprimé dans le référentiel fixe (α, β)	40
2.3.4	Test de simulation.....	40
2.3.4.1	Interprétation des résultats.....	42
2.4	Modélisation de l'onduleur	42
2.4.1	Modèle de l'onduleur de tension	42
2.4.1.1	Technique de commande par hystérésis	43
2.4.1.2	Commande par MLI sinus-triangle.....	45
2.4.1.3	Commande par MLI vectorielle.....	46
2.4.1.4	Stratégie d'élimination d'harmoniques par réseaux de neurones.....	48
2.4.1.4.1	Application des réseaux de neurones à la stratégie SHEPWM	50
2.5	Simulation de l'association alimentation - moteur asynchrone en BO	52
2.5.1	Résultats des simulations	59
2.6	Conclusion	59
CHAPITRE III. Commande vectorielle du MAS avec réglage optimal de la vitesse		
3.1	Introduction	60
3.2	Principe de la commande vectorielle.....	60
3.3	Commande vectorielle directe (DFOC).....	62
3.3.1	Reconstitution du flux rotorique et pulsation statorique.....	63
3.3.2	Calcul des régulateurs	64
3.3.2.1	Régulateur du courant i_{sq}	64
3.3.2.2	Régulateur du courant i_{sd}	65
3.3.2.3	Régulateur du flux.....	65
3.3.2.4	Régulateur de vitesse.....	66
3.4	Conception du contrôleur PI par les méthodes d'optimisation	68
3.4.1	Application des algorithmes génétiques dans la conception du contrôleur PI.....	68
3.4.2	Application de la technique des PSO dans la conception du contrôleur PI.....	70
3.5	Réglage de vitesse de la MAS par un contrôleur à mode glissant.....	71
3.5.1	Commande par mode glissant.....	71
3.5.2	Conception de la commande par mode glissant de la MAS	71
3.5.2.1	Choix de la surface de glissement	71
3.5.2.2	Condition d'existence et de convergence.....	72
a)	Fonction directe de commutation.....	72
b)	Fonction de Lyapunov.....	72
3.5.2.3	Détermination de la loi de commande	73
3.5.3	Surface de régulation de la vitesse	75
3.6	Commande par mode glissement flou de la MAS.....	77
3.7	Résultats de simulation de la commande vectorielle directe.....	80
3.7.1	Interprétation des résultats.....	96
3.8	Conclusion.....	97
CHAPITRE IV. Commande directe du couple DTC		
4.1	Introduction	98
4.2	Principes généraux de la DTC.....	98
4.2.1	Contrôle du vecteur de flux statorique	98
4.2.2	Contrôle du couple électromagnétique.....	100
4.3	Description de la structure du DTC.....	102
4.3.1	Sélection du vecteur tension \bar{V}_s	102

4.3.2 Estimation du flux statorique.....	103
4.3.3 Elaboration du contrôleur de flux.....	104
4.3.4 Estimation du couple électromagnétique.....	105
4.3.5 Elaboration du contrôleur de couple.....	105
4.3.5.1 Comparateur à deux niveaux.....	106
4.3.5.2 Comparateur à trois niveaux.....	106
4.3.6 Table de vérité et structure du DTC.....	107
4.4 Structure générale du contrôle directe du couple.....	107
4.5 Résultats de simulations de la DTC classique.....	108
4.5.1 Interprétation des résultats.....	110
4.6 Commande DTC par intelligence artificielle	111
4.6.1 Commande floue directe du couple (DTFC).....	111
4.6.1.1 Conception du contrôleur flou	112
4.6.1.2 Résultats de simulations	114
4.6.1.3 Interprétation des résultats.....	116
4.6.2 Commande neuronale directe du couple (DTNC).....	117
4.6.2.1 Résultats de simulations de la DTNC	117
4.6.2.2 Interprétation des résultats.....	119
4.7 Comparaison entre les résultats obtenus par les différentes techniques proposées dans ce chapitre	120
4.8 Commande de la DTNC avec boucle de vitesse.....	123
4.8.1 Interprétation des résultats.....	124
4.9 Conclusion.....	125
CHAPITRE V. Commande sans capteur de vitesse	
5.1 Introduction.....	126
5.2 Estimation adaptative de la vitesse (MRAS).....	126
5.2.1 Modèle d'observation du flux et de la vitesse rotorique.....	126
5.2.2 Identification de la vitesse par la technique MRAS.....	127
5.2.3 Synthèse de l'observateur de flux et de vitesse MRAS.....	127
5.2.4 Structure de l'association CVD-observateur MRAS d'un MAS.....	129
5.2.4.1 Résultats de simulation.....	129
5.2.4.2 Interprétation des résultats.....	133
5.3 Observateur de Luenberger.....	133
5.3.1 Détermination de la matrice de gain K.....	134
5.3.2 Représentation d'état de l'observateur de Luenberger.....	135
5.3.3 Observateur adaptatif de Luenberger.....	136
5.3.4 Schéma de principe de l'observateur Luenberger adaptatif.....	138
5.3.5 Structure de l'association CVD-observateur adaptatif d'un MAS sans capteur.....	138
5.3.5.1 Résultats de simulation.....	139
5.3.5.2 Interprétation des résultats.....	142
5.3.6 Structure de l'association DTNC-observateur adaptatif d'un MAS sans capteur.....	142
5.3.6.1 Résultats de simulation.....	143
5.3.6.2 Interprétation des résultats.....	146
5.4 Conclusion.....	146
Conclusion générale	148
<i>Annexe 1</i>	150
<i>Annexe 2</i>	151
<i>Annexe 3</i>	152
BIBLIOGRAPHIE	

Nomenclature

Symbole	Description	Unité
a,b,c	: Indice correspond au stator et au rotor	/
(d , q)	: Axes correspond au référentiel lié au champ tournant	/
(α , β)	: Axes correspond au référentiel lié au stator	
X_d et X_q	: Composantes de la grandeur X dans le repère (d-q)	/
X_α et X_β	: Composantes de la grandeur X dans le repère ($\alpha - \beta$)	/
ϕ	: Flux	[Wb]
ω^*	: Vitesse de référence	[rad/sec]
ω_s	: Vitesse angulaire statorique	[rad/sec]
ω_{sl}	: Glissement de vitesse angulaire électrique	[rad/sec]
Ω	: Vitesse mécanique	[rad/sec]
θ	: L'angle de rotation du rotor par rapport au stator	[rad]
θ_s	: L'angle de rotation de (dq) par rapport au stator	[rad]
θ_r	:L'angle de rotation de (dq) par rapport au rotor	[rad]
C_{em}	: Couple électromagnétique	[N.m]
C_r	: Couple résistant	[N.m]
e	: Ecart entre la vitesse ω^* et ω	[rad/sec]
V	: Tension	[V]
i	: Courant	[A]
S_a, S_b, S_c	Etats des interrupteurs de l'onduleur	/
V_r	: Amplitude de la tension de référence	[V]
V_p	: Amplitude de la tension de la porteuse	[V]
f_r	: Fréquence de l'onde de référence	[Hz]
f_p	: Fréquence de l'onde porteuse	[Hz]
m	: L'indice de modulation	/
r	: Le taux de modulation	/
R_s	: Résistance statorique	[Ω]
R_r	: Résistance rotorique	[H]
l_s	:Inductance propre d'une phase statorique	[H]
l_r	:Inductance propre d'une phase rotorique	[H]
M_s	:Inductance mutuelle entre deux phases statorique	[H]
M_r	:Inductance mutuelle entre deux phases rotorique	[H]
m_{sr}	:Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique	[H]
L_m	:Inductance mutuelle propre	[H]
L_r	:Inductance rotorique	[H]
L_s	:Inductance statorique	[H]
J	: Moment d'inertie	[Kg/m ²]
f_c	:Coefficient de frottement visqueux	N.m.s

Nomenclature

L_f	:Inductance du filtre	[H]
C_f	:Capacité du filtre	[F]
P	: Nombre de paire de pole	/
s	: Opérateur de la place	/
k_i	: Gain intégral du régulateur PI	/
k_p	: Gain proportionnel du régulateur PI	/
$\rho.(-1 \pm j)$: Pole désiré	/
T_r	: Constante de temps rotorique	[sec]
$\mu(x)$: Degré d'appartenance	/
$V_{s_{a,b,c}}$ et $V_{r_{a,b,c}}$: Tension de phase statorique et Tension de phase rotorique respectivement	[V]
$i_{s_{abc}}$ et $i_{r_{abc}}$: Courant de phase statorique et courant de phase rotorique	[A]
V_{sd} et V_{sq}	: Tensions statoriques suivant les axes directe et en quadrature	[V]
i_{sd} et i_{sq}	: Courant statoriques suivant les axes directe et en quadrature	[A]
u_{eq}	Grandeur de commande équivalente	/
u_n	Grandeur discontinue	/
σ	Coefficient de dispersion	/
PSO	Particule swarm optimisation	/
AGs	Algorithmes Génétiques	/
P_c	Probabilité de croisement	/
P_m	Probabilité de mutation	/
MLP	Multi layer perceptron	/
OEP	L'optimisation par Essaims particulaires	/
SHEPWM-ANN	:Stratégie d'élimination d'harmoniques par réseaux de neurones	/
IFOC	Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique	/
DFOC	Commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique	/
DTC	Commande directe du couple	/
DTFC	Commande floue directe du couple	/
DTNC	Commande neuronale directe du couple	/
MCC	Machine à courant continu	/
MAS	Machine asynchrone	/
RMG	Régulateur à mode glissant	/
RMGF	Régulateur à mode glissant flou	/
FSM	Fuzzy sliding mode	/
FLC	Fuzzy logic controler	/

INTRODUCTION GENERALE

De nos jours, l'énergie électrique et la conversion électromécanique représentent une des priorités de l'homme. Dans les pays industrialisés plus de 65 % de l'énergie électrique est consommée par des moteurs dont la plupart sont asynchrones. Ces derniers sont de plus en plus utilisés en industrie pour différentes applications telles que le transport (TGV), la robotique et les véhicules électriques. Il est aussi important de noter que les moteurs asynchrones sont en voie de remplacer les actionneurs hydrauliques et pneumatiques dans plusieurs domaines à savoir l'aérospatiale..... [1].

L'avantage majeur du moteur asynchrone réside dans le fait qu'il ne nécessite aucune connexion électrique entre les parties stationnaires et rotatives et par conséquent, il n'a pas besoin de collecteurs mécaniques le soumettant à des entretiens fréquents comme dans le cas du moteur à courant continu. On doit aussi noter que le moteur asynchrone possède l'avantage d'avoir un poids et une inertie faible, un haut rendement et une grande robustesse face à la surcharge. Il est donc économique, robuste et fiable.

Par ailleurs, les avancées technologiques considérables durant les vingt dernières années dans le domaine des semi-conducteurs et celui des microprocesseurs ont permis de satisfaire les conditions requises pour développer une commande appropriée du moteur asynchrone. Ces avancées technologiques ont permis d'une part l'implémentation numérique des stratégies de commande dont l'algorithme est complexe et d'autre part la réduction du coût et l'amélioration des dispositifs de commutation dans l'électronique de puissance.

Notons, par ailleurs, que n'importe quelle commande du moteur asynchrone impose généralement le pilotage d'un convertisseur de puissance à travers un modulateur de puissance. Les efforts de la recherche contemporaine dans ce secteur ont largement contribué dans le développement des différentes stratégies de modulation. Selon que la fréquence de commutation soit élevée ou faible, il est possible de distinguer principalement deux classes de techniques de modulation. La première famille comporte la modulation sinus-triangle et la modulation vectorielle, alors que la technique d'élimination d'harmonique constitue la seconde famille [2, 3, 4,5]. Typiquement, cette solution présente l'avantage de faibles pertes par commutation dans les composants de puissance ce qui permet d'avoir un refroidissement naturel pour les puissances < 100 KW et augmente ainsi leur longévité.

Néanmoins, la commande en temps réel des onduleurs asymétriques par la stratégie d'élimination d'harmonique exige, d'une part la détermination de tous les angles d'amorçage des interrupteurs et d'autre part, le stockage de toutes les valeurs obtenues. En effet, cette opération nécessite une très grande capacité de mémoire, pour remédier à cet inconvénient une autre approche mathématique exigeant moins de calcul est utilisée. Cette approche est

réalisée par les réseaux de neurones artificiels. Ces derniers sont connus par leur propriété d'approximation universelle parcimonieuse.

Malgré les avantages incontestable du moteur asynchrone, il fut pendant longtemps utilisé dans des applications industrielles qui ne demandent pas de hautes performances, ceci est dû à sa forte non linéarité et au couplage entre les grandeurs statorique et les grandeurs rotoriques. Cependant, l'application de la commande vectorielle, constitue une révolution pour le contrôle de la machine asynchrone. Cette technique a été introduite il ya longtemps, certaines polémiques donnent la paternité de cette théorie à Blondel . Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés au début des années 70 par Blascke. Cependant, elle n'a pas pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations, ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique. Par ailleurs la commande vectorielle , a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux et celle commandant le couple[6,7] .

Toutefois, l'inconvénient majeur de cette technique réside dans le fait que son algorithme utilise les paramètres de la machine, et du coup il présente une grande sensibilité aux variations de ces paramètres et particulièrement à la résistance rotorique dont la valeur change de manière significative avec la température. Ceci a conduit à l'utilisation des techniques de contrôle robuste. La commande par mode glissant associée à l'orientation du flux dans les machines est présentée dans la littérature technique comme moyen de contrôle mettant en œuvre sa robustesse au profil de la commande vectorielle. Son problème est l'effet chattering au niveau du couple qui est dû à la fonction "signe". Plusieurs fonctions de commande douce ont été proposées pour la réduction des fluctuations. Notre contribution à ce niveau est l'utilisation de l'intelligence artificielle. [8,9].

La commande directe du couple (DTC: Direct Torque Control) proposée par Depenbrock et Takahashi est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel, cette stratégie de commande n'a pas besoin de capteur de position et la résistance statorique de la machine est le seul paramètre nécessaire pour l'estimation du flux et du couple. L'objectif du DTC est d'optimiser le contrôle des interrupteurs de l'onduleur pour assurer le découplage flux statorique –couple et ce même en régime de grandes variations. Son point faible est les fluctuations au niveau du couple et du flux qui sont dues aux blocs d'hystérésis faisant apparemment le rôle de la commande par mode glissant continu [10]. Pour cela, nous allons

contribuer par plusieurs techniques d'amélioration des performances de la DTC dans notre thèse.

L'idée de vouloir concevoir des systèmes qui interagissent avec l'environnement a fait naître le concept de l'intelligence artificielle. Celui-ci se traduit par l'émergence de techniques avancées telle que les réseaux de neurones, la logique floue, les algorithmes génétiques (AGs), optimisation par essaim de particules (PSO),..... .Ces approches intelligentes se sont déjà imposées dans un grand nombre de domaines. En effet, ces dernières années, l'activité scientifique liée aux applications de ces techniques n'a cessé d'augmenter. Les solutions proposées dépassent les limitations des méthodes traditionnelles et apportent des solutions nouvelles [11]. Dans cette étude, nous étudierons la commande DTC basée sur les techniques intelligentes, en vue d'améliorer les performances dynamiques de la DTC classique, où les comparateurs classiques et la table de sélection seront remplacés successivement et dans l'ordre suivant : par un comparateur flou et un comparateur neuronal, de même la commande éloignée est également à base de l'intelligence artificielle où la vitesse est estimée par un observateur.

La commande à flux rotorique orienté assure un découplage efficace entre les principales grandeurs de sortie du moteur asynchrone à savoir le flux et le couple. Cependant, elle nécessite l'emplacement d'un capteur de vitesse afin de satisfaire le processus de découplage. Dans certains cas les capteurs mécaniques ne sont pas admis dans les entraînements utilisant des variateurs asynchrone, leur suppression devient indispensable en raison de leur difficulté de montage entre le moteur et sa charge (fragilisation mécanique de l'arbre de transmission), leur sensibilité aux interférences extérieures et leur maintenance coûteuse. Dans ces conditions l'utilisation des techniques d'estimations pour améliorer la robustesse de la commande et diminuer son coût s'avère nécessaire [12, 13,14].

Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour atteindre ce but : il y a celle qui dépendent du modèle de la machine s'appuyant notamment sur des techniques d'estimations basées sur le système adaptatif à modèle de référence (MRAS), les techniques d'observations (observateur de Luenberger adaptatif).

La présente thèse, outre l'introduction générale comporte cinq chapitres :

Dans le chapitre 1, nous présenterons les différentes approches utilisées dans cette étude. Nous commencerons par la présentation des structures des réseaux de neurones auxquelles nous nous sommes intéressés dans ce travail. Les méthodes et propriétés d'apprentissage des réseaux de neurones seront également abordées. La deuxième partie sera consacrée aux systèmes flous. Nous rappellerons d'abord les notions de bases sur lesquelles reposent ses

systèmes puis nous dériverons leur principe de fonctionnement et leurs différentes composantes. Enfin, nous exposerons brièvement les algorithmes génétiques ainsi que la nouvelle technique d'optimisation PSO (particul swarm optimisation).

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons une modélisation de la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park. La seconde partie sera consacrée à l'étude de l'association convertisseur-machine dans laquelle nous modélisons la machine asynchrone associée à un onduleur de tension à deux niveaux commandé par les stratégies ci-dessous :

- Commande par hystérésis
- Commande par MLI triangulo-sinusoidale
- Commande par MLI vectorielle (Space Vector Modulation)
- Commande basée sur la stratégie d'élimination d'harmoniques par réseaux de neurone.

Dans le chapitre 3, nous donnerons dans un premier temps un aperçu sur la commande vectorielle du moteur asynchrone. Par la suite, nous nous intéresserons au remplacement du contrôleur de vitesse PI classique au sein de la commande vectorielle, par un contrôleur PI optimisé par AGs, puis par un contrôleur PI optimisé par la technique PSO. Dans la deuxième partie de ce chapitre, on présente l'application de la commande par mode glissant dans le contrôle de la vitesse de la MAS. Ensuite une approche d'hybridation entre le mode glissant et la logique floue sera proposée. Les résultats de simulations obtenus par les différents contrôleurs utilisés dans ce chapitre seront comparés et commentés.

Dans la première partie du chapitre quatre, nous présenterons, les principes du contrôle direct du couple, nous analyserons en particulier, le couplage et la dynamique du contrôle entre le flux statorique et le couple électromagnétique. Par la suite nous développerons les deux grandeurs de contrôle qui sont le flux et le couple. Nous terminerons cette partie par l'élaboration du modèle des contrôleurs à hystérésis impliqués dans les structures générales de la commande. La seconde partie de ce chapitre sera consacré à l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle en vue de l'amélioration des performances de la commande directe du couple. Deux méthodes seront présentées : commande floue directe du couple (DTFC) et commande neuronale directe du couple (DTNC) avec contrôle intelligent et optimisé de la vitesse.

Dans le chapitre 5, nous exposerons dans un premier temps la méthode d'estimation de la vitesse à partir d'un estimateur basé sur un système adaptatif à modèle de référence (MRAS) ,puis la théorie générale de l'observateur de Luenberger est abordée. Nous déduisons par la

suite l'observateur adaptatif de Luenberg appliqué à un moteur asynchrone. Ces méthodes seront exploitées pour l'implantation successivement d'une commande vectorielle directe et une commande neuronale directe du couple (DTNC) sans capteur de vitesse.

Nous terminerons cette thèse par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et nous proposerons des perspectives de travail.

CHAPITRE 1

**les réseaux de neurones, la logique floue,
AGs et PSO**

1.1 Introduction

On pourrait dire que les réseaux de neurones, la logique floue, les algorithmes génétiques et l'essaim particulaire constituent des approches qui, tout compte fait, ne sont pas nouvelles. Leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. L'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle, pour la synthèse des systèmes de commande a connu un essor important au cours de ces dernières années [11,15].

Ce chapitre sera consacré à la description des techniques intelligentes nouvellement introduites dans le monde de l'électronique de puissance et la commande des processus à savoir : les réseaux de neurones artificiels, la logique floue, les algorithmes génétiques et l'essaim particulaire. Nous commencerons par la présentation de ces techniques puis d'explicitier les manières les plus simples de les mettre en œuvre.

1.2 Réseaux de neurones

1.2.1 Principe et définitions

L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation du neurone biologique par Warren McCulloch et Walter Pitts .Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée née grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés. Le schéma ci-dessous présente un neurone formel [3, 15,16] :

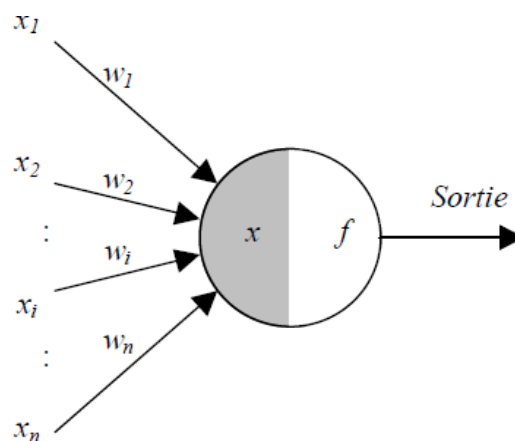


Fig.1.1 Représentation d'un neurone

Les entrées du neurone sont désignées par x_i ($i=1,\dots,n$). Les paramètres w_i reliant les entrées aux neurones sont appelés poids synaptiques ou tout simplement poids. La sortie du neurone est donnée par :

$$\text{Sortie} = f(x) \text{ avec } x = \sum_{i=1}^n w_i x_i \quad (1.1)$$

Où :

- x est l'état d'activation du neurone (également appelé état ou activité).

- f est la fonction d'activation du neurone.

Conformément au modèle biologique, les fonctions d'activation sont généralement croissantes et bornées. Les fonctions les plus connues sont la fonction signe, la fonction linéaire saturée et la fonction sigmoïde.

Les réseaux de neurones sont constitués des neurones élémentaires connectés entre eux par l'intermédiaire des poids qui jouent le rôle des synapses. L'information est portée sur la valeur de ces poids tandis que la structure des réseaux de neurones ne sert qu'à traiter cette information et à l'acheminer vers la sortie.

Le réseau de neurones fait partie des réseaux adaptatifs non linéaires, cela signifie que ses agents (neurones) s'organisent et modifient leurs liens mutuels lors d'une procédure fondamentale qu'est l'apprentissage. Pour une tâche précise, l'apprentissage du réseau de neurones consiste donc à adapter les différents poids w_i .

1.2.2 Perceptrons multicouches

Ce sont les réseaux de neurones les plus connus. Un perceptron est un réseau de neurones artificiel du type feedforward, c'est-à-dire à propagation directe. Sur l'exemple suivant nous présentons un perceptron à trois couches. La première est celle des entrées (elle n'est cependant pas considérée comme couche neuronale par certains auteurs car elle est linéaire et ne fait que distribuer les variables d'entrées). La deuxième est dite couche cachée (ou couche intermédiaire) et constitue le cœur du réseau de neurones. Ses fonctions d'activation sont du type sigmoïde. La troisième, constituée ici par un seul neurone est la couche de sortie. Sa fonction d'activation est du type linéaire bornée [3, 15,17].

Nous pouvons remarquer sur la Fig.1.2, des termes x_0^q en entrée des neurones (q représente l'indice de la couche du réseau de neurones). En fait, sur chaque neurone, en plus de ses entrées qui le lient aux neurones précédents, on ajoute une entrée particulière que l'on appelle polarisation du neurone. Elle correspond à un biais qui joue un rôle de translation du domaine d'activité du neurone. Sa valeur est donc liée à la fonction d'activation puisqu'elle permet le déplacement de cette fonction. Afin de garder une notation généralisée, nous

présentons ces biais comme le produit d'une entrée x_0^q par les poids ω_{0j}^q . Nous fixons l'entrée x_0^q à l'unité, le poids porte alors l'information sur la polarisation du neurone.

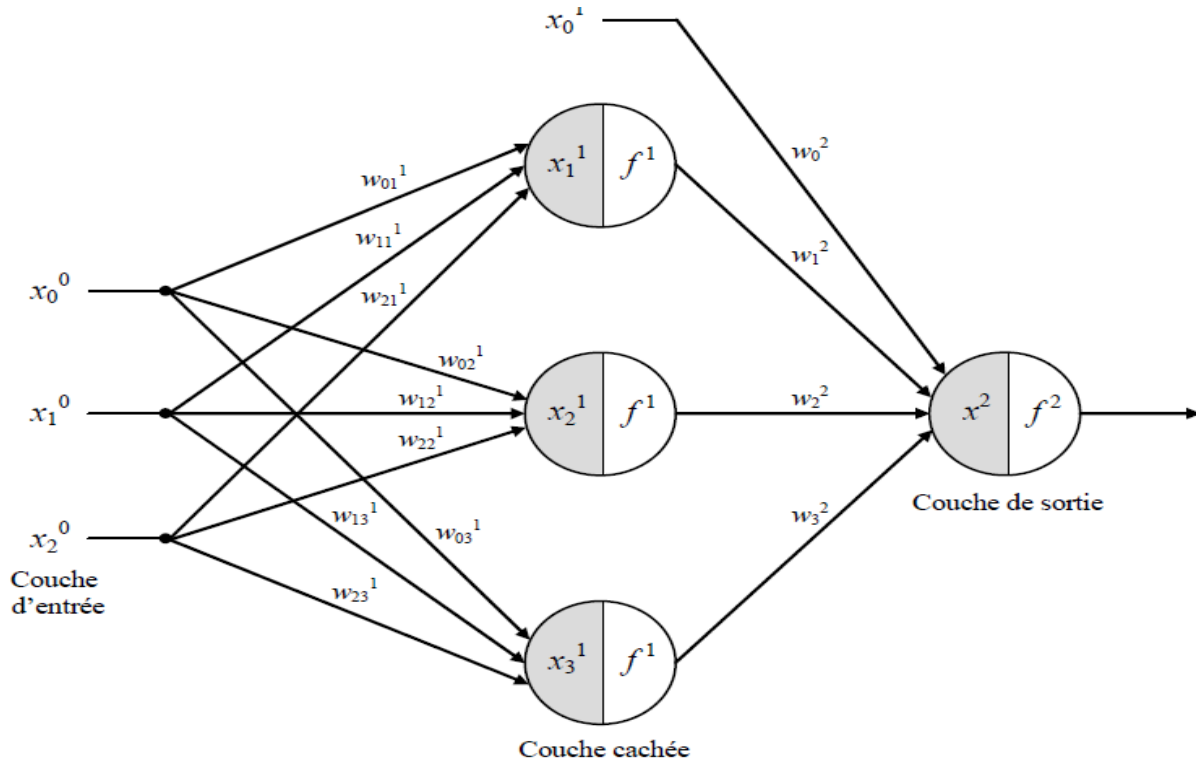


Fig.1.2 Réseau de neurones de type perceptron à une couche cachée

1.2.3 Apprentissage

Une fois la structure fixée, il faut passer par le processus d'apprentissage, par lequel les poids vont être ajustés de manière à minimiser l'erreur entre les sorties calculées et celle souhaitées. Prenons le cas de l'identification d'un processus qui comporte deux entrées et une sortie. L'apprentissage va se faire sur un ensemble de triplet (x_1^0, x_2^0, y_s) [3, 15].

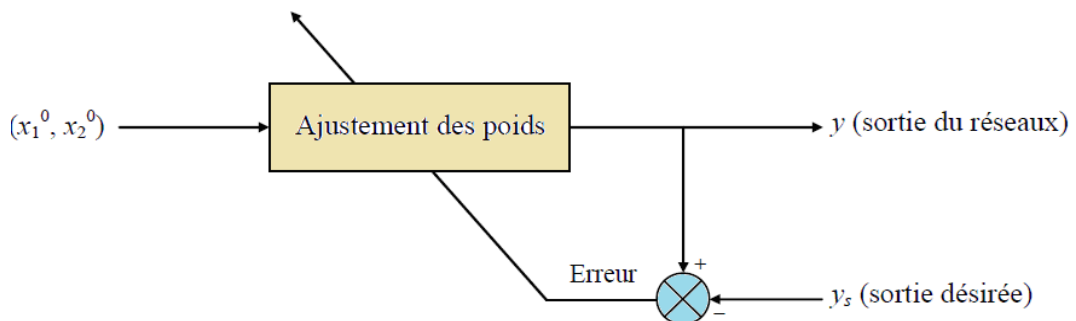


Fig.1.3 Schéma synoptique du procédé d'apprentissage du réseau de neurones

Pour chaque triplet, l'erreur entre les deux sorties est calculée. Elle est utilisée pour corriger les poids de la couche de sortie puis par rétropropagation de l'erreur (error

backpropagation). Des erreurs intermédiaires, correspondant à la couche cachée sont ainsi calculées et permettent l'ajustement des poids w_{ij}^1 de la couche cachée.

Nous présentons, dans ce qui suit, un exemple de cet algorithme. Il est basé sur la méthode du gradient. La notation adoptée peut être résumée comme suit :

-Les entrées x_i^0 sont notées y_i^0 pour permettre de généraliser l'algorithme.

-La fonction d'activation pour la sortie est $f(x) = x$.

-L'activité du neurone j de la couche q est :

$$x_j^q = \sum w_{ij}^q y_i^{q-1} \quad (1.2)$$

Où w_{ij}^q est le poids reliant la sortie du neurone i de la couche précédente $q-1$ au neurone j de la couche considérée q .

La sortie du neurone j de la couche q est :

$$y_j^q = f(x_j^q) \quad (1.3)$$

L'erreur globale sur l'ensemble d'apprentissage (indiqué l) est :

$$E = \sum_l (y_s(l) - y^2(l))^2 \quad (1.4)$$

Les poids vont être ajustés par une variation de Δw_i^2 et Δw_{ij}^1 . La direction optimale est donnée par l'opposé du gradient de l'erreur par rapport aux poids :

$$\Delta w_i^2 = \eta \sum_l (y_s(l) - y^2(l)) f'^2(x^2(l)) y_i^1(l) \quad (1.5)$$

De même pour la couche cachée :

$$\Delta w_{ij}^1 = \eta \sum_l (y_s(l) - y^2(l)) f'^1(x^2(l)) w_j^2 f'^1(x_j^1(l)) y_i^0(l) \quad (1.6)$$

On peut introduire l'erreur élémentaire à la couche q par $\delta_j^q(l)$, on a alors :

$$\delta^2(l) = (y_s(l) - y^2(l)) f'^2(x^2(l)) \quad (1.7)$$

$$\Delta w_i^2 = \eta \sum_l \delta^2(l) y_i^1(l) \quad (1.8)$$

De même :

$$\delta_j^1(l) = (y_s(l) - y^2(l)) f'^2(x^2(l)) w_j^2 f'^1(x_j^1(l)) = \delta^2(l) w_j^2 f'^1(x_j^1(l)) \quad (1.9)$$

$$\Delta w_{ij}^1 = \eta \sum_l \delta_j^1(l) y_i^0(l) \quad (1.10)$$

On voit bien que pour le calcul de $\delta_j^1(l)$, on utilise $\delta^2(l)$. En fait, de proche en proche, par rétropropagation, on calcule une erreur correspondant à chaque neurone pour une couche

donnée. On peut remarquer cela plus explicitement sur un cas plus général où l'on a plusieurs sorties dans la dernière couche .L'erreur est alors donnée par :

$$E = \frac{1}{2} \sum_i \sum_j (y_{sj}(l) - y_j(l))^2 \quad (1.11)$$

Dans la dernière couche :

$$\Delta w_{ij}^2 = \eta \sum_l (y_{sj}(l) - y_j^2(l)) f'^2(x_j^2(l)) y_i^1(l) \quad (1.12)$$

Dans l'avant-dernière couche :

$$\Delta w_{ij}^1 = \eta \sum_i \sum_j (y_{sj}(l) - y_j^2(l)) f'^2(x_j^2(l)) w_{ij}^2 f'^1(x_j^1(l)) y_i^0(l) \quad (1.13)$$

On a alors :

$$\delta_j^2(l) = (y_{sj}(l) - y_j^2(l)) f'^2(x_j^2(l)) \quad (1.14)$$

De même :

$$\begin{aligned} \delta_j^1(l) &= \left(\sum_l (y_{sl}(l) - y_l^2(l)) f'^2(x_l^2(l)) w_{jl}^2 \right) f'^1(x_j^1(l)) \\ &= \left(\sum_l \delta_l^2(l) w_{jl}^2 \right) f'^1(x_j^1(l)) \end{aligned} \quad (1.15)$$

$$\Delta w_{ij}^1 = \eta \sum_l \delta_j^1(l) y_i^0(l) \quad (1.16)$$

On peut également montrer la relation générale pour toute couche différente de la couche de sortie, on a :

$$\delta_j^{q-1}(l) = \left(\sum_l \delta_l^q(l) w_{jl}^q \right) f'^{(q-1)}(x_j^{q-1}(l)) \quad (1.17)$$

$$\Delta w_{ij}^{q-1} = \eta \sum_l \delta_j^{q-1}(l) y_i^{q-2}(l) \quad (1.18)$$

De ce qui précède découle un certain nombre de remarques :

On peut choisir la vitesse avec laquelle se fait la mise à jour des poids lors de l'apprentissage en agissant sur η . Il est représenté un facteur d'accélération appelé ici facteur d'apprentissage.

Une variante permet l'introduction d'un terme inertiel qui aide à la convergence :

$$w_{ij}^q(n) = w_{ij}^q(n-1) + \Delta w_{ij}^q(n) + \mu w_{ij}^q(n-1) \quad (1.19)$$

Le choix de ce facteur est cependant délicat, on peut d'ailleurs aboutir ; à des effets inverses ; des oscillations ou un ralentissement de la convergence. Les performances apportées par ce terme ne sont pas toujours convaincantes.

1.2.4 Identification par réseaux de neurones

La plupart des commandes utilisant un réseau de neurones en tant que contrôleur se distinguent par une étape d'identification et une étape de contrôle. L'identification d'un système consiste à élaborer un modèle neuronal établissant une relation entre son entrée et sa sortie à déterminer, à partir du couple des signaux d'entrée-sortie et le comportement du modèle. Deux raisons importantes nous motivent :

- Prédire le comportement d'un système pour différentes conditions de fonctionnement,
- Elaborer une loi de commande à appliquer au processus, pour qu'il réalise l'objectif assigné.

Deux techniques d'identification à base de réseaux de neurones multicouches vont être citées dans cette étude : la méthode d'identification directe et la méthode d'identification indirecte [18,19].

1.2.4.1 Identification directe

La Fig.1.4 montre le schéma général d'identification directe d'un processus. Sur cette figure, le réseau de neurones identificateur RNI est utilisé en parallèle avec un processus de type boîte noire. La sortie du processus, y , est comparée avec la sortie du réseau de neurones \hat{y} puis l'erreur $e = y - \hat{y}$ est utilisée afin d'affiner les paramètres du système neuronal [15,18].

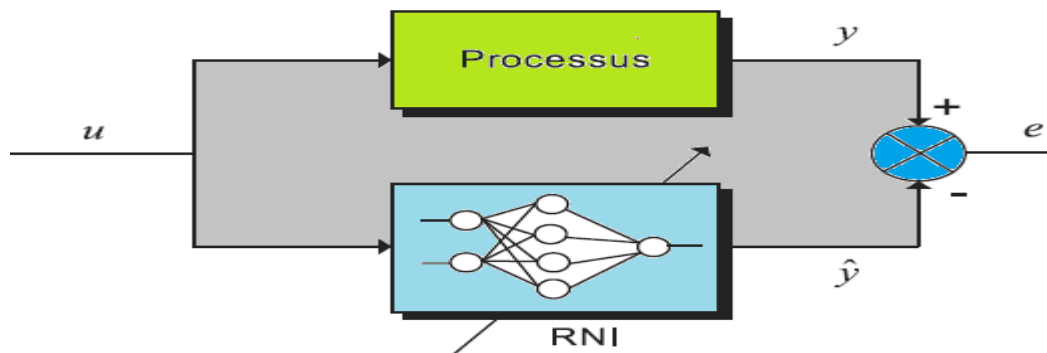


Fig.1.4 Schéma d'identification directe d'un processus par réseau de neurones

Pour considérer l'aspect dynamique du système, on a le choix d'utiliser les réseaux de neurones récurrents, ou bien d'accroître les entrées du réseau de neurones avec les signaux correspondants aux valeurs antérieures des entrées et des sorties.

En considérant l'aspect dynamique du système, l'équation différentielle de la sortie y à l'instant $t+1$ peut être écrite de la manière suivante :

$$y(t+1) = f(y(t), \dots, y(t-n+1), \dots, u(t), \dots, u(t-m+1)) \quad (1.20)$$

Où $y(t+1)$ est la sortie du processus à l'instant $t+1$ et f est la fonction non-linéaire régissant le fonctionnement du processus. Cette fonction dépend des sorties antérieures jusqu'à l'ordre n et des entrées antérieures jusqu'à l'ordre m du processus.

La sortie $\hat{y}(t+1)$ du réseau de neurones à l'instant $t+1$ est décrite comme suit :

$$\hat{y}(t+1) = \hat{f}(y(t), \dots, y(t-n+1), \dots, u(t), \dots, u(t-m+1)) \quad (1.21)$$

Où \hat{f} représente la fonction d'approximation non-linéaire de la fonction f du processus. La sortie du réseau de neurones $\hat{y}(t+1)$ dépend des sorties et entrées antérieures du processus respectivement jusqu'aux ordres n et m . Elle ne dépend pas des sorties antérieures du réseau de neurones.

Si la sortie de l'identificateur neuronal se rapproche de celle du processus après quelques itérations d'apprentissage, alors nous pouvons l'utiliser comme entrée. On aura ceci :

$$\hat{y}(t+1) = \hat{f}(\hat{y}(t), \dots, \hat{y}(t-n+1), \dots, u(t), \dots, u(t-m+1)) \quad (1.22)$$

Lorsque le système est soumis à des perturbations, l'architecture de l'équation (1.22) procure de meilleures performances que celle de l'équation (1.21).

1.2.4.2 Identification inverse

Dans cette méthode, l'entrée du processus est comparée avec la sortie de l'identificateur neuronale RNI et la sortie du processus est injectée comme entrée du réseau de neurones comme indiquée par la figure ci-dessous [15,18].

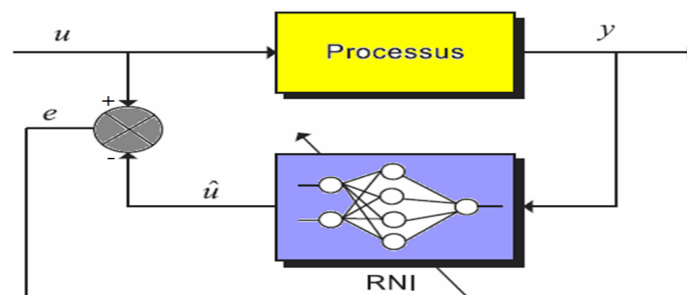


Fig.1.5 Schéma d'identification inverse d'un processus avec un réseau de neurones

Après un apprentissage hors-ligne du modèle inverse, le RNI peut être configuré afin d'assurer un contrôle direct du processus.

1.2.5 Commande des processus par réseaux de neurones

La littérature scientifique fait mention de différentes architectures de commande. Les plus simples se basent sur l'apprentissage d'un contrôleur conventionnel déjà existant, d'autres

opèrent un apprentissage hors-ligne du modèle inverse du processus ou d'un modèle de référence et enfin, d'autres travaillent complètement en ligne [15, 18,20].

1.2.5.1 Apprentissage d'un contrôleur conventionnel

En général le calcul du contrôleur conventionnel du type (PID, RST,..... etc.) a pour objectif d'optimiser la commande d'un processus. Un réseau de neurones identificateur (RNI) peut réaliser un apprentissage hors ligne entre les entrées et sorties du contrôleur afin d'approximer son comportement Fig.1.6. Une fois l'apprentissage accompli, le neuro-contrôleur remplace le contrôleur conventionnel [15,18].

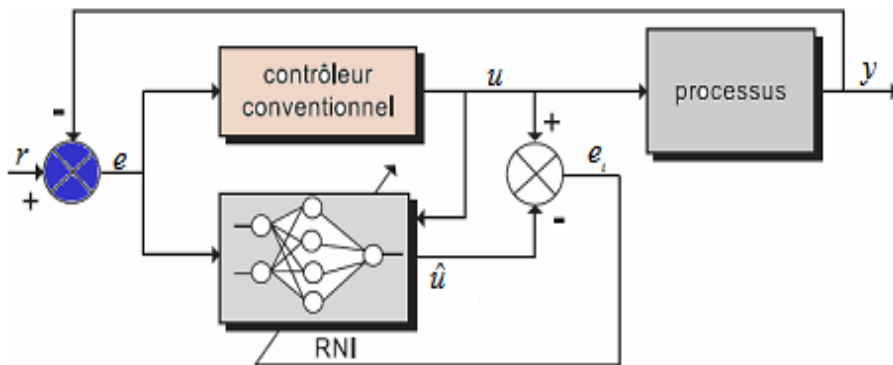


Fig.1.6 Schéma d'identification directe d'un contrôleur conventionnel avec un RNI

1.2.5.2 Commande directe inverse avec apprentissage en ligne

L'organe de commande comprend un réseau de neurones contrôleur **RNC** et un réseau de neurones identificateur direct **RNI**. La boucle d'ajustement des paramètres de l'identificateur neuronal utilise la différence entre la sortie du processus et celle du **RNI**, comme le montre la Fig.1.7. Cette différence est représentative à la fois de l'influence des perturbations et des défauts du modèle. Son exploitation permet de pallier à ces effets [15].

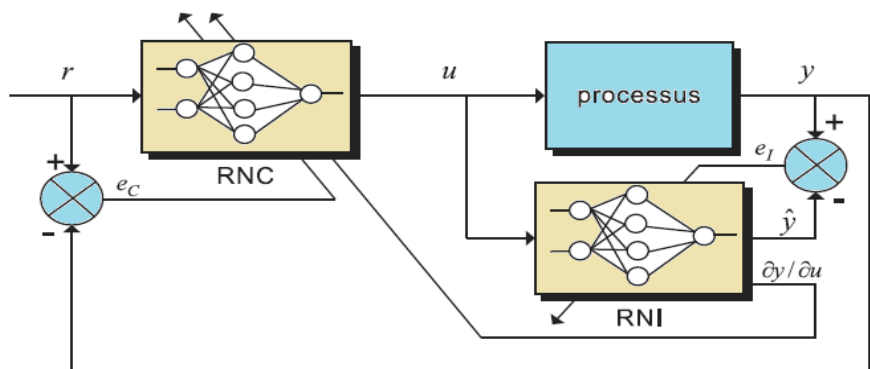


Fig.1.7 Schéma de commande directe inverse avec un RNC et un RNI

En minimisant l'erreur quadratique e_l , le RNI calcule le Jacobien du processus $\frac{\partial y(k)}{\partial u(k)}$. Le

RNC détermine ses paramètres en utilisant l'erreur quadratique entre la sortie du processus et la référence e_c ainsi que le Jacobien fourni par le RNI pour tenir compte des variations du processus.

1.3 Logique floue

Les bases théoriques de la logique floue ont été formulées en 1965 par le professeur Lotfi A.Zadah, de l'Université de Berkeley en Californie. Il a introduit la notion de sous-ensemble flou pour fournir un moyen de représentation de la manipulation des connaissances imparfaitement décrites, vagues ou imprécises. A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux excepté par quelques experts.

Dés 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage. Peu de temps après, en 1977, le danois Ostergaard a appliqué la logique floue à la commande de tubes broyeurs pour la fabrication de ciment. A cette époque, la plupart des études concernant les systèmes de régulation exploitant la logique floue ont été réalisées en Europe.

A partir de 1985 environ, ce sont les japonais qui commencent à utiliser la logique floue dans des produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande. Tout récemment, aussi en Europe, une intense activité de recherche a débuté afin d'introduire le principe du réglage par logique floue [21, 22,23].

1.3.1 Notions fondamentales de la logique floue

1.3.1.1 Sous-ensembles flous

Dans la théorie classique des ensembles un objet appartient ou n'appartient pas à un ensemble, alors qu'en logique floue, un objet peut appartenir à un ensemble et en même temps à son complément. Les sous-ensembles flous sont une classe d'objet où la transition entre l'appartenance et la non appartenance à l'ensemble n'est pas abrupte mais graduelle. Un sous-ensemble flou A est défini par une fonction réelle $\mu_A(x)$, appelée fonction d'appartenance à valeur dans l'intervalle [0,1], qui donne le degré d'appartenance d'une variable x au sous-ensemble flou A [22,23].

1.3.1.2 Variable floue ou linguistique

La logique floue permet de tenir compte de la nature imprécise, grâce à des termes flous ou linguistiques comme par exemple les termes (petit, moyen, grand). Chaque terme représente

un sous-ensemble de valeurs numériques et caractérise ainsi la variable floue. Le domaine sur lequel ces termes et ces variables sont définis constitue l'univers de discours.

Une variable linguistique est représentée par un triplet (nom de variable, domaine de définition, ensemble des valeurs linguistiques). Dans l'exemple présenté sur la Fig.1.8 (température, $[0^\circ, 100^\circ]$, (petite, moyenne, grande)) est une variable linguistique [21,22].

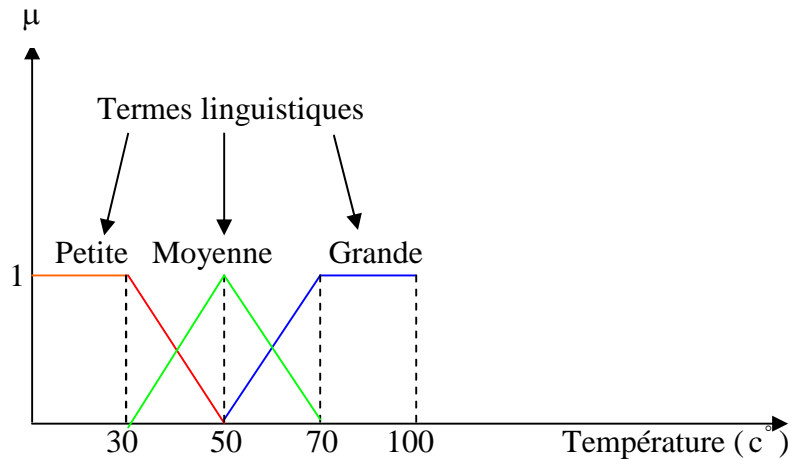


Fig.1.8. Partition floue de l'univers de discours de la variable linguistique (température)

1.3.1.3 Fonction d'appartenance

On définit une fonction d'appartenance à un ensemble floue A comme une application qui accorde à tout élément x de l'univers U ($A \subseteq U$) un degré d'appartenance entre 0 et 1 pour lequel x appartient à cet ensemble. Cette application généralise le concept d'appartenance classique et est notée par $\mu_A(x)$ [21,22,24].

Les formes les plus connues et les plus utilisées de ces fonctions sont les formes triangulaires, trapézoïdales, gaussiennes et sigmoïde.

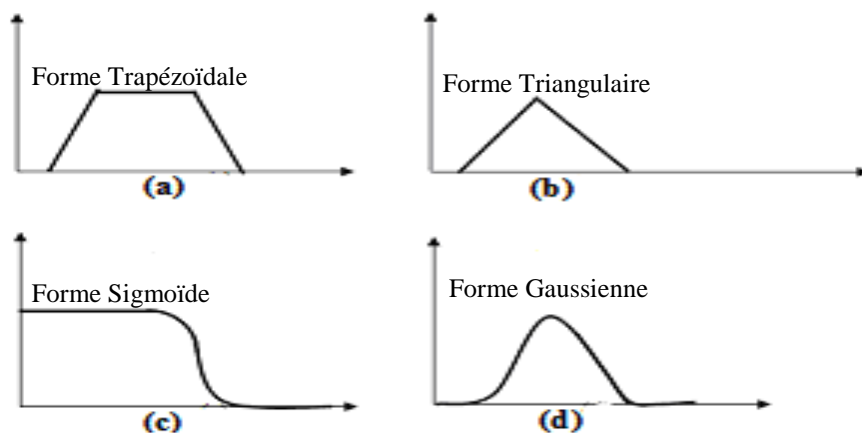


Fig.1.9 Différentes formes de fonctions d'appartenance

1.3.1.4 Opérateur en logique floue

Comme dans la théorie des ensembles classique, on définit l'intersection, l'union des ensembles flous ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs "ET", "OU" et "NON" [11,21, 25,26].

La figure 1.10 représente la réalisation des opérateurs "ET", "OU" et "NON" des ensembles flous A et B utilisant des fonctions d'appartenance triangulaire et sont comparés aux opérateurs booléens correspondants. Soit $\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$ les degrés d'appartenance de l'élément x dans l'univers de discours X (dénommé par $x \in X$).

a) Opérateur OU

L'opérateur OU correspond à l'union de deux ensembles flous A et B définis dans l'univers de discours X. L'union ($A \cup B$) est aussi un ensemble flou de X, avec une fonction d'appartenance donnée par :

$$\begin{aligned}\mu_{A \cup B}(x) &= \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \\ &= \mu_A(x) \cup \mu_B(x)\end{aligned}\tag{1.23}$$

Où le symbole « \cup » est l'opérateur maximum.

b) Opérateur ET

L'opérateur ET correspond à l'intersection de deux ensembles flous A et B défini dans l'univers de discours X. L'intersection ($A \cap B$) est aussi un ensemble flou de X, avec une fonction d'appartenance donnée par :

$$\begin{aligned}\mu_{A \cap B}(x) &= \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \\ &= \mu_A(x) \cap \mu_B(x)\end{aligned}\tag{1.24}$$

Où l'opérateur « \cap » est l'opérateur minimum.

c) Opérateur NON

Le complément d'un ensemble flou A dans un univers de discours X est dénommé \bar{A} et a la fonction d'appartenance suivante :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)\tag{1.25}$$

Dans la logique floue, on peut définir d'autres opérateurs tels que :

$$\text{La fonction arithmétique « somme » : } \mu_{A \cup B} = \mu_A(x) + \mu_B(x)\tag{1.26}$$

$$\text{La fonction arithmétique « produit » : } \mu_{A \cap B} = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x)\tag{1.27}$$

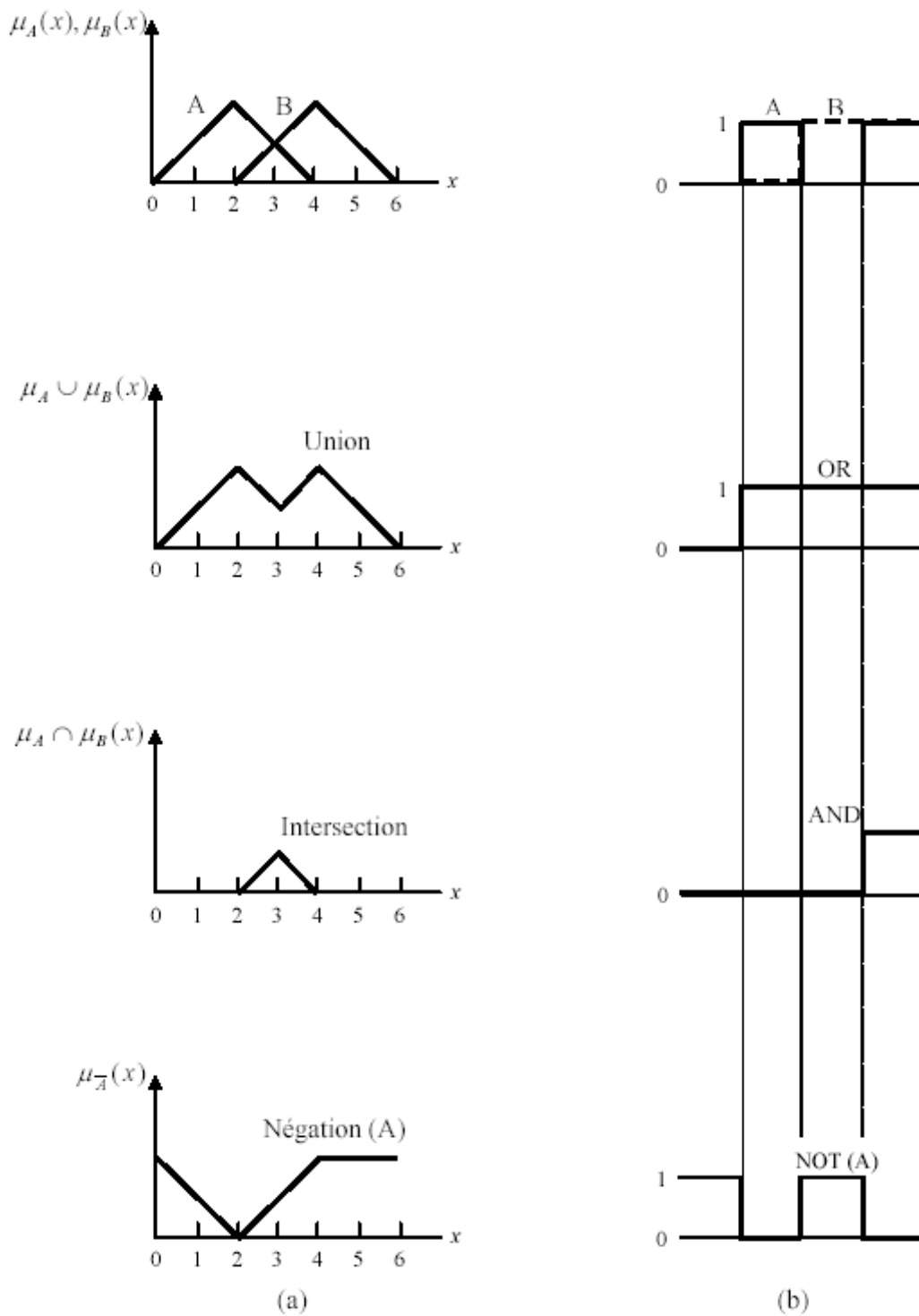


Fig.1.10. Opérateurs logiques des (a) Ensembles flous (b) Ensembles booléennes

1.3.2 Structure de base d'un contrôleur flou

Le réglage par la logique floue traite les problèmes de la commande mais avec une philosophie différente. En effet, ce type de régulateurs flous ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences de plusieurs règles floues se basant sur des variables linguistiques. Ces inférences sont alors traitées par des opérateurs de la logique floue. Le schéma synoptique général d'un contrôleur flou est représenté sur la figure ci-dessous [27,28].

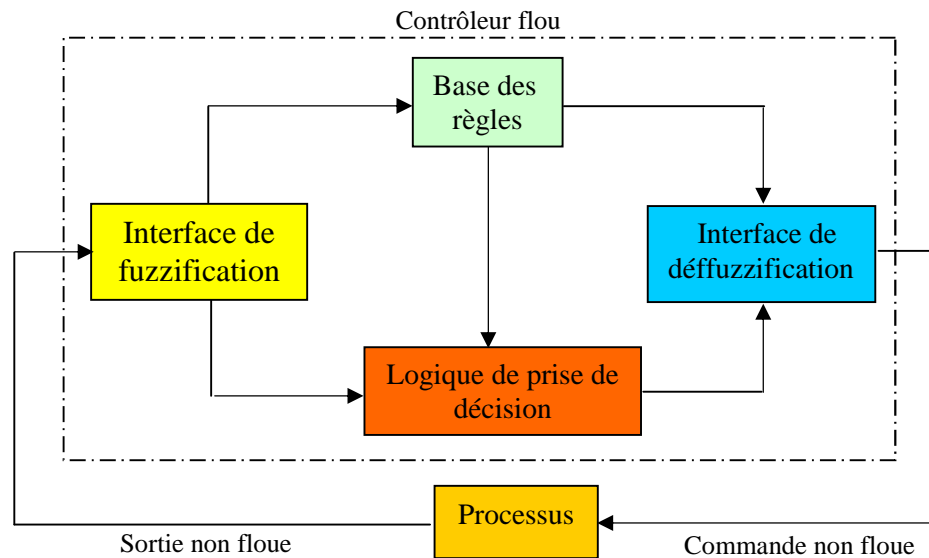


Fig.1.11 Schéma synoptique général d'un contrôleur flou

1.3.2.1 Base de règles

Le système de contrôle flou comprend un nombre de règles d'inférence reliant les variables floues d'entrée d'un système aux variables floues de sortie de ce système. Ces règles se présentent sous la forme usuelle suivante :

Si (e est A) condition 1 Et/Ou (Δ e est B) condition 2 (Et/Ou....) alors (U est C) action sur les sorties.

Où A, B sont les sous-ensembles flous antécédents et C est la conséquence de la règle. Chaque variable linguistique est associée à une valeur linguistique ,par exemple grand négatif (NG),moyen négatif (NM),petit négatif (NP),environ zéro (ZE),petit positif (PP),moyen positif (PM),grand positif (PG), Fig.1.12 .

La partition floue détermine le nombre de sous-ensembles flous. Le nombre maximal des règles est défini par cardinalité de l'ensemble des termes dans l'espace d'entrée floue.

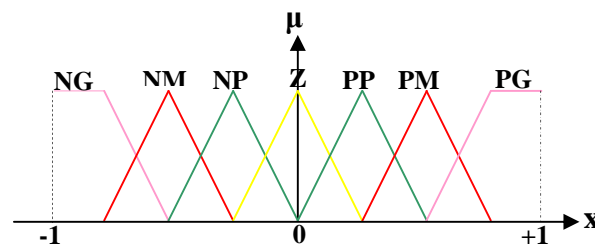


Fig.1.12. Partition floue

L'établissement de ces règles est généralement basé sur la connaissance du problème et sur l'expérience de l'opérateur qui peut fixer le nombre de sous-ensembles, leurs fonctions d'appartenance ainsi que les variables linguistiques. Ils existent plusieurs présentations de la base de règles telles que la description linguistique, symbolique ou par une matrice d'inférence [26,29].

1.3.2.2 Interface de fuzzification

L'interface de fuzzification inclut les fonctions suivantes [28,30]:

- Mesure des variables d'entrée.
- Représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- Transformation des variables d'entrée en variables linguistiques avec la définition des fonctions d'appartenance.

1.3.2.3 Logique de prise de décision (interférence floue)

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence en logique floue. Dans les règles floues interviennent les opérateurs "ET" et "OU". L'opérateur "ET" s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur "OU" lie les différentes règles. Il existe plusieurs possibilités pour interpréter ces deux opérateurs. Pour le réglage par logique floue, on utilise en général une des méthodes suivantes :

a) Méthode d'inférence MAX-MIN (Méthode de Mamdani)

Cette méthode réalise l'opérateur "ET" par la fonction "Min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "Min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction "Max". La dénomination de cette méthode, dite Max-Min ou "implication de Mamdani", est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence [15,28].

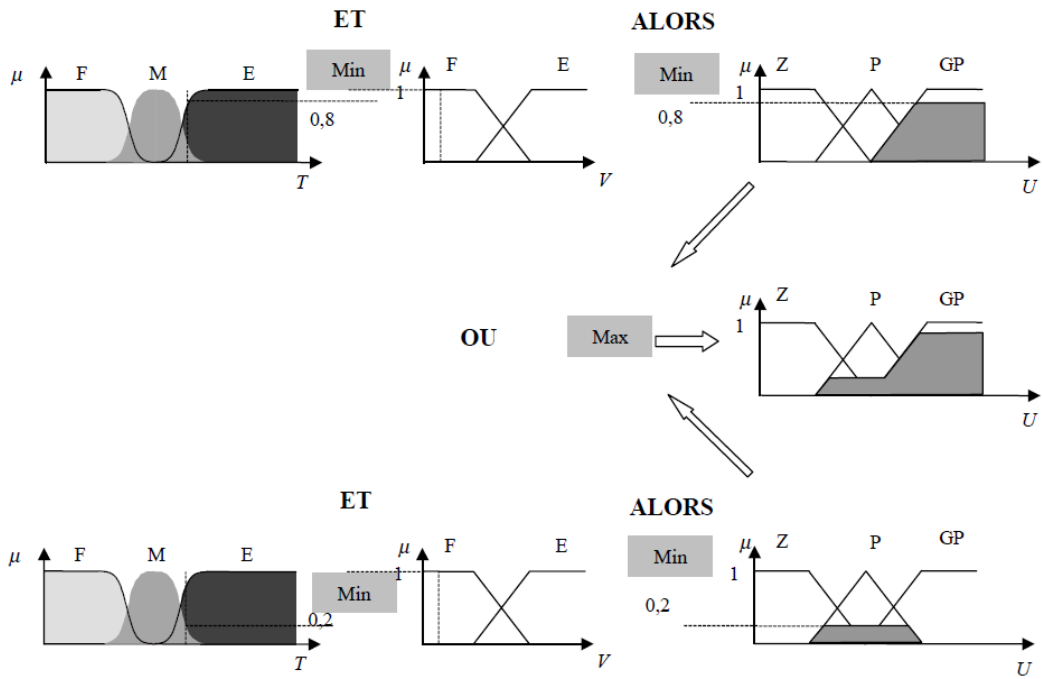


Fig.1.13. Exemple d'inférence Max-Min

b) Méthode d'inférence MAX-Produit (Méthode de Larsen)

Cette méthode représente l'opérateur "ET" par la fonction "Min", l'opérateur "OU" par la fonction "Max" et la conclusion "Alors" par la fonction "Prod". La représentation de cette méthode est schématisée par la figure ci-dessous [15,24].

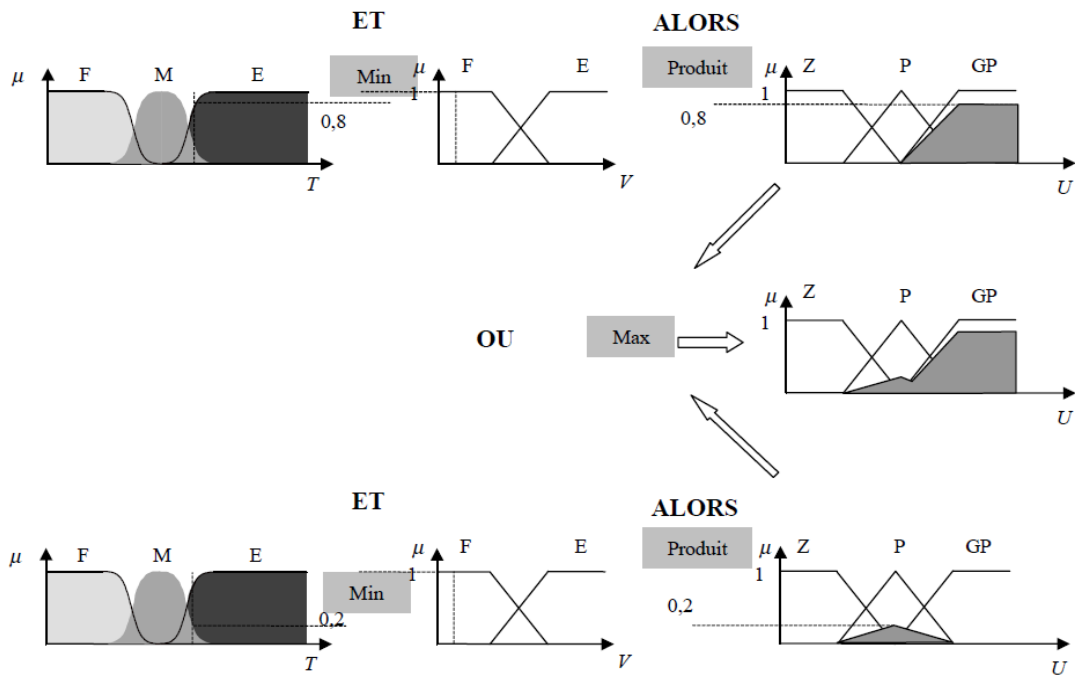


Fig.1.14. Exemple d'inférence Max-Produit

c) Méthode d'inférence Somme-Produit

Dans cette méthode, l'opérateur "ET" est représenté par la fonction "Prod", l'opérateur "OU" est représenté par la fonction "Somme" et la conclusion "Alors" est représentée par la fonction "Prod" .

1.3.2.4 Interface de déffuzzification

Les méthodes d'inférence génèrent une fonction d'appartenance, il faut transformer cette grandeur floue en grandeur physique réelle. L'opération de déffuzzification permet de calculer à partir des degrés d'appartenance à tous les sous-ensembles flous de la variable de sortie, la valeur de sortie à appliquer au système .Il y a plusieurs méthodes de déffuzzification à savoir la méthode du maximum,la méthode des hauteurs pondérées et la méthode du centre de gravité ,cette dernière est la plus utilisée dans plusieurs travaux pour cela nous avons opté pour l'utilisation de cette méthode dans notre travail. L'expression de la sortie dans cette méthode est donnée par l'équation 1.28 [31,32].

$$u = \frac{\int x \cdot u_R(x) \cdot dx}{\int u_R(x) \cdot dx} \quad (1.28)$$

1.4. Les Algorithmes Génétiques

1.4.1. Principe et définitions

Les Algorithmes Génétiques (en abrégé AG) sont des méthodes d'exploration de l'ensemble de solutions d'un problème utilisant les mêmes mécanismes que ceux intervenant dans la sélection naturelle. Ils sont utilisés principalement dans les domaines de l'optimisation et de l'apprentissage. Le parallélisme implicite et l'exploration globale de l'espace des solutions sont les deux principaux avantages des Algorithmes Génétiques.

Ils sont basés sur un processus naturel biologique : l'évolution des espèces vivantes .Celle-ci évoluent grâce à deux mécanismes : la sélection naturelle et la reproduction. La sélection fait que seuls les individus les plus aptes survivent .Quant à la reproduction, elle assure la recombinaison des caractéristiques parentales créant ainsi des descendants aux potentialités nouvelles. La combinaison de ces deux phénomènes (sélection et reproduction) conduit, génération après génération, à des populations d'êtres vivants, de mieux au mieux adaptés au milieu dans lequel ils vivent.

Les Algorithmes Génétique peuvent traiter des problèmes pour lesquels les solutions potentielles sont situées dans un espace de grande dimension, ce qui ne permet pas d'utiliser des méthodes standard reposant sur une exploration systématique. Ensuite, la recherche d'une

solution optimale à un problème peut être réalisée par un algorithme génétique sans nécessiter de connaissance à priori sur la répartition des solutions dans l'espace [24, 33, 34,35].

1.4.2. Historique

Le biologiste C.Darwin a montré en 1859 (dans son livre Origin of Species) que l'apparition d'espèce distincte est le résultat de la sélection naturelle de variations individuelles. Cette sélection naturelle est l'exercice d'une population qui lutte pour la vie et tente de s'étendre en faisant face aux multiples contraintes de l'environnement (conditions extérieure et les autres individus) et en disposant d'un espace et de ressources limites. Les individus les plus adaptés auront une meilleure longévité ainsi qu'une meilleure progéniture. Mendel explique plus tard les lois sur le principe du croisement et de la mutation génétique.

En 1975 J.H Holland professeur à l'université de Michigan, entreprit avec ses étudiants, une vaste étude qui permet de poser les fondements des AGs en se basant sur les principes de Darwin (gène, chromosome, sélection, croisement, mutation) il parvient alors à mettre au point les étapes de l'algorithme et ses principes de base.

L'année 1989 a vu l'apparition d'un ouvrage de vulgarisation des algorithmes génétiques publié par David Goldberg .l'année suivante (1990) une équipe de scientifique mis au point une panoplie d'Algorithme Génétique transcrits en C ++ ; appelé GALIB (genetics algorithm library). Cette librairie contient des outils pour des problèmes d'optimisation, en utilisant les AGS elle est conçue pour servir de support de programmation. Parmi les champs d'application des Algorithmes Génétique .En peut citer [33, 34, 36,37]:

- Voyageur de commerce.
- Constitution des équipes de travail.
- Implémentation optimale de points de ventes.
- Optimisation d'un système (optimisation de critères).
- Optimisation dans les réseaux.

1.4.3 Différence fondamentale entre les AGs et les autres méthodes d'optimisation

- Les Algorithmes Génétiques utilisent un codage des paramètres, et non les paramètres eux mêmes.
- Les Algorithmes Génétiques travaillent sur une population de points, au lieu d'un point unique.
- Les Algorithmes Génétiques n'utilisent que les valeurs de la fonction étudiée et non sa dérivée, ou toute connaissance auxiliaire.

1.4.4 Terminologie

Avant de décrire le principe de l'algorithme génétique, il est nécessaire de présenter le vocabulaire que nous allons utiliser au long de ce travail [36].

Chromosome —→ **Chaîne** : Dans les systèmes naturels, les chromosomes sont les porteurs de l'information génétique nécessaire à la construction et au fonctionnement d'un organisme. Dans les algorithmes génétiques, les chaînes sont analogues aux chromosomes des systèmes biologiques. Ils sont les éléments à partir desquels sont élaborées les solutions.

Génotype —→ **Structure** : Dans les systèmes naturels, l'ensemble du matériel génétique est appelé le génotype. Dans les algorithmes génétiques, l'ensemble des chaînes est appelé structure.

Genès —→ **Trait, caractéristique** : Dans les systèmes naturels, les chromosomes sont constitués par les gènes. Dans les algorithmes génétiques, on dit que les chaînes se composent de traits.

Phénotype —→ **Ensemble de paramètres** : Dans les systèmes naturels, l'organisme formé par l'interaction de l'ensemble du matériel génétique avec son environnement est appelé le phénotype. Dans les algorithmes génétiques, les structures décodées forment un ensemble de paramètres donné, ou une solution ou un point dans l'espace des solutions.

Locus —→ **Position dans la chaîne** : le locus est la position du gène dans le chromosome. Ce terme est appelé également position dans la chaîne dans les algorithmes génétique.

Allèle —→ **Valeur de la caractéristique** : Dans les systèmes naturels, l'allèle est une composante du gène. Les allèles sont une composante du gène. Les allèles sont les différentes valeurs que peuvent prendre les gènes. Dans les algorithmes génétiques, l'allèle est également appelé valeur caractéristique.

Population —→ **Population, génération** : Dans les systèmes naturels, la population est un groupe d'individus. Dans les algorithmes génétiques, la population est l'ensemble des individus ou chromosomes. Les populations sont également appelés des générations.

Le tableau ci-dessous résume l'analogie entre les AGs et la biologie.

Nature	Algorithme Génétique
Chromosome	Chaîne
Génotype	Structure
Gène	Trait, caractéristique
Phénotype	Ensemble de paramètres,
Locus	Position dans la chaîne
Allèle	Valeur de la caractéristique
Population	Population, génération

Tableau.1.1 Analogie entre les AGs et la biologie

1.4.5 Concept de base

Un algorithme génétique est un algorithme itératif de recherche optimum, il manipule une population de taille constante. Cette population est formée de points candidats appelés chromosomes. La taille constante de la population entraîne un phénomène de compétition entre les chromosomes. Chaque chromosome représente le codage d'une solution potentielle au problème à résoudre, il est constitué d'un ensemble d'éléments appelés gène, pouvant prendre plusieurs valeurs appartenant à un alphabet non forcément numérique [38,39].

A chaque itération, appelée génération, est créée une nouvelle population avec le même nombre de chromosomes. Cette génération consiste en des chromosomes mieux 'adaptés' à leur environnement tel qui est représenté par la fonction sélective. Au fur et à mesure des générations, les chromosomes vont tendre vers l'optimum de la fonction objective. La création d'une population à partir de la précédente se fait par application des opérateurs génétiques qui sont ; la sélection, le croisement et la mutation. Ces opérateurs sont stochastiques [39,40].

La sélection des meilleurs chromosomes est la première opération dans un algorithme génétique. Au cours de cette opération l'algorithme sélectionne les éléments pertinents qui optimisent mieux la fonction. Le croisement permet de générer deux chromosomes nouveaux 'enfants' à partir de deux chromosomes sélectionnés 'parents' Fig.1.15, tandis que la mutation réalise l'inversion d'un ou plusieurs gènes d'un chromosome Fig.1.16.

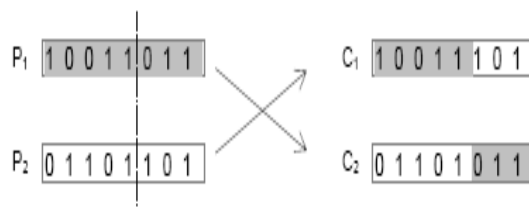


Fig.1.15. Opérateur de croisement

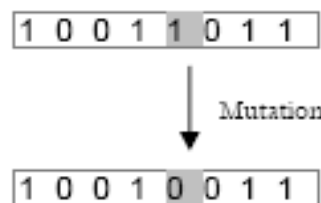


Fig.1.16 Opérateur de mutation

Le principe général du fonctionnement d'un algorithme génétique peut être résumé comme suit [37, 41]:

(1) Produire une population initiale d'individus aléatoires.

(2) Exécuter itérativement les sous-étapes suivantes jusqu'à satisfaction du critère d'arrêt :

(A) Assignez une valeur d'aptitude à chaque individu de la population en utilisant la fonction d'évaluation.

(B) Créer une nouvelle population de chromosomes en appliquant les opérations génétiques. Les opérations sont appliquées à des chromosomes choisis de la population avec une probabilité basée sur l'aptitude.

(i) Reproduction : Reproduire un individu existant en le copiant dans la nouvelle population.

(ii) Croisement : Créer deux nouveaux individus à partir de deux individus existant par recombinaison génétique de leurs chromosomes par l'opération crossover.

(iii) Mutation : Créer un nouveau individu à partir d'un individu existant en subissant une mutation.

(3) L'individu qui est identifié par la méthode de désignation du résultat est retourné comme étant le meilleur chromosome produit.

L'organigramme de l'algorithme génétique est illustré par la figure ci-dessous.

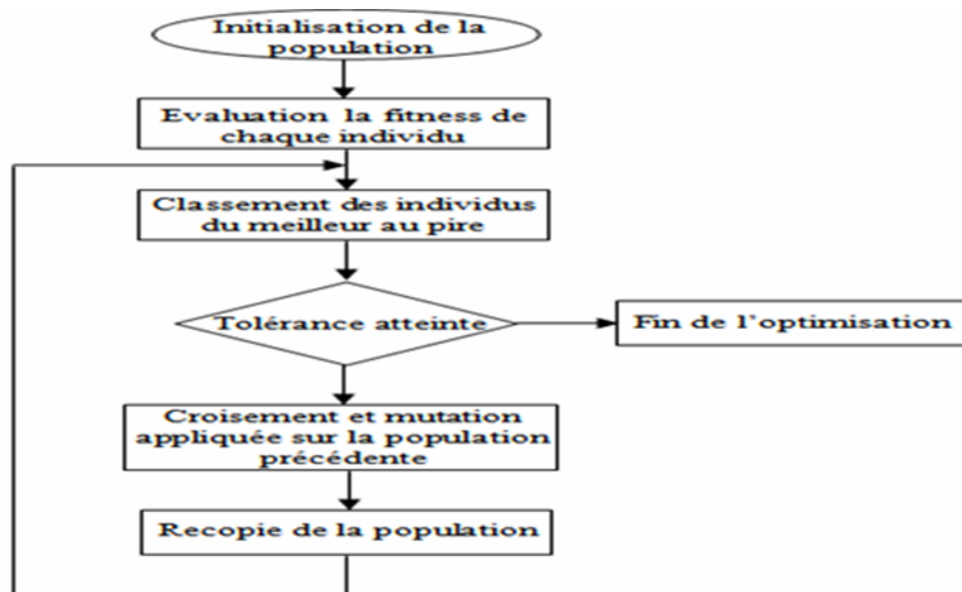


Fig.1.17 Organigramme de l'algorithme génétique

1.5 Optimisation par essaim de particules

L'optimisation par Essaims particulaires (OEP ou PSO en anglais) est une heuristique non spécifique, au même titre que, par exemple, les algorithmes évolutionnaires, la recherche par tabous ou les colonies de fourmis. Elle fut inventée par Russel Eberhart (ingénieur en électricité) et James Kennedy (socio-psychologue) en 1995 [42]. Cet algorithme s'inspire à

l'origine du monde vivant. Il s'appuie sur un modèle développé par le biologiste (Craig Reynolds) à la fin des années 1980, permettant de simuler le déplacement d'un groupe d'oiseau. Depuis son apparition, PSO a gagné la popularité croissante parmi les chercheurs et les praticiens comme une technique robuste et efficace pour résoudre des problèmes d'optimisation.

1.5.1 Concept de base

Dans le PSO, chaque individu de la population est dit (particule), tandis que la population est connue sous le nom (swarm). Les membres de la population, particules, sont dispersés dans l'espace du problème. Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de Recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire Fig.1.16 [43].

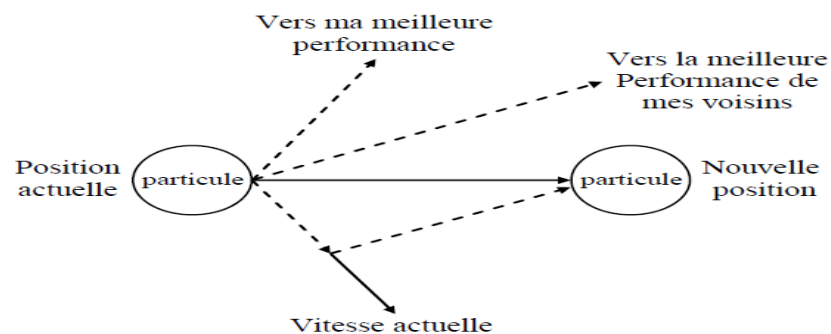


Fig.1.18 Schéma de principe du déplacement d'une particule

Ensuite, à chaque pas de temps, chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, c'est à dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici et sa qualité. Elle est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères et d'obtenir de chacune d'entre elles sa propre meilleure performance. Elle choisit la meilleure des meilleures performances dont elle a connaissance, modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence. La procédure de recherche des algorithmes à base de population comme l'OEP est constituée de deux phases, exploration et exploitation. Le premier est responsable de la détection des régions les plus prometteuses dans l'espace de recherche, tandis que l'autre permet de promouvoir la convergence des particules vers la meilleure solution détectée [43,44].

1.5.2 Formulation mathématique du PSO

Considérons une population (swarm) composée de K particules et l'espace de recherche est de dimension D , les équations formalisant le mouvement des particules sont données par [45,46] :

$$v(t+1) = cv_i(t) + c_1 r_1(t)(p_d - x_i(t)) + c_2 r_2(t)(g_d - x_i(t)) \quad (1.29)$$

$$x_i(t+1) = x_i(t) + v_i(t) \quad (1.30)$$

Chaque particule P ($i = 1, 2, \dots, K$) dans le swarm est caractérisé par :

- Les vecteurs $x(t)$, $v(t)$ représentent respectivement la vitesse courante et la position courante d'une particule dans l'espace de recherche à l'instant t.
- Le vecteur $p(t)$ représente la meilleure position trouvée par une particule durant sa trajectoire antécédente.
- Le vecteur $g(t)$ représente la meilleure position globale identifiée dans le processus de recherche pour toutes les particules dans le swarm.
- $r_1(t)$ et $r_2(t)$ sont des variables aléatoires générés d'une distribution uniforme dans l'intervalle $[0, 1]$ afin de fournir un poids stochastique aux différentes composantes participant dans la définition de la vitesse de la particule.
- c_1 et c_2 sont deux constantes d'accélération régulant les vitesses par rapport aux meilleurs positions locales et globales.
- L'inertie c est utilisée comme un compromis entre l'exploration locale et globale du swarm. Plus c est proche de 1 meilleure est l'exploration de l'espace de recherche, au détriment, néanmoins, de la vitesse de convergence.

L'équation (1.29) permet le calcul de la vitesse à l'instant $(t+1)$ pour chaque particule. La mise à jour de la position de la particule est réalisée à travers l'équation (1.30). Les équations (1.29) et (1.30) sont itérées jusqu'à ce que la convergence soit atteinte.

La Fig.1.17 présente le schéma vectorielle du déplacement d'une particule.

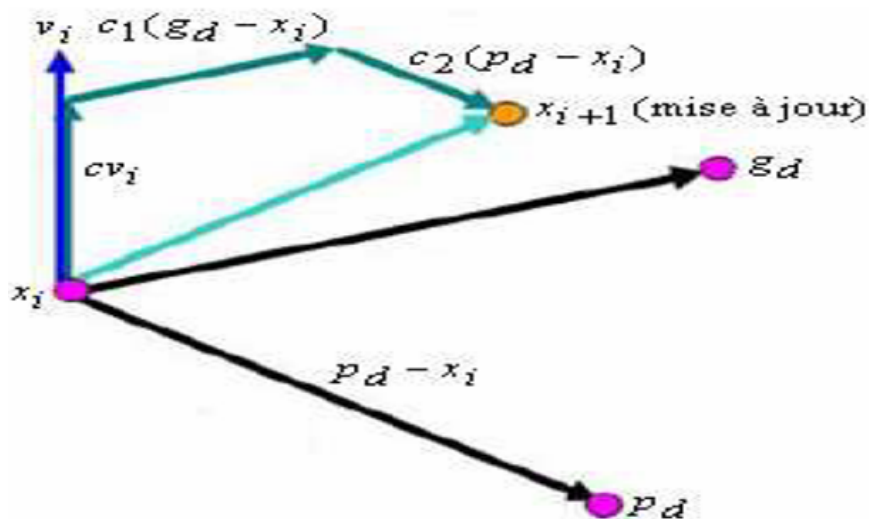


Fig.1.19 Schéma vectorielle du déplacement d'une particule

La figure ci-dessous illustre l'organigramme du processus d'optimisation par PSO.

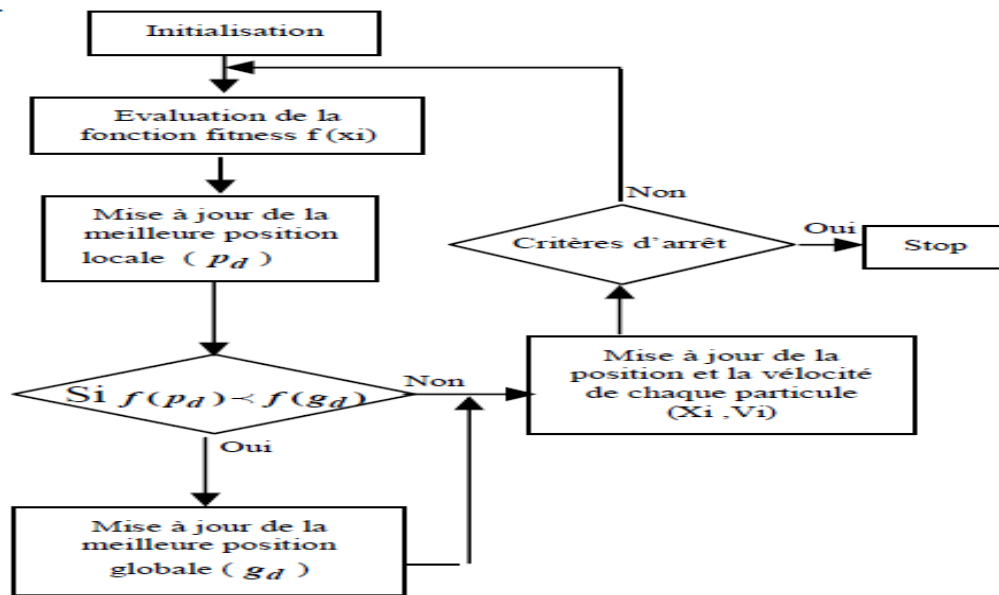


Fig.1.20 Organigramme d'optimisation par PSO

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté tout d'abord les notions de base des réseaux de neurones et la logique floue, par la suite les deux techniques d'optimisation à savoir les algorithmes génétique et l'essaim particulaire ont été exposées. Plusieurs possibilités d'utilisation de ces techniques sont envisageables dans le domaine de la commande des processus. Dans la suite de notre travail, nous présenterons, les méthodes pour lesquelles nous les avons appliquées dans la commande du moteur asynchrone. Nous comparerons ces techniques à base de l'intelligence artificielle avec les méthodes classiques et ceci en mettant en exergue l'apport de ces techniques dans l'amélioration des performances du moteur asynchrone.

CHAPITRE 2

**Modélisation de la MAS et de son
alimentation**

2.1 Introduction

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [47]. Pour que le moteur asynchrone soit utilisable dans les régimes à vitesses variables, il doit être commandé par un processus externe qui permet d'ajuster au mieux la tension d'alimentation de manière à répondre aux variations de consigne de vitesse et du couple de charge [2]. Cependant, avant toute synthèse de lois de commande, il est indispensable de disposer d'un modèle mathématique représentant de manière satisfaisante les caractéristiques du processus. Dans notre étude, le processus à contrôler est constitué d'une machine asynchrone triphasée et de son alimentation, assuré par un ensemble de convertisseurs statiques.

Dans ce chapitre, nous exposerons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation biphasée. Une représentation sous forme d'équation d'état sera élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine, par la suite nous procéderons à la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux et sa commande. Quatre types de commande de l'onduleur vont être abordés dans la présente étude à savoir : la commande par hystérésis, la commande MLI triangulo-sinusoidale, la commande MLI vectorielle et la commande basée sur la stratégie d'élimination d'harmoniques par réseaux de neurone.

2.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone

La machine asynchrone triphasée est composée d'un stator fixe et d'un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Les six enroulements (rotoriques et statoriques) de la machine asynchrone triphasée selon leurs axes magnétiques sont représentés par la Fig.2.1. Trois enroulements identiques (A, B, C) à 'p' paires de pôles sont logés dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à $\frac{2\pi}{3}$ [23, 48,49].

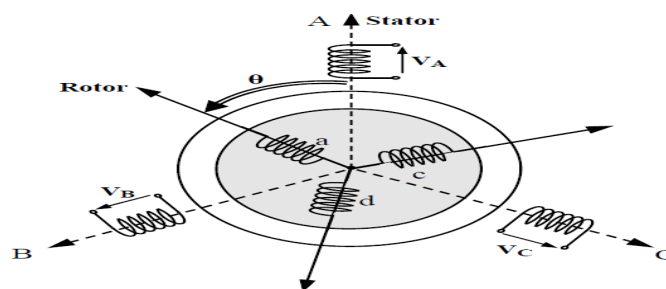


Fig.2.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Les tensions de phase du stator sont obtenues soit par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes, soit par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et amplitude réglables.

Le rotor possède deux structures électriques :

- A bagues (rotor bobiné) où les trois enroulements sont raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mise en court-circuit. La Fig.2.2 montre une vue générale d'une machine asynchrone à bagues.

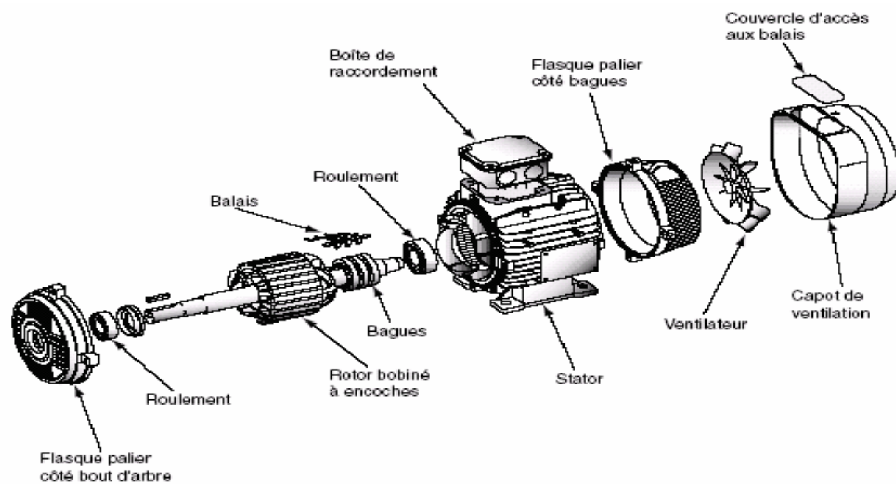


Fig.2.2 Vue générale d'une machine asynchrone triphasée à bagues

- A cage où le circuit magnétique rotorique accueille dans ces encoches les barres de la cage, en aluminium coulé ou en cuivre, court-circuités à chaque extrémité par les anneaux réalisés avec le même matériau. La Fig.2.3 montre une vue générale d'une machine asynchrone à cage.

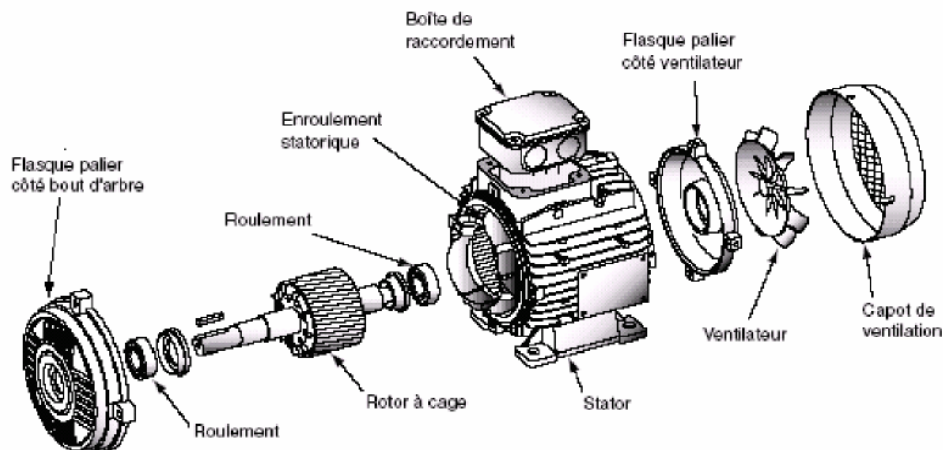


Fig.2.3 Vue générale d'une machine asynchrone triphasée à cage

2.3. Modélisation de la MAS

Modéliser consiste à mettre en équation les différents paramètres d'un système. A l'issue de cette opération on se trouve face au problème suivant : Plus le modèle se rapproche de la réalité, plus il devient complexe et demande un moyen de calcul très important, par contre si le système est simplifié les calculs deviennent faciles mais on s'éloigne de la réalité. Un choix judicieux consiste à idéaliser la machine tout en gardant les phénomènes les plus importants et négliger les phénomènes secondaires. Il est donc important que le modèle soit utilisable aussi bien en régime statique que dynamique. Pour ce faire la modélisation de la machine est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [3, 23, 49,50].

- Inductances propres constantes ;
- Pertes ferromagnétiques négligeables ;
- Entrefer constant (pas d'effet d'encoches) ;
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- La loi de variation des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique est sinusoïdale ;
- Influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques non prise en compte

2.3.1. Mise en équation de la MAS

Le comportement dynamique de la MAS est caractérisé par trois types de grandeurs : électriques, magnétiques et mécaniques, ce comportement peut se traduire par trois équations :

- Equations électriques
- Equations magnétiques
- Equations mécaniques

2.3.1.1. Equations électriques

La loi de Faraday permet d'écrire:
$$V = R.i + \frac{d}{dt}\phi \quad (2.1)$$

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques les équations de tensions écrites sous la forme matricielle suivante :

$$[V_{sabc}] = [R_s] [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sabc}] \quad (2.2)$$

Donc on a:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

De même pour le rotor

$$[V_{rabc}] = [R_r] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{rabc}] \quad (2.4)$$

Le rotor étant en court circuit, ces tensions sont nulles.

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Les notations a, b, c désignent les trois phases de la machine, 's' se référant au stator et 'r' se référant au rotor.

2.3.1.2. Equations magnétiques

Les flux sont reliés aux courants selon la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} [\phi_s] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} 1_s & M_s & M_s \\ M_s & 1_s & M_s \\ M_s & M_s & 1_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} 1_r & M_r & M_r \\ M_r & 1_r & M_r \\ M_r & M_r & 1_r \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Pour laquelle on définit :

$[L_s]$: La matrice des coefficients d'inductances statoriques,

$[L_r]$: La matrice des coefficients d'inductances rotoriques,

$[M_{sr}]$: La matrice des coefficients d'inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

On obtient finalement le modèle de machine asynchrone triphasée suivant :

Pour le stator :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right) \cdot \{ [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \} \quad (2.10)$$

Pour le rotor :

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right) \cdot \{ [M_{rs}][i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}] \} \quad (2.11)$$

2.3.1.3. Equation mécanique

La relation fondamentale de la dynamique permet d'écrire :

$$C_{em} - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_c \cdot \Omega \quad (2.12)$$

On obtient ainsi la vitesse en appliquant la transformée de Laplace :

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{J \cdot s + f_c} \quad (2.13)$$

Cette équation montre que le contrôle de la vitesse passe par le contrôle du couple.

2.3.2 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-biphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère ABC vers le repère α, β puis vers le repère d,q. Le repère α, β est toujours fixe par rapport au repère ABC Fig.2.4. Par contre le repère (d,q) est mobile. Il forme avec le repère fixe (α, β) un angle appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park [45,49,50,51,52].

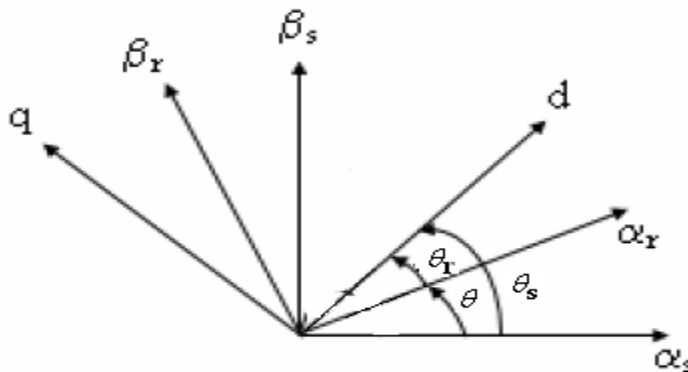


Fig.2.4 Transformation de repères

θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

θ_s : L'angle de rotation de (dq) par rapport au stator.

θ_r : L'angle de rotation de (dq) par rapport au rotor

Le passage du repère abc au repère de Park est défini par la relation suivante [23,48,50] :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Où X représente le vecteur tension, courant ou flux et 'o' l'indice de l'axe homopolaire.

Où encore on trouve :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta_s)][X_{abc}] \quad (2.15)$$

Avec :

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Puisque la matrice de transformation doit être orthogonale : $[P(\theta_s)]^T = [P(\theta_s)]^{-1}$.

Les expressions usuelles de (2.14) seront données par [23,48,51]:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

2.3.2.1 Transformation Triphasé biphasé (Concordia)

Comme le montre la Fig.2.4, cette transformation permet de reproduire l'état magnétique créé par le système triphasé au moyen d'un système biphasé équivalent : Le passage entre coordonnées dans le repère triphasé et coordonnées biphasées et homopolaire et son inverse est défini par [51, 52,53] :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Où encore on notera :

$$[X_{\alpha\beta o}] = C[X_{abc}] \quad (2.20)$$

Avec :

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Dans un système équilibré la composante homopolaire est nulle .La conservation de la puissance fait que : $C^{-1} = C^T$.Les expressions usuelles de (2.19) seront données par :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = C^{-1} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

On note aussi que la transformation de Concordia (α, β) peut également être obtenue à partir des composantes de Park (d,q) .Le passage de Park à celui de Concordia se fait comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Et de même on obtient la transformation inverse par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

2.3.2.2 Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

Nous avons exprimés les tensions statoriques dans le référentiel triphasé (a,b,c) par la relation ci-dessous [48,49] :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s]$$

En appliquant la transformation de Park on obtient :

$$[P(\theta_s)]^{-1}[V_{sdq}] = [R_s]([P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdq}]) + \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}[\phi_{sdq}]) \quad (2.26)$$

Ce qui donne en multipliant chacun des membres de l'équation ci-dessus par $[P(\theta_s)]$ l'équation matricielle des tensions pour le référentiel (d, q) :

$$[V_{sdq}] = [R_s][i_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}[\phi_{sdq}]) \quad (2.27)$$

D'autre part on a :

$$\frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}[\phi_{sdq}]) = \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1})[\phi_{sdq}] + [P(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}) \quad (2.28)$$

On obtient :

$$[V_{sdq}] = [R_s][i_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1})[\phi_{sdq}] + \frac{d}{dt}([\phi_{sdq}]) \quad (2.29)$$

De plus on démontre que :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt}(\theta_s) \quad (2.30)$$

On obtient finalement, le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique équivalent.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\text{Avec : } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$$

Pour le rotor :

De même, en appliquant la transformation de Park sur les équations rotoriques, on obtient le modèle électrique dynamique pour l'enroulement rotorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$\text{Avec } \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

2.3.2.3 Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

En suivant le même raisonnement, l'application de la transformation de Park permet d'aboutir à la relation matricielle entre les vecteurs flux et courants dans le repère (d,q) .

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Puisque le système est équilibré on a :

$$\phi_{so} = \phi_{ro} = 0$$

Avec :

$$L_s = l_s - M_s \quad , \quad L_r = l_r - M_r \quad , \quad L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$$

L_s : L'inductance cyclique statorique

L_r : L'inductance cyclique rotorique

L_m : L'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

2.3.2.4 Expressions du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être obtenu à l'aide du bilan de puissance .Il en résulte plusieurs expressions toute égales.

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = P(\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \\ C_e = P(\phi_{rq} i_{rd} - \phi_{rd} i_{rq}) \\ C_e = PL_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \\ C_e = \frac{PL_m}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \end{array} \right. \quad (2.34)$$

C'est la dernière expression du couple qui sera utilisée dans notre travail.

2.3.3. Choix du référentiel

Jusqu'à présent nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère général (d,q). Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axe (d, q) qui dépendent des objectifs de l'application.

- Repère lié au stator (α, β) : $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega$; $\omega_r = -\omega$.

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, il est utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatifs avec branchement des résistances [48].

- Repère lié au rotor : $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega$; $\omega_r = 0$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, il est utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones.

- Repère lié au champ tournant : $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$; $\omega = \omega_s - \omega_r = P\Omega$; $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_{sl}$.

Où ω_{sl} est la pulsation de glissement.

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la transformation des équations électriques, on le choisit lorsqu'on veut étudier les problèmes de commande.

2.3.3.1 Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant

Lorsque le repère est relié au champ tournant, les équations liant les composantes des tensions à celles des courants et les flux s'écrivent pour le stator et le rotor comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Les flux totaux à travers les quatre bobines fictives ayant comme expressions :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (2.37)$$

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (2.38)$$

A partir du système d'équation (2.38), on obtient l'équation suivante :

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{\phi_{rd} - L_m i_{sd}}{L_r} \\ i_{rq} = \frac{\phi_{rq} - L_m i_{sq}}{L_r} \end{cases} \quad (2.39)$$

En remplaçant les expressions des courants i_{rd} et i_{rq} du système d'équation (2.39) par leurs expressions dans les équations (2.37), on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r})i_{sd} + \frac{L_m}{L_r}\phi_{rd} \\ \phi_{sq} = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r})i_{sq} + \frac{L_m}{L_r}\phi_{rq} \end{cases} \quad (2.40)$$

En dérivant les équations (2.40) on trouve :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{sd}}{dt} = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r})\frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r}\frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\phi_{sq}}{dt} = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r})\frac{di_{sq}}{dt} + \frac{L_m}{L_r}\frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (2.41)$$

Et de même pour le rotor à partir des équations (2.36) on obtient les équations ci-dessous :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{rd}}{dt} = -R_r i_{rd} + \omega_{sl}\phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = -R_r i_{rq} - \omega_{sl}\phi_{rd} \end{cases} \quad (2.42)$$

Ainsi, en remplaçant i_{rd} et i_{rq} par leurs expressions, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rd} + \omega_{sl}\phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rq} - \omega_{sl}\phi_{rd} \end{cases} \quad (2.43)$$

En combinant les équations (2.36), (2.37), (2.42) et (2.43) on obtient :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} - (\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2})i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{rq} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} - (\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2})i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{rq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.44)$$

On peut exprimer les équations (2.43) et (2.44) sous forme d'équation d'état telle que :

$$\dot{X} = AX + BU$$

En définissant le vecteur d'état X par les composantes des courants statoriques et flux rotorique et le vecteur d'entrée U par les composantes de tension statorique on obtient :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\phi}_{rd} \\ \dot{\phi}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m} \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Avec :

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

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

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

L'équation mécanique s'exprime comme suit :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{P L_m}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - f_c \omega - C_r \right) \quad (2.46)$$

2.3.3.2 Modèle exprimé dans le référentiel fixe (α, β)

Le référentiel (α, β) , dans lequel : $\omega_s = 0$, est un cas particulier du repère (d, q) . Le modèle du moteur asynchrone dans le repère fixe (α, β) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{r\alpha} \\ \dot{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m} \omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

2.3.4 Test de simulation

Dans le but de vérifier le modèle de la MAS que nous avons développé dans cette partie, nous avons procédé à une simulation numérique du MAS en boucle ouverte avec le logiciel **Matlab/Simulink** 7.01, en utilisant la méthode de calcul runge kunta ordre 4. Notre objectif est de l'intégrer ultérieurement dans les simulations. Les paramètres de la MAS sont donnés en Annex A.1.

Nous avons soumis la machine à sa tension nominale, 380 Volts efficace et envisagés la série de simulations suivantes :

- Démarrage direct du moteur à vide ;
- Démarrage direct du moteur à vide, suivi d'une application brusque d'une charge nominale de (10 N.m) à l'instant $t=1.5$ sec et sa suppression à l'instant $t=2.5$ sec.

Les figures (2.5) et (2.6) montrent les résultats de simulations citées.

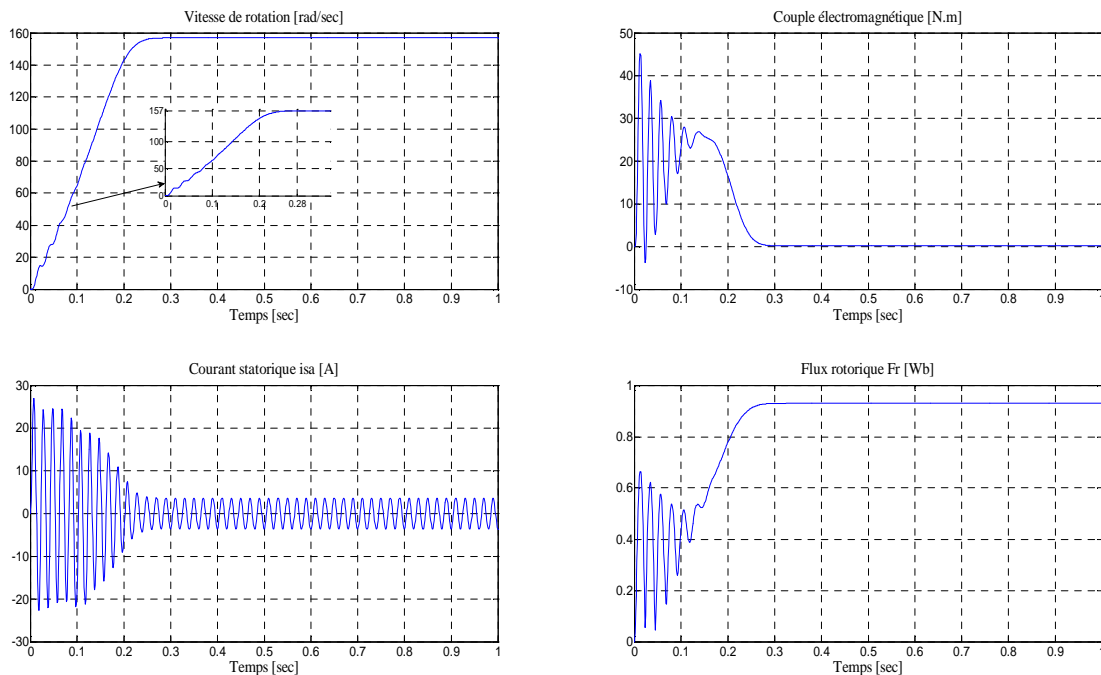


Fig.2.5 Réponse de la MAS à vide alimentée par un réseau triphasé équilibré

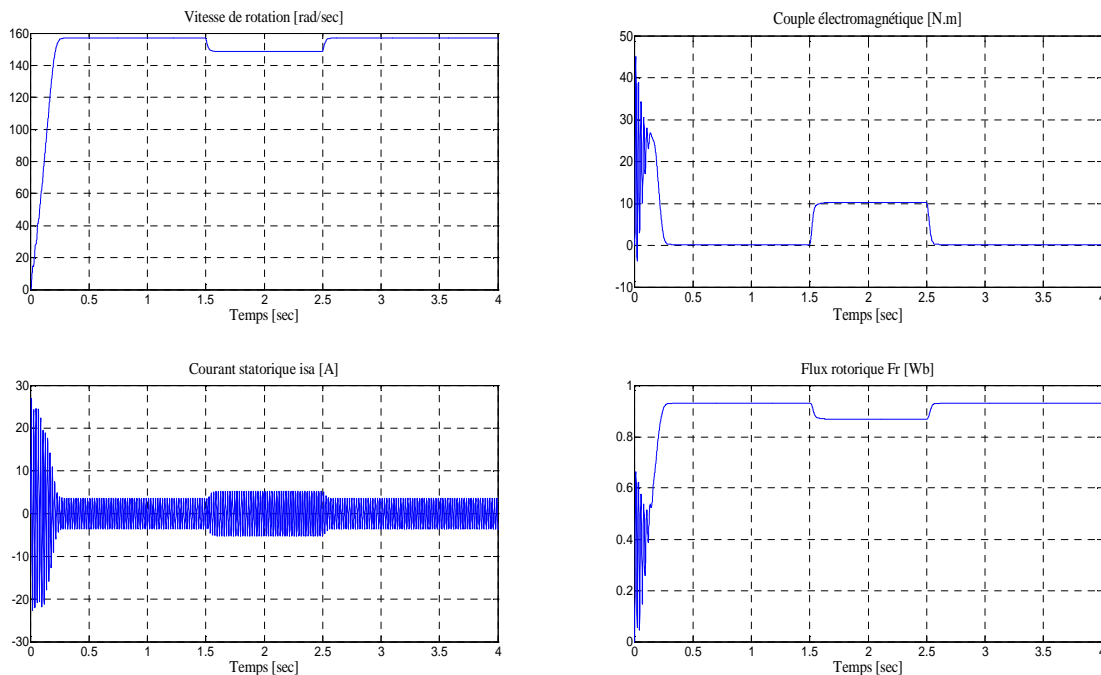


Fig.2.6 Réponses de la MAS à vide suivie d'une introduction d'un couple de charge à l'instant $t= 1.5$ sec et sa suppression à l'instant $t=2.5$ s

2.3.4.1 Interprétation des résultats

L'examen des courbes obtenus par la simulation numérique, permet d'avoir un temps d'établissement de (0.28 sec) pour toutes les grandeurs. La vitesse en régime permanent se stabilise à la valeur de 156.9 rad/sec, c'est-à-dire presque la valeur de synchronisme : 157 rad/sec. Au démarrage à vide le couple est fortement pulsatoire. Il atteint une valeur maximale de l'ordre d'environ 45 N.m, c'est-à-dire 4.5 fois la valeur du couple nominal. Ceci explique le bruit engendré par la partie mécanique et après disparition du régime transitoire il tend vers zéro. Quant au courant, il y'a un fort appel de ce dernier certes bref, mais important au démarrage égale à environ 5 fois le courant nominal.

Lors du démarrage à vide du moteur, suivit d'une introduction brusque d'une charge nominale de 10 N.m à l'instant $t=1.5$ sec, on constate que cette introduction a provoqué une diminution de la vitesse de rotation. Pour le courant il y'a une augmentation après l'application du couple de charge.

2.4 Modélisation de l'onduleur

Afin de rendre possible le contrôle de la vitesse du moteur asynchrone, on lui associé un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable. La Fig.2.7 illustre le schéma de principe de cette association.

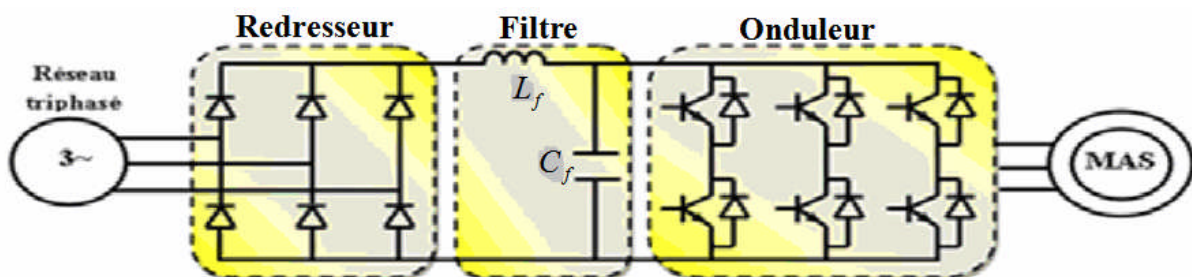


Fig.2.7 Schéma de principe de l'association MAS-onduleur

2.4.1 Modèle de l'onduleur de tension

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternative. Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux transistors shunté en antiparallèle par des diodes de récupération permettant de renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage mis à l'entrée de l'onduleur. Dans le but de l'élaboration du modèle de fonctionnement de l'onduleur, chaque paire de diode-transistor est représentée par un interrupteur S, comme le montre la Fig.2.8.

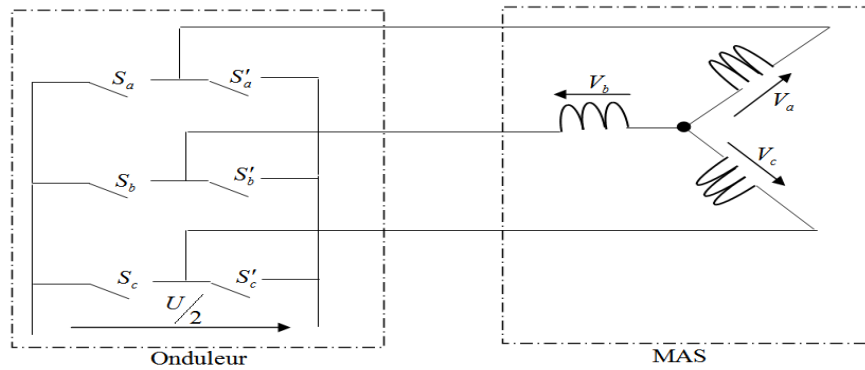


Fig.2.8 Représentation simplifiée de l'onduleur

Les interrupteurs (S_a, S'_a) , (S_b, S'_b) , (S_c, S'_c) sont commandés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source.

Une fonction logique F_i de connexion est attribuée à chaque interrupteur de l'onduleur. La valeur F_i décrit l'état de l'interrupteur :

$F_i = 0$: interrupteur ouvert

$F_i = 1$: interrupteur fermé

Ainsi les tensions de ligne aiguillées par l'onduleur sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

Il reste à déterminer les fonctions logiques F_i , celle-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur. Quatre techniques de commande de l'onduleur vont être abordées dans la présente étude :

- Commande par hystérésis
- Commande par MLI triangulo-sinusoidale
- Commande par MLI vectorielle (Space Vector Modulation)
- Commande basée sur la stratégie d'élimination d'harmoniques par réseaux de neurones.

2.4.1.1 Technique de commande par hystérésis

C'est une technique très simple à implanter, son principe est basé sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que la variation des courants dans chaque phase du moteur soit limité dans une bande encadrant la référence du courant, comme la montre la Fig.2.9 [48,49].

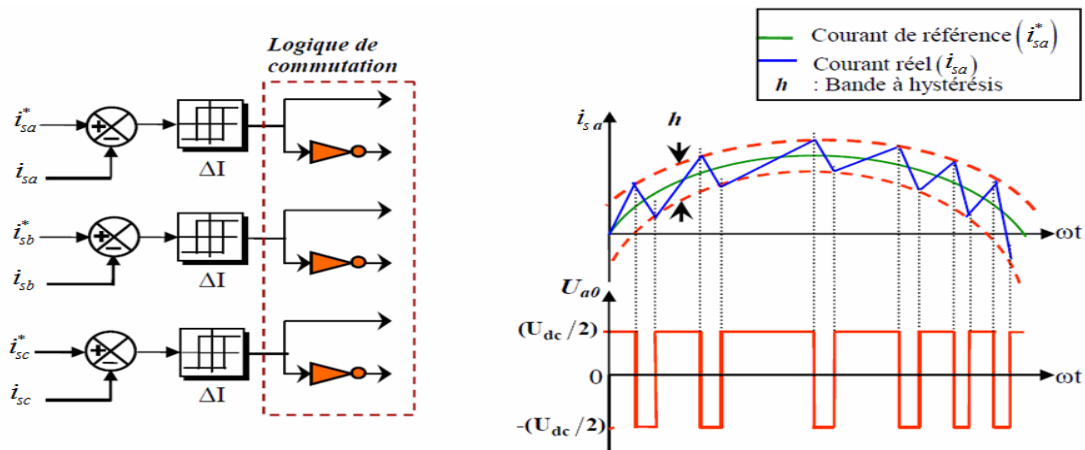


Fig.2.9 Représentation de la logique de commutation et le contrôle du courant

Les courants de référence sont donnés par :

$$\begin{cases} i_a^* = i_m \sin(\omega t) \\ i_b^* = i_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c^* = i_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.49)$$

Quand le courant instantané dans une phase s'écarte de sa référence, chaque contrôleur impose une commutation aux interrupteurs du bras de l'onduleur correspondant et le maintient à l'intérieur de sa bande d'hystérésis ΔI . Pour augmenter le courant de la phase, la tension entre la phase affiliée et le neutre est égale à la demi tension continue ($1/2U_{dc}$), jusqu'à ce que le segment supérieur de la bande soit atteint. La tension ($-1/2U_{dc}$) est appliquée jusqu'à ce qu'on aboutisse à la limite inférieure de la bande. L'association de l'onduleur à hystérésis avec la MAS est illustrée dans la Fig.2.10 [10,48,49,54,55]

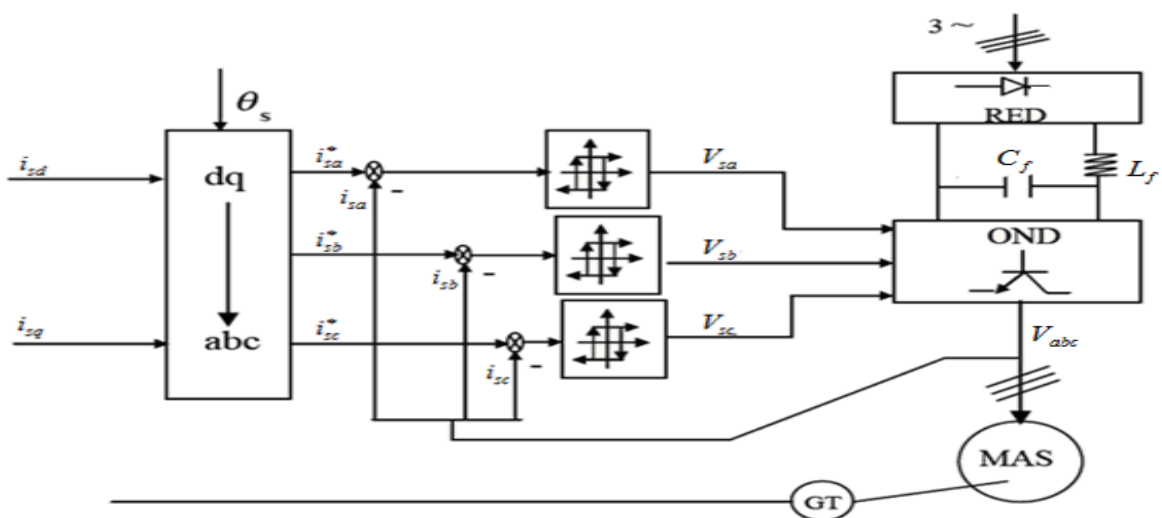


Fig.2.10 Association de l'onduleur à hystérésis avec la MAS

2.4.1.2 Commande par MLI sinus-triangle

La MLI sinus-triangle est réalisée par comparaison de la tension de référence à basse fréquence généralement sinusoïdale à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance. Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et

$$\text{la fréquence } f_r \text{ de la référence : } m = \frac{f_p}{f_r}.$$

- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p

$$\text{de la porteuse : } r = \frac{V_r}{V_p}.$$

Le schéma de principe de cette commande est illustré sur la figure ci-dessous.

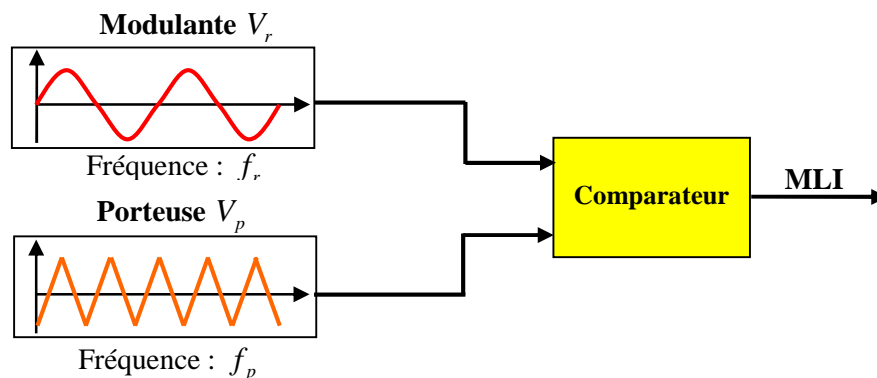


Fig.2.11 Principe de la commande MLI sinus-Triangle

Les instants de fermeture des interrupteurs sont alors définis par les intersections entre les deux ondes, quant à la fréquence de commutation, elle est déterminée par celle de la porteuse. La Fig.2.12 présente un exemple de chronogramme pour ce type de comparaison interjective.

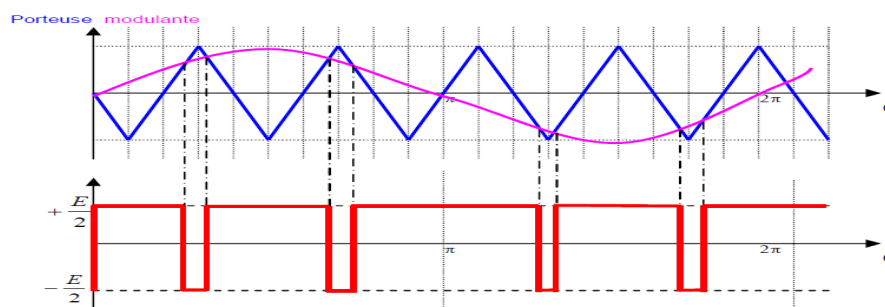


Fig 2.12 Chronogramme d'une commande MLI «sinus -triangle»

2.4.1.3 Commande par MLI vectorielle

Habituellement la commande MLI dissocie le traitement des trois phases (un comparateur par phase), cependant la modulation vectorielle (SVM) manipule les signaux directement dans le plan diphasé de la transformation de Concordia. Elle traite les signaux triphasés comme un tout .L'onduleur ayant trois bras ; il possède 2^3 modes de commutations possibles .Il peut donc générer 8 vecteurs différents de tensions de sortie (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}).La représentation sur le plan (d, q) de ces 8 vecteurs est donnée par la Fig.2.13, où les numéros de vecteurs correspondent au nombre binaire $(S_c S_b S_a)_2$ qui donne les états des interrupteurs (1 : fermé ; 0 : ouvert) [48,56].

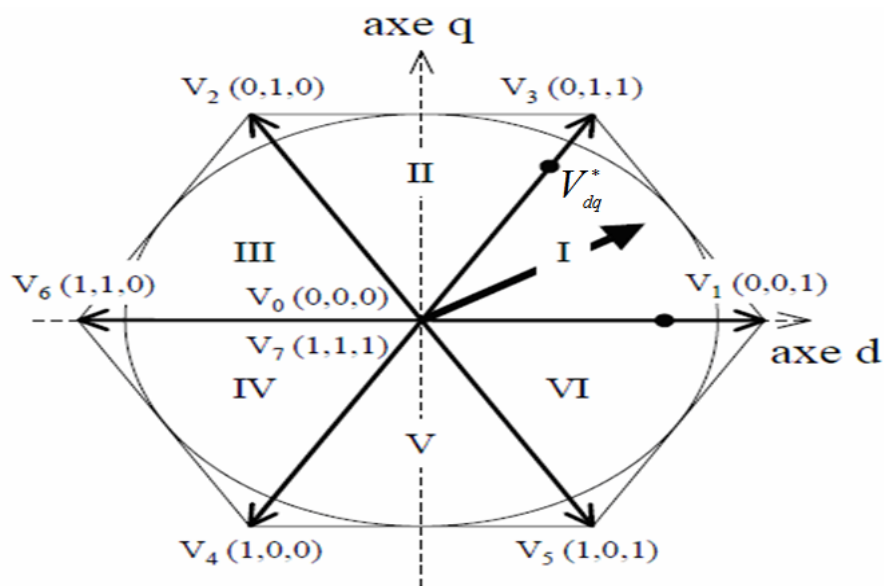


Fig.2.13 Représentation sur le plan (d-q) des vecteurs de tension de l'onduleur

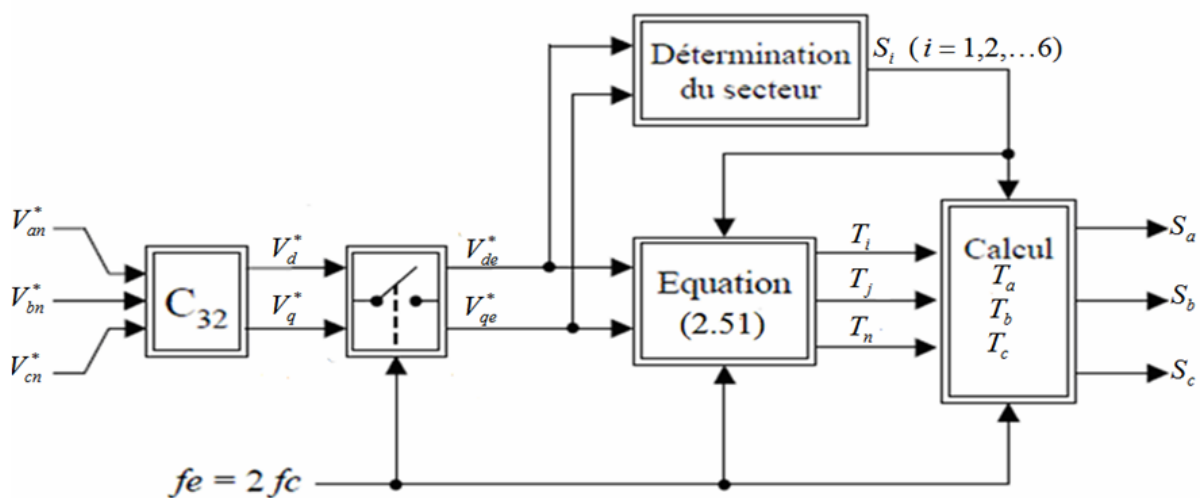


Fig.2.14 Schéma de principe de la modulation vectorielle

Les six vecteurs non nuls définissent six secteurs ,un secteur étant caractérisé par la valeur de la variable S ($S \in [I, II, III, IV, V, VI]$) .Le schéma de principe de la MLI vectorielle est donné par la Fig.2.14 .Le vecteur de tension de référence $V_{dq}^* = V_d^* + jV_q^*$ est échantillonné à la fréquence f_e ,égale à 2 fois la fréquence de commutation f_c , les échantillons V_{de}^* et V_{qe}^* permettent tout d'abord de déterminer le secteur dans lequel se trouve V_{dq}^* . Les deux vecteurs V_i et V_j délimitant ce secteur sont ensuite utilisés pour réaliser V_{dq}^* en valeur moyenne sur une période d'échantillonnage $T_e = \frac{1}{f_e}$.Les échantillons V_{de}^* et V_{qe}^* servent donc à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} T_i V_{di} + T_j V_{dj} = T_e V_{de}^* \\ T_i V_{qi} + T_j V_{qj} = T_e V_{qe}^* \\ T_i + T_j + T_n = T_e \end{cases} \quad (2.50)$$

T_i, T_j et T_n désignent respectivement les temps d'application des vecteurs $V_i (V_{di}, V_{qi}), V_j (V_{dj}, V_{qj})$ et du vecteur nul $V_0 = V_7(0,0)$. La solution de (2.50) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} T_i \\ T_j \\ T_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{di} & V_{dj} & 0 \\ V_{qi} & V_{qj} & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{de}^* \\ V_{qe}^* \\ 1 \end{bmatrix} T_e \quad (2.51)$$

Finalement les temps T_a , T_b et T_c permettant de générer les signaux logiques de commande S_a , S_b et S_c , sont calculés à partir du résultat de (2.51) .Pour l'exemple de la Fig.2.13 ,où le vecteur de tension de référence V_{dq}^* est situé dans le secteur I ,les impulsions créées sont celles données par la Fig.2.15.

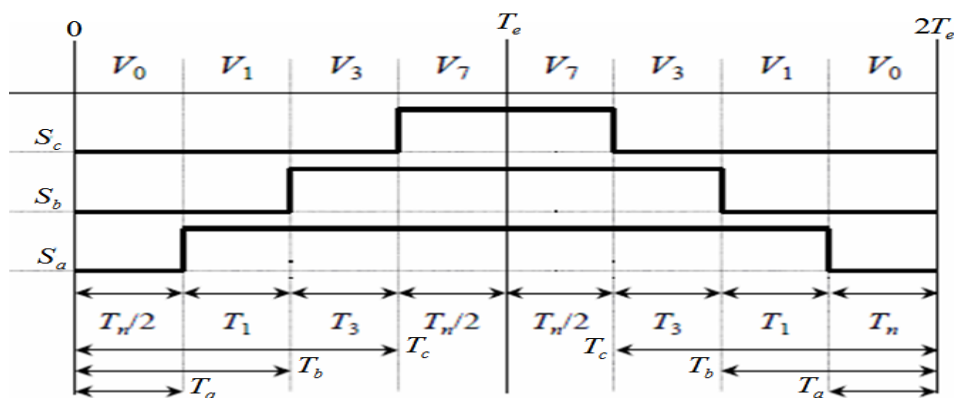


Fig.2.15 Création des impulsions dans le secteur I

La MLI vectorielle atteint sa limite de fonctionnement lorsque $T_n = 0$, cela correspond à un vecteur de tension de référence V_{dq}^* dont la norme est égale au rayon du cercle inscrit dans l'hexagone de la Fig.2.13 soit des tensions V_{an}^* , V_{bn}^* et V_{cn}^* d'amplitude égale à $E/\sqrt{3}$. L'index de modulation maximal de la MLI vectorielle est égale à $m_{MAX2} = 0.907$ [48,56].

2.4.1.4 Stratégie d'élimination d'harmoniques par réseaux de neurones

D'après les résultats obtenus par les trois techniques utilisées précédemment pour la commande de l'onduleur, on constate qu'aucune de ces stratégies ne réduit d'une manière significative le problème d'harmoniques et le taux du THD. Pour remédier à cet inconvénient, on utilise une autre technique dite stratégie d'élimination d'harmonique. Au début du développement des commandes utilisant une stratégie d'élimination d'harmoniques (*Selective Harmonic Elimination PWM* : SHEPWM), on s'est attaché à déterminer des séquences de commande qui éliminent les premiers harmonique de la tension de sortie. Généralement, on utilise une onde qui présente une double symétrie par rapport au quart et à la demi-période. Cette onde est caractérisée par le nombre N de créneaux ou d'impulsions par alternance. Que N soit impair ou pair, N angles suffisent pour déterminer la largeur de l'ensemble des créneaux ; N représente aussi le nombre d'angles de commutation par quart de période. Ces angles de commutation sont déterminés de telle façon à éliminer certains harmoniques. Dans notre cas on s'intéresse à éliminer les trois premiers harmoniques (5, 7, 11) qui sont les plus gênant donc indésirables pour le fonctionnement des charges telles que du moteur asynchrone [3, 57, 58,59].

Le principe de cette stratégie est basé sur le développement en série de Fourier de la tension V_s à la sortie de l'onduleur asymétrique. Cette tension admet une symétrie par rapport à la demi et au quart de la période. De ce fait, les composantes harmoniques paires en cosinus et en sinus sont nulles. La décomposition en série de Fourier de cette tension est donnée par [3,60, 61] :

$$V_s = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) \quad (2.52)$$

Où

$$\begin{cases} a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} V_s(n\omega t) \sin(n\omega t) d\omega t & n \text{ impair} \\ a_n = 0 & n \text{ pair} \end{cases} \quad (2.53)$$

Après intégration, on aura l'équation ci-dessous :

$$h_n = \frac{4U}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(\alpha_k) \right] \quad (2.54)$$

Pour n harmoniques on a le système algébrique d'équations non linéaires suivant :

$$\begin{cases} h_1 = \frac{4U}{\pi} [1 - 2 \cos(\alpha_1) + 2 \cos(\alpha_2) - 2 \cos(\alpha_3) + 2 \cos(\alpha_4) \cdots + 2(-1)^m \cos(\alpha_m)] \\ h_5 = \frac{4U}{5\pi} [1 - 2 \cos(5\alpha_1) + 2 \cos(5\alpha_2) - 2 \cos(5\alpha_3) + 2 \cos(5\alpha_4) \cdots + 2(-1)^m \cos(5\alpha_m)] \\ \vdots \\ h_n = \frac{4U}{n\pi} [1 - 2 \cos(n\alpha_1) + 2 \cos(n\alpha_2) - 2 \cos(n\alpha_3) + 2 \cos(n\alpha_4) \cdots + 2(-1)^m \cos(n\alpha_m)] \end{cases} \quad (2.55)$$

n : nombre impair

U : tension d'alimentation

h_i : composante harmonique (harmonique du $i^{\text{ème}}$ rang) de la tension de sortie

h_1 : fondamental de la tension de sortie U'

α_i : angle de commutation

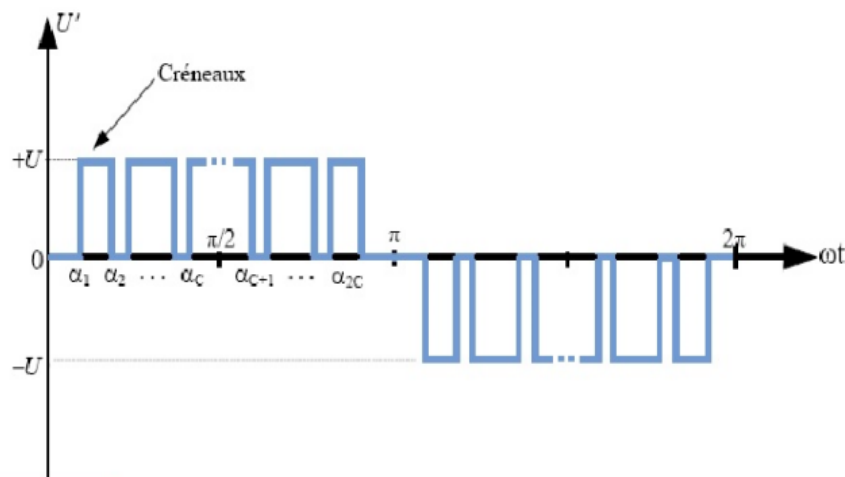


Fig.2.16 Tension de sortie d'un onduleur à deux niveaux asymétrique

Les p angles de commutation du système d'équation (2.55) sont déterminés en imposant l'amplitude de la composante fondamentale h_1 et en annulant les $p-1$ harmoniques. Dans la présente étude on s'intéresse à l'élimination des trois premières harmoniques (5, 7, 11). En représentant par 'r' taux de modulation, la solution recherchée est celle qui doit vérifier la condition suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{r}{2} = \left[\frac{1}{2} - \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) \right] \\ 0 = \left[\frac{1}{2} - \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) - \cos(5\alpha_3) + \cos(5\alpha_4) \right] \\ 0 = \left[\frac{1}{2} - \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) - \cos(7\alpha_3) + \cos(7\alpha_4) \right] \\ 0 = \left[\frac{1}{2} - \cos(11\alpha_1) + \cos(11\alpha_2) - \cos(11\alpha_3) + \cos(11\alpha_4) \right] \end{array} \right. \quad (2.56)$$

La solution recherchée doit satisfaire la condition suivante :

$$0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \alpha_4 \leq \frac{\pi}{2} \quad (2.57)$$

La résolution de ce système est possible par l'application de l'une des méthodes itératives telle que celle de Newton-Raphson.

Suite à la résolution du système par la méthode de Newton-Raphson, on obtient les résultats présentés par le tableau donné en Annex A.2 :

La commande en temps réel des onduleurs à deux niveaux asymétriques par la stratégie d'élimination d'harmoniques exige d'une part, la détermination de tous les angles d'amorçage des interrupteurs, et d'autre part, le stockage de toutes les valeurs obtenues. Cependant, cette opération nécessite une très grande capacité mémoire. Afin de surmonter ce problème, il est possible d'exploiter la propriété d'approximation universelle des réseaux de neurones artificiels (Artificial Neural Networks : ANNs). Ces derniers sont largement appliqués dans les domaines de la classification, mémorisation et approximation. Dans notre travail, nous allons surtout exploiter leur propriété d'approximation universelle. L'objectif de notre étude est de reproduire toutes les caractéristiques d'allumage non linéaires, déjà calculées par la méthode de Newton-Raphson [3,62,63].

2.4.1.4.1 Application des réseaux de neurones à la stratégie SHEPWM

Comme le réseau doit recevoir à son entrée la valeur $s(j)$ et doit fournir à sa sortie les angles θ_i avec $(i=1\dots p)$, donc le réseau doit comporter un seul neurone à l'entrée et p neurones à sa sortie correspondant aux p angles de commutation qu'il doit générer. Pour cette étude, le réseau est à une seule couche cachée [23,64].

Pour l'élimination de $p - 1$ harmoniques, les exemples d'apprentissage et la sortie désirée sont donnés respectivement par :

$$s = [s(1), \dots, s(j), \dots, s(n)] \quad (2.58)$$

$$\theta = \begin{bmatrix} \theta_1(1) \cdots \theta_1(j) \cdots \theta_1(n) \\ \vdots \\ \theta_p(1) \cdots \theta_p(j) \cdots \theta_p(n) \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Où n représente le nombre de valeurs mesurées ou le nombre d'exemples. En outre, à l'entrée $s(j)$, le réseau doit fournir le signal de sortie désirée :

$$s = [\theta_1(j), \dots, \theta_p(j)] \quad (2.60)$$

Lors de l'apprentissage, la valeur $s(j)$ est présentée à l'entrée du réseau puis propagée jusqu'à la sortie pour obtenir le signal de sortie c'est-à-dire les angles estimés :

$$\hat{\theta}(j) = [\hat{\theta}_1(j), \dots, \hat{\theta}_p(j)] \quad (2.61)$$

L'erreur d'apprentissage sur l'exemple j est constituée de la différence entre la sortie désirée et estimée. Ce processus est répété pour tous les exemples (j varie de 1 à n). Par la suite l'adaptation des valeurs des paramètres du réseau (poids) est réalisée par l'exploitation de l'algorithme de rétropropagation de l'erreur sur les angles. De même, des itérations sur tous les exemples sont effectuées jusqu'à l'obtention de la convergence du réseau. Le pseudo code adopté dans ce cas est le suivant :

Etape 1 : Présentation du vecteur s

Etape 2 : Présentation du vecteur de sortie désirée θ

Etape 3 : Initialisation des poids et des biais

Etape 4 : Calcul du vecteur de sortie

Etape 5 : Calcul de l'erreur E

Si l'erreur $E <$ l'erreur admissible

Donner le vecteur de sortie estimé $\hat{\theta}$

Sinon

Ajuster les poids et les biais par la méthode de rétropropagation et aller à l'étape 4

Fin si

A la fin de cette phase d'apprentissage, tous les paramètres sont adaptés, de sorte que lorsque le réseau reçoit une valeur actuelle $s(j)$, il fournira automatiquement les angles correspondant à l'entrée introduite et cela grâce aux poids synaptiques déterminés lors de la phase d'apprentissage. Le réseau est prêt, après la phase d'apprentissage, à être implémenté pour une commande en temps réel.

L'objectif principal de l'utilisation de la technique SHEPWM-ANN est l'élimination des harmoniques 5, 7 et 11, ceci passe par le choix des angles. Le choix judicieux des angles de commutation pour un meilleur THD a conduit à la solution optimale des angles d'allumage suivante :

$$\theta_i = f_i(s(j)) \quad i = (1, 2, 3,4) \text{ et } j=1\dots\dots n \quad (2.62)$$

Dans tous les essais, l'apprentissage se déroulera dans les conditions suivantes :

- Les conditions initiales sont nulles ;
- Les entrées et les sorties du réseau sont regroupées dans une matrice qui constitue une matrice prototype.

La convergence a été obtenue en utilisant les valeurs des paramètres regroupées dans le tableau ci-dessous :

Paramètres du MLP	Valeurs
Structure	1x19x3
Fonction d'activation	Tansig, Purelin
Taux d'apprentissage	0.1
Moment utilisé	0.9
Nombre d'exemple	25
Erreur admissible	0.0001
Nombre d'itérations	3879
Nombre maximal des itérations	15000
Algorithme d'apprentissage	Levenberg-Marquardt

Tableau.2.1 Propriétés du MLP

2.5 Simulation de l'association alimentation - moteur asynchrone en BO

Afin d'étudier les performances de l'association (moteur asynchrone + onduleur de tension), nous avons envisagé une série de simulation.

Dans cette étude les performances de la machine sont obtenues par l'alimentation de cette dernière par un onduleur à deux niveaux et commandé par les différentes techniques étudiées dans ce chapitre. Les simulations ont pour objets :

- Démarrage direct du système (moteur asynchrone+onduleur) à vide, suivit de l'application brusque de sa charge nominale à l'instant t=1.5 sec et sa suspension à l'instant t=2.5 sec.

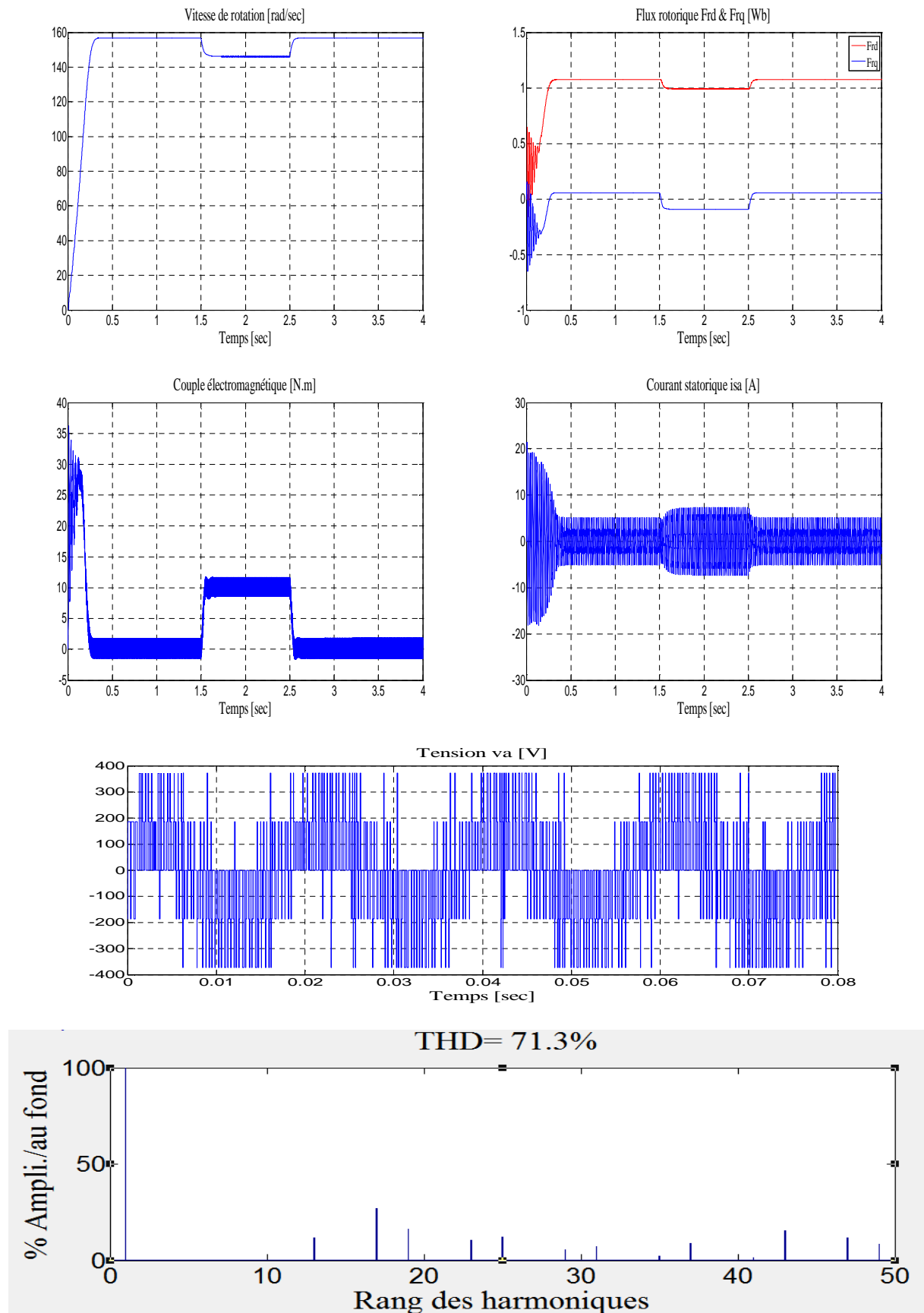


Fig.2.17 Réponses à un échelon de vitesse avec application d'une charge entre [1.5, 2.5] d'une MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI_hystérisis.

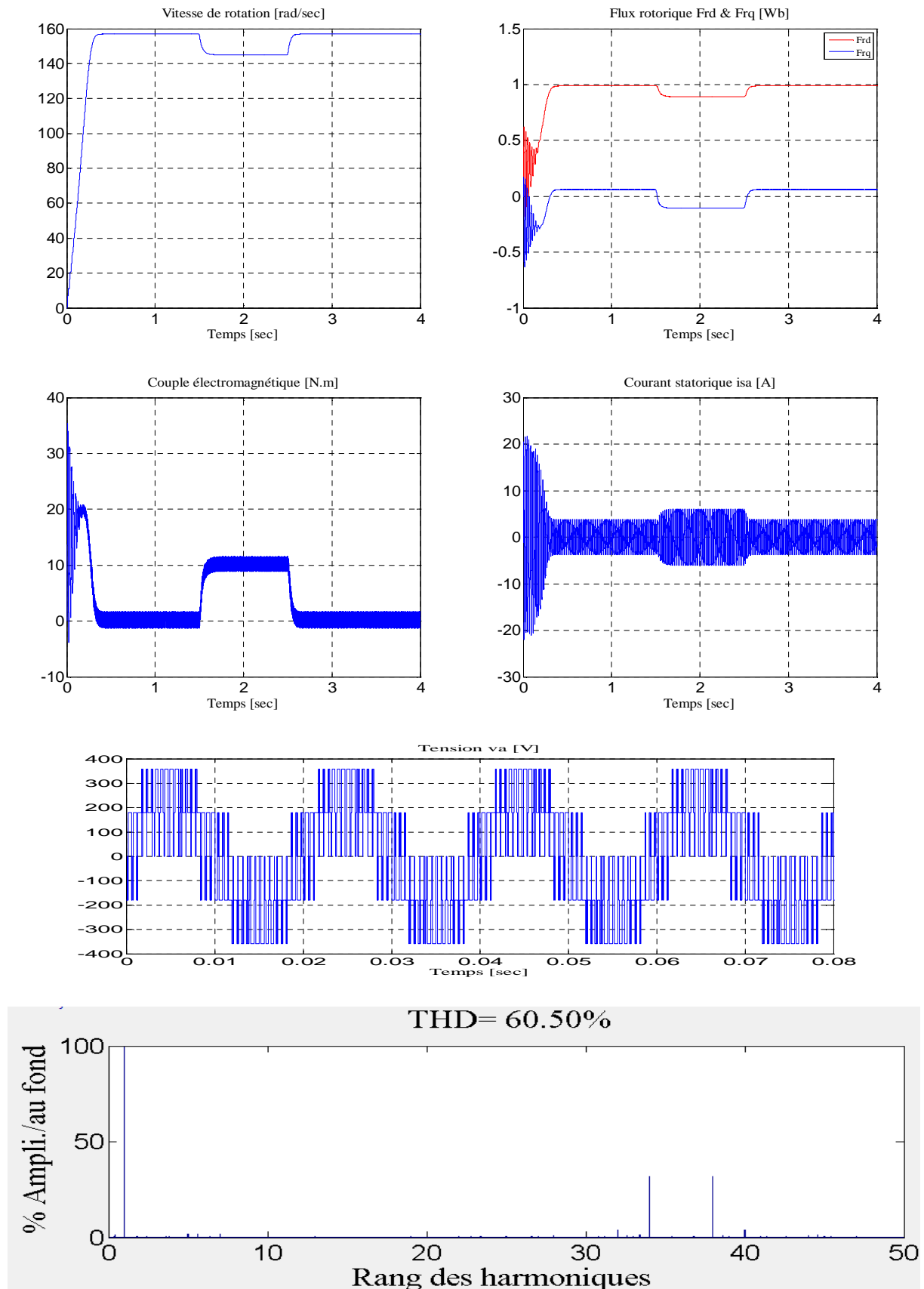


Fig 2.18 Réponses à un échelon de vitesse avec application d'une charge entre [1.5, 2.5] d'une MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI (traingulo-sinusoidale).

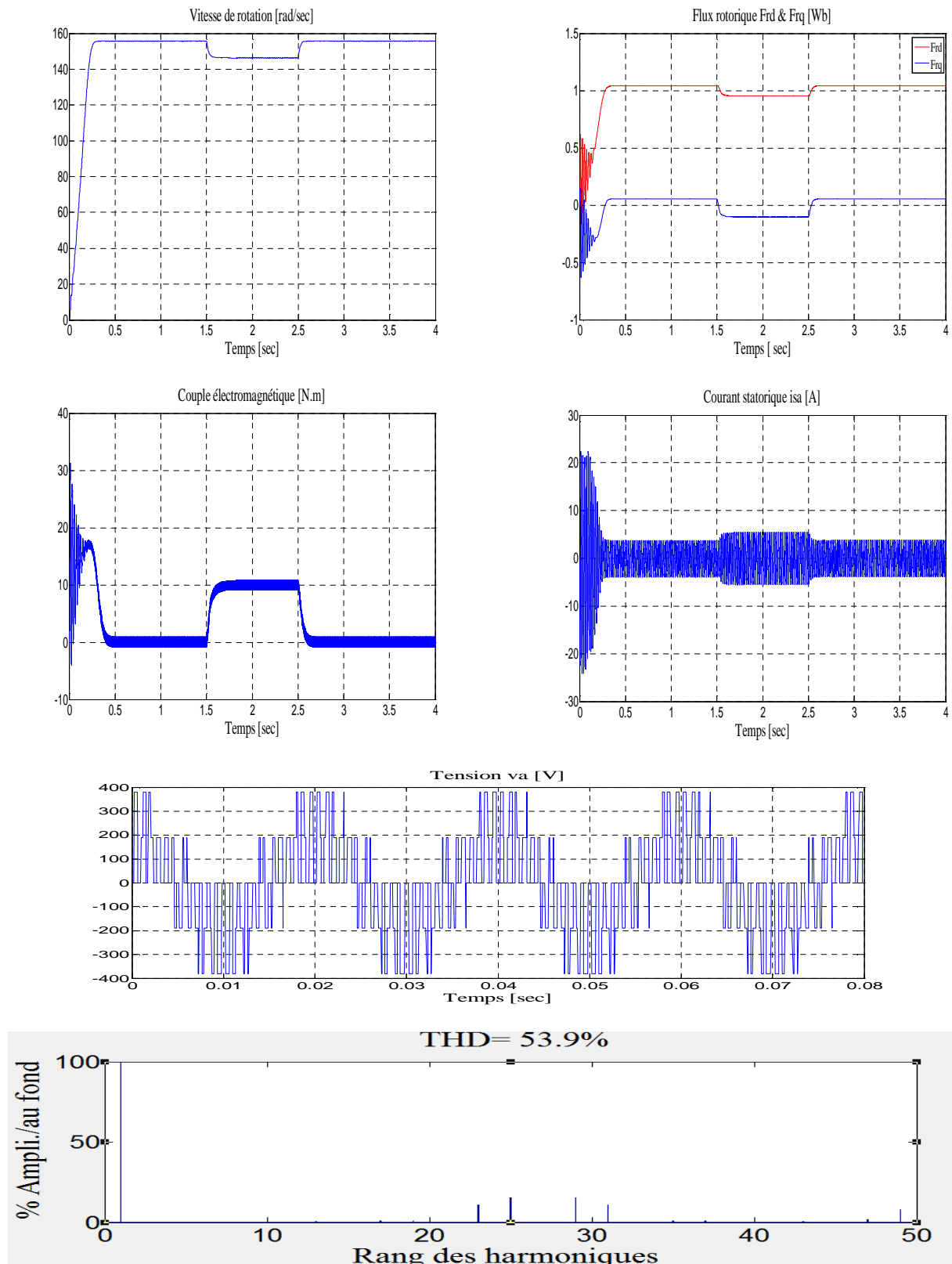


Fig.2.19 Réponses à un échelon de vitesse avec application d'une charge entre [1.5, 2.5]

d'une MAS alimentée par un onduleur de tension à MLI_vectorielle.

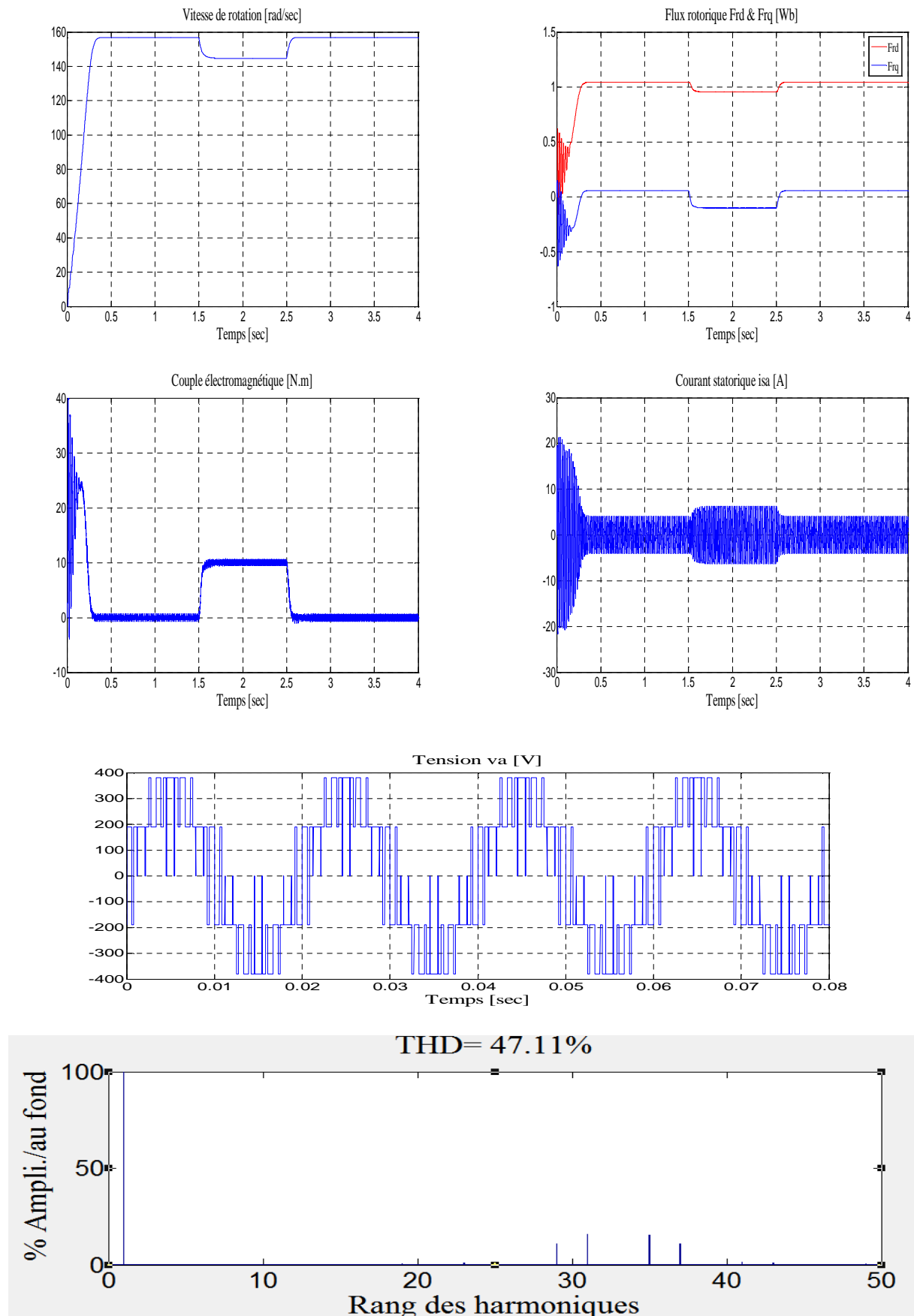


Fig.2.20 Réponses à un échelon de vitesse avec application d’une charge entre [1.5, 2.5] d’une MAS alimentée par un onduleur de tension commandé par SHEPWM-ANN.

Dans les tableaux ci-dessous, nous résumons les résultats de simulations obtenus.

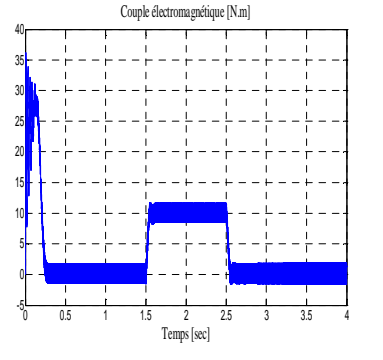
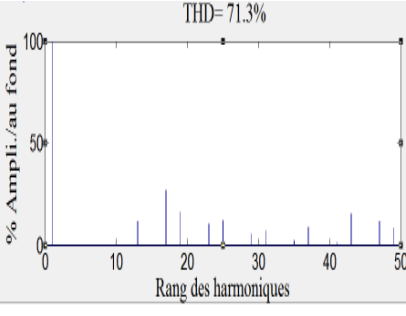
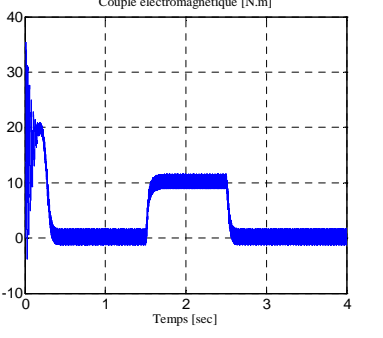
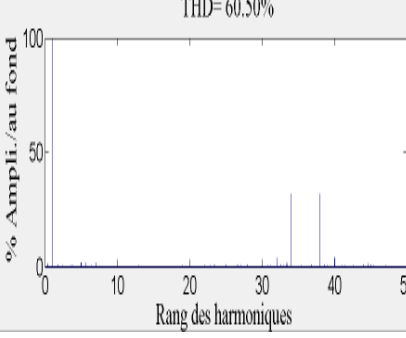
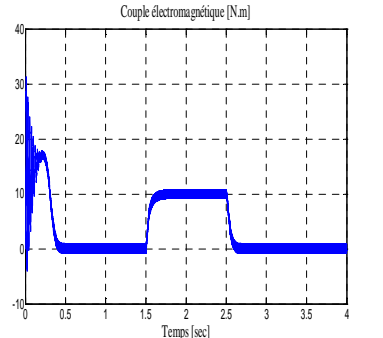
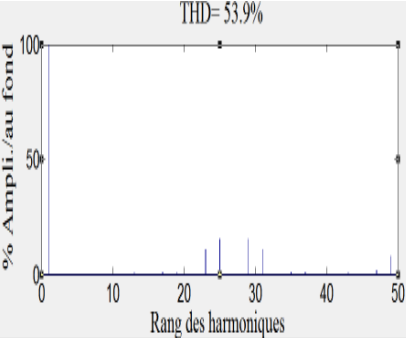
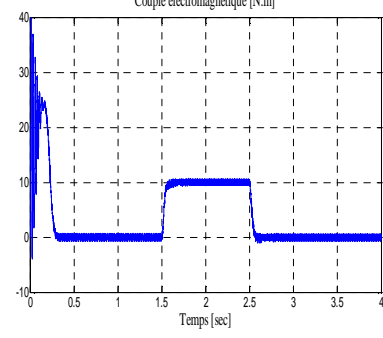
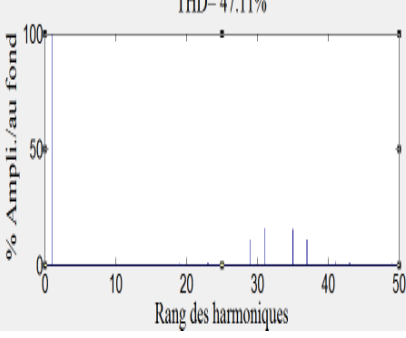
Stratégie	Couple électromagnétique	ΔC_{em}	Analyse spectrale de V_a
MLI à hystérésis		5.53N.m	
MLI triangulo-sinusoidale		3.5 N.m	
MLI vectorielle		2.5 N.m	
SHEPWM-ANN		2.27 N.m	

Tableau.2.2 Comparaison des résultats obtenus du couple pour différentes stratégies

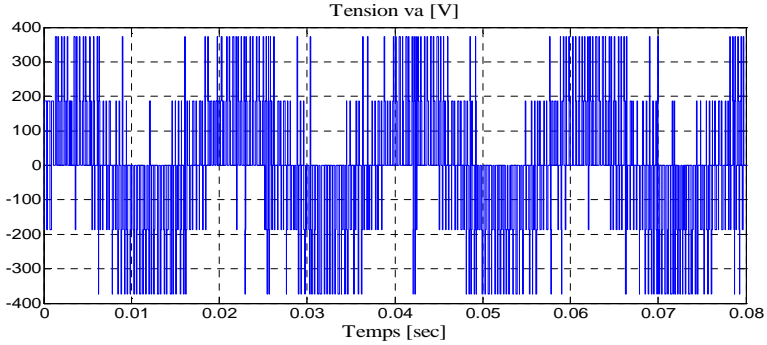
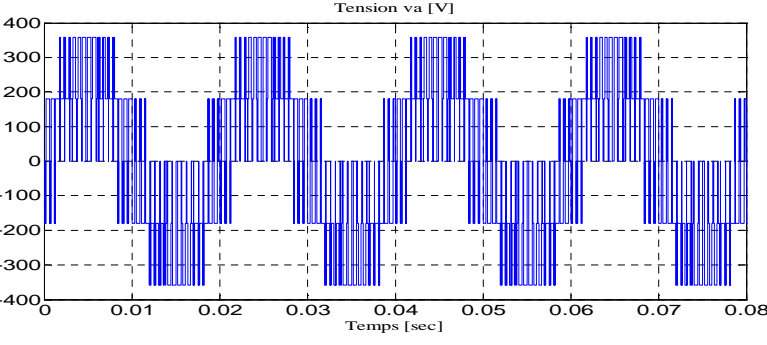
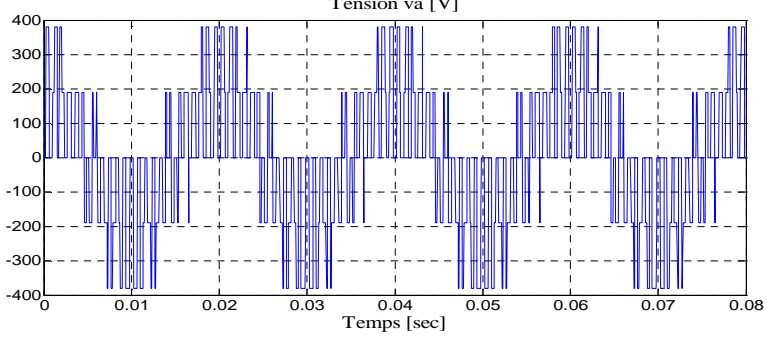
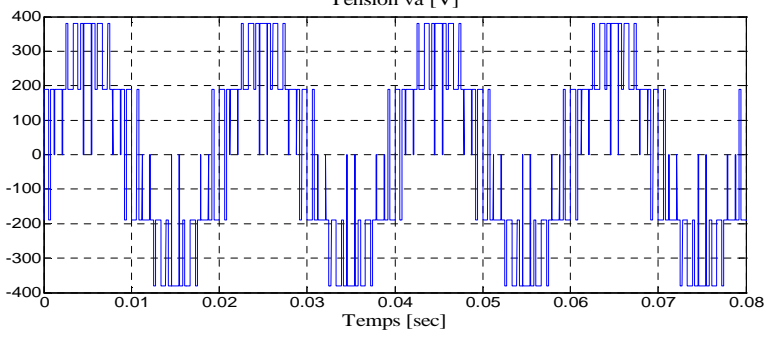
Stratégie	Tension V_a [V]
<p>MLI à hystérésis</p>	
<p>MLI triangulo-sinusoidale</p>	
<p>MLI vectorielle</p>	
<p>SHEPWM-ANN</p>	

Tableau.2.3 Comparaison des résultats obtenus de la tension pour différentes stratégies

2.5.1 Résultats des simulations et interprétation

Les figures (2.17), (2.18), (2.19) et (2.20) illustrent les résultats obtenus, les conditions de simulation sont les mêmes que précédemment.

De l'analyse des résultats obtenus, il ressort que :

Les courbes ont des allures similaires à celles obtenues sous l'alimentation directe par le réseau triphasé, avec une présence remarquable des pulsations dans la réponse du couple électromagnétique liée aux harmoniques injectés par l'onduleur. Toutefois pour les simulations réalisées on note que les régimes transitoires sont légèrement supérieurs dans le cas de l'emploi du convertisseur.

L'examen des résultats illustrés respectivement par le tableau.2.2 et le tableau.2.3 montre que la stratégie SHEPWM-ANN permet d'agir sur le taux d'harmoniques avec une précision accrue, c'est-à-dire avec une réduction notable du contenu harmonique des signaux de sortie qui la rend particulièrement intéressante, ainsi elle réduit le nombre d'angles de commutation par période, d'où la réduction des pertes de commutation aux bornes des interrupteurs. Ceci a l'avantage d'augmenter leur durée de vie.

Au regard des résultats obtenus nous pouvons conclure que la technique de commande de l'onduleur dite SHEPWM-ANN sera retenue et exploitée dans la suite de notre travail.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a procédé dans un premier temps à la modélisation du système onduleur-machine asynchrone. Par la suite, on a fait une simulation de ce système en utilisant les différents techniques de commande de l'onduleur à savoir : la commande par hystérésis, la commande MLI triangulo-sinusoidale, la commande par MLI vectorielle et la commande basée sur la stratégie d'élimination d'harmoniques par réseaux de neurones. D'après les résultats de simulation obtenus, on peut conclure que la technique d'élimination des harmoniques apporte une amélioration perceptible dans la tension de sortie de l'onduleur et dans les performances du moteur qu'elle alimente par rapport aux techniques citées précédemment. Afin d'obtenir de grandes performances dynamiques de la machine en boucle fermée, on adoptera la commande vectorielle à flux orienté qui sera détaillée dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 3

**Commande vectorielle du MAS avec
réglage optimal de la vitesse**

3.1 Introduction

La machine asynchrone dont le rotor ne tourne pas à la vitesse du champ tournant ayant une seule entrée électrique au stator, pose des problèmes difficiles pour sa commande. la communauté scientifique et industrielle a imaginé bien des méthodes de commande afin de pouvoir la contrôler en couple, en vitesse ou en position .Les méthodes scalaires sont très utilisées pour leurs simplicité de mise en œuvre .Seulement elle ont un inconvénient majeur du fait qu'elle ne peuvent pas garantir un couple à l'arrêt [15,65] .Depuis, l'apparition de la commande vectorielle avec les travaux de Blaschke ,elle n'a cessé d'intéresser les chercheurs dans le domaine des entrainements électriques à vitesse variable .Elle est devenue la référence universelle et industrielles pour le contrôle du couple et de la vitesse des moteurs à induction. De nombreux travaux de recherche ont été effectué dans ce domaine [15,66,67].Les avantages de la commande vectorielle sont nombreuse : une réponse rapide du couple, une grande plage de charge en régime permanent. La machine asynchrone est alors commandée comme une machine à excitation séparée [68].

Dans ce chapitre, nous procéderons à la présentation de la commande vectorielle directe avec différents régulateurs de vitesse (PI, PI-AGs ,PI-PSO,MG,MGF) appliquée à un MAS.

3.2 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle nommée aussi commande par orientation du flux, développée par Blaschke au début des années 70 est actuellement la stratégie de commande la plus élaborée pour les machines asynchrones. L'idée fondamentale de Blaschke fut de mettre au point une commande permettant de ramener le comportement de la machine asynchrone semblable à celui de la machine à courant continu. Ainsi le principe de la commande vectorielle se base sur un modèle évolué de la machine asynchrone .Ce modèle est construit à partir de la transformation mathématique des grandeurs qui contribuent à la génération du couple électromagnétique et du flux de la machine [2,48].

Trois choix d'orientation du flux sont possibles :

- Orientation du flux rotorique : $\phi_{rd} = \phi_r$ et $\phi_{rq} = 0$.
- Orientation du flux statorique : $\phi_{sd} = \phi_s$ et $\phi_{sq} = 0$.
- Orientation du flux d'entrefer : $\phi_{md} = \phi_m$ et $\phi_{mq} = 0$.

Dans notre travail nous avons opté pour l'orientation du flux rotorique. On se place dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant avec orientation du flux rotorique sur l'axe (d), comme illustré à la Fig.3.1 .Ce choix se justifie par le fait que la commande vectorielle à orientation

du flux rotorique permet d'éliminer l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donne de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer. Par conséquent, ceci permet de commander le flux de la machine avec un courant i_{sd} qui est équivalent au courant inducteur de la machine à courant continu. A condition de travailler à flux constant, un courant orthogonal i_{sq} permet de contrôler le couple électromagnétique correspondant au courant induit de la machine à courant continu [2,14,15, 48,54].

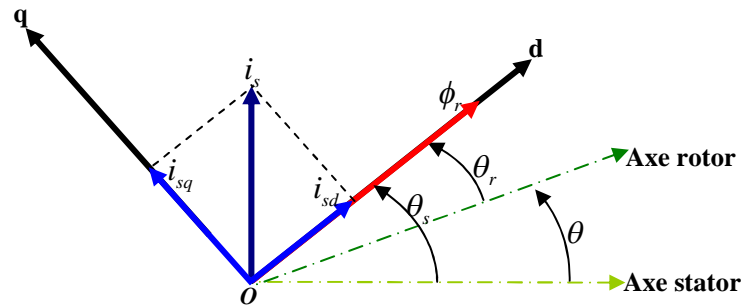


Fig.3.1 Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation du flux rotorique

En imposant $\phi_{rq} = 0$, les équations de la machine asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\phi_r = \phi_{rd} \tag{3.1}$$

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \tag{3.2}$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \tag{3.3}$$

$$T_r \frac{d\phi_{rd}}{dt} + \phi_{rd} = L_m i_{sd} \tag{3.4}$$

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r \phi_{rd}} i_{sq} \tag{3.5}$$

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \phi_{rd} i_{sq} \tag{3.6}$$

Il existe des méthodes de commande vectorielle indirecte et directe :

Dans la commande vectorielle indirecte, l'angle de Park θ_s est calculée à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r . Par contre dans la commande vectorielle directe, l'angle de Park est calculée directement à l'aide des grandeurs mesurée [1, 15,48]. Dans la suite de cette étude, la commande vectorielle directe va être présentée.

3.3 Commande vectorielle directe (DFOC)

La connaissance du module et de la phase du flux rotorique est exigée dans ce type de contrôle. Une première méthode consiste à mesurer directement le flux rotorique de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Seulement ce choix se traduit non seulement par un coût prohibitif mais aussi par une fragilisation de la machine, perdant ainsi un de ses intérêts qui est sa robustesse. Pour cette raison qu'on utilise une deuxième méthode qui consiste à faire appel à des méthodes dynamiques qui nous permettent l'estimation à partir des grandeurs qui sont facilement mesurables telle que les courants, les tensions et la vitesse de rotation [48,69].

Les expressions obtenues par les équations (3.2) et (3.3) peuvent être exploitées pour réaliser la commande vectorielle à flux rotorique orienté des machines asynchrones alimentées en tension, cependant les tensions V_{sd} et V_{sq} influent à la fois sur i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple, comme indiqué par la Fig.3.2.

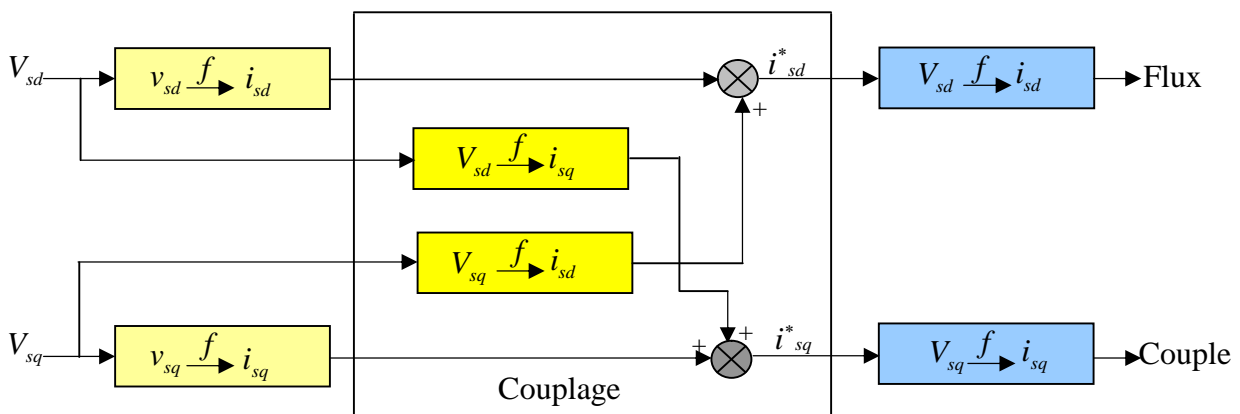


Fig.3.2 Description de couplage

Afin d'éviter le couplage qui existe entre les expressions des équations (3.2) et (3.3), on fait appel à une méthode de compensation qui consiste à faire la régulation en négligeant les termes de couplage. Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs du courant dans le but d'obtenir les tensions de référence V_{sd}^* et V_{sq}^* . Les tensions de référence ainsi que les tensions de couplage sont exprimés comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd}^r = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \\ V_{sq}^r = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (3.7)$$

$$\begin{cases} V_{sd}^c = -\sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} \\ V_{sq}^c = \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{sd} \end{cases} \quad (3.8)$$

Avec

$$\begin{cases} V_{sd}^* = V_{sd}^r + V_{sd}^c \\ V_{sq}^* = V_{sq}^r + V_{sq}^c \end{cases} \quad (3.9)$$

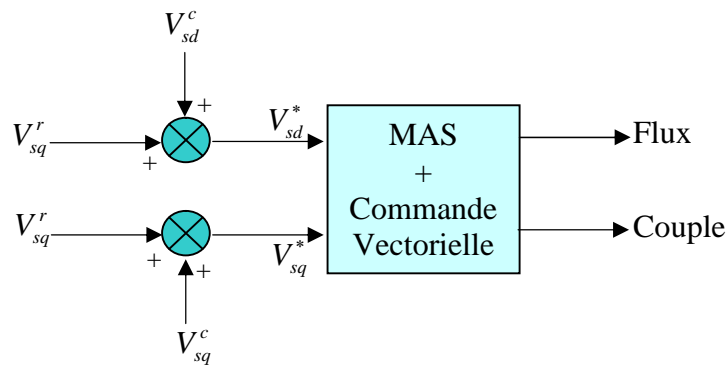


Fig.3.3 Reconstitution des tensions V_{sd}^* et V_{sq}^*

3.3.1. Reconstitution du flux rotorique et pulsation statorique

La bonne connaissance des grandeurs d'état est nécessaire pour le contrôle de la MAS, pour cela nous utilisons les estimateurs de flux et de pulsation statorique.

L'équation (3.4) permet d'estimer le flux ϕ_r :

$$\hat{\phi}_r = \frac{L_m}{1 + T_r s} i_{sd} \quad (3.10)$$

La pulsation statorique $\hat{\omega}_s$ nécessaire pour la transformation de Park est calculée par l'expression ci-dessous :

$$\hat{\omega}_s = \omega + \frac{L_m}{\hat{\phi}_r} \frac{i_{sq}}{R_r} \quad (3.11)$$

Nous avons :

$$\hat{\theta}_s = \frac{1}{s} \omega_s \quad (3.12)$$

La Fig.3.4 représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone commandé par une commande vectorielle directe.

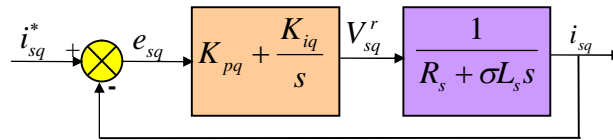


Fig.3.5 Schéma fonctionnel de la régulation de courant i_{sq}

La fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$\frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = \frac{(K_{pq}s + K_{iq}) \frac{1}{\sigma L_s}}{s^2 + \frac{R_s + K_{pq}}{\sigma L_s} s + \frac{K_{iq}}{\sigma L_s}} \quad (3.14)$$

L'équation caractéristique est du deuxième ordre, donc en imposant deux pôles complexes conjugués à partie réelle négative $s_{1,2} = \rho_q(-1 \pm j)$, on obtient:

$$P(s) = s^2 + 2\rho_q s + 2\rho_q^2 \quad (3.15)$$

Par identification, on obtient les paramètres du régulateur du courant i_{sq} :

$$\begin{cases} K_{pq} = 2\sigma L_s \rho_q - R_s \\ K_{iq} = 2\sigma L_s \rho_q^2 \end{cases} \quad (3.16)$$

3.3.2.2 Régulateur du courant i_{sd}

Les mêmes calculs effectués pour dimensionner le régulateur du courant i_{sq} sont appliqués à ce régulateur. Si on impose la même dynamique en boucle fermée, les coefficients K_{pd} et K_{id} seront identiques à ceux du régulateur du courant i_{sq} .

Les paramètres du régulateur PI sont alors :

$$\begin{cases} K_{pd} = 2\sigma L_s \rho_d - R_s \\ K_{id} = 2\sigma L_s \rho_d^2 \end{cases} \quad (3.17)$$

3.3.2.3 Régulateur du flux

Pour assurer un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale lors des changements de vitesse ou application des charges additives. D'après l'équation (3.10), on obtient :

$$\frac{\phi_r}{i_{sd}} = \frac{L_m}{1 + \frac{L_r}{R_r} s} \quad (3.18)$$

L'utilisation d'un régulateur proportionnel- intégral donne le schéma en boucle fermée illustré à la Fig.3.6.

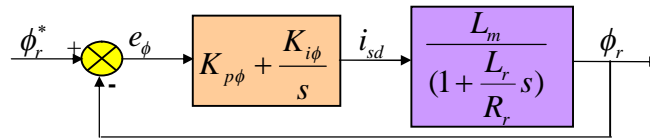


Fig.3.6 Schéma fonctionnel de la régulation du flux

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{(K_{p\phi}s + K_{i\phi}) \frac{L_m R_r}{L_r}}{s^2 + \frac{R_r}{L_r}(1 + L_m K_{p\phi})s + \frac{R_r L_m K_{i\phi}}{L_r}} \quad (3.19)$$

De la même manière, en imposant deux pôles complexes conjugués $s_{1,2} = \rho_\phi(-1 \pm j)$ l'équation caractéristique devient :

$$P(s) = s^2 + 2\rho_\phi s + 2\rho_\phi^2 \quad (3.20)$$

Par identification, on obtient les paramètres du régulateur du flux ϕ_r :

$$\begin{cases} K_{p\phi} = \frac{2L_r \rho_\phi - R_r}{R_r L_m} \\ K_{i\phi} = \frac{2\sigma L_r \rho_\phi^2}{R_r L_m} \end{cases} \quad (3.21)$$

3.3.2.4 Régulateur de vitesse

La régulation de vitesse contient habituellement deux étages : le premier comprend la boucle de régulation du courant i_{sq} et le second est la boucle de régulation de vitesse [23,24] .

L'équation mécanique donne :

$$\frac{\omega}{C_{em}} = \frac{P}{f_c + Js} \quad (3.22)$$

Le schéma bloc de régulation de la vitesse est indiqué par la Fig.3.7 .

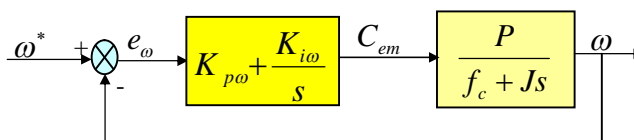


Fig.3.7 Schéma bloc de la régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{(K_{p\omega}s + K_{i\omega}) \frac{P}{J}}{s^2 + \frac{f_c + K_{p\omega}P}{L_r}s + \frac{K_{i\omega}}{J}} \quad (3.23)$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est :

$$P(s) = s^2 + \frac{f_c + K_{p\omega}P}{J}s + \frac{K_{i\omega}P}{J} = 0 \quad (3.24)$$

Par imposition de deux pôles complexes conjugués ($s_{1,2} = \rho_\omega(-1 \pm j)$) en boucle fermée et par identification, on obtient les paramètres du régulateur PI de vitesse :

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \frac{2\rho_\omega J - f_c}{P} \\ K_{i\omega} = \frac{2\rho_\omega^2 J}{P} \end{cases} \quad (3.25)$$

Le flux de référence est calculé à partir de la vitesse de rotation, il correspond à sa valeur nominale pour une plage de vitesses inférieures à la vitesse nominale et au delà de cette zone on procède au défluxage du moteur asynchrone de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures.

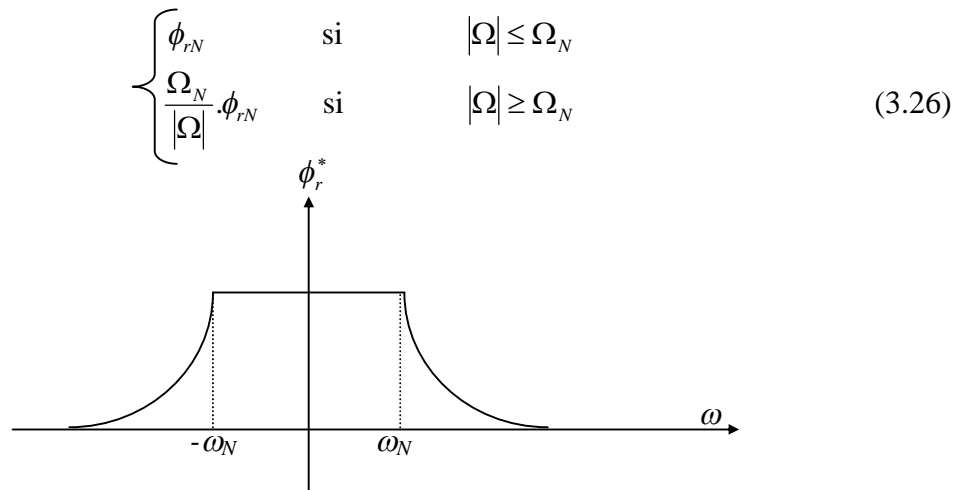


Fig.3.8 ϕ_r^* en fonction de ω

Les paramètres des contrôleurs PI utilisés dans cette étude sont représentés par le tableau ci-dessous :

Boucle de régulation	K_i	K_p
Vitesse	7.93	0.495
Flux	142.90	5.05
Courant	1.39	24.03

Tableau.3.1 Paramètres des contrôleurs PI utilisés

3.4 Conception du contrôleur PI par les méthodes d'optimisation

La conception du contrôleur PI exige la spécification de deux paramètres : gain proportionnel (K_p) et le gain intégral (K_i). De nombreuses méthodes de réglage d'un PI ont été décrites dans la littérature, les plus utilisés sont [70, 71, 72,73] :

- Méthode basée sur le lieu des racines ;
- Méthode Zigler-Nichols ;
- Méthode de Kitomori .

Dans les cas cités ci-dessus, les paramètres du contrôleur PI sont obtenus pour un point de fonctionnement où le modèle peut être considéré linéaire. Ce qui implique qu'il y a un réglage sous-optimal lorsque le système fonctionne hors la zone valide du modèle linéaire. Afin de surmonter cet inconvénient, on peut utiliser une procédure d'optimisation pour mieux dimensionner ce type de contrôleur. Cette technique permet de régler les paramètres du contrôleur PI en prenant en considération toutes les non linéarités et les caractéristiques supplémentaires du processus.

Dans ce travail, les techniques d'optimisation AGs et PSO décrites au chapitre 1, vont être utilisées pour le dimensionnement du contrôleur PI.

La fonction de transfert du régulateur PI est la suivante :

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.27)$$

L'objectif de l'utilisation des techniques d'optimisation citées ci-dessus, est de déterminer les valeurs de K_p et K_i en tenant compte de la réponse du système à régler, les performances dynamiques souhaitées, les temps de réponse, et l'erreur statique nulle. Pour l'utilisation des techniques d'optimisation dans la conception des contrôleurs, il est nécessaire d'introduire toutes les spécifications dans la fonction objective dont les deux techniques (AGs, PSO) doivent minimiser.

3.4.1 Application des algorithmes génétiques dans la conception du contrôleur PI

Les algorithmes génétiques (en abrégé AGs) sont les méthodes d'exploration de l'ensemble de solutions d'un problème utilisant les mêmes mécanismes que ceux intervenant dans la sélection naturelle. Ils sont utilisés principalement dans les domaines de l'optimisation et de l'apprentissage. Le parallélisme implicite et l'exploration globale de l'espace des solutions sont les deux principaux avantages des Algorithmes Génétiques.

Le schéma de principe de l'optimisation du contrôleur PI par AGs est illustré par la Fig.3.9.

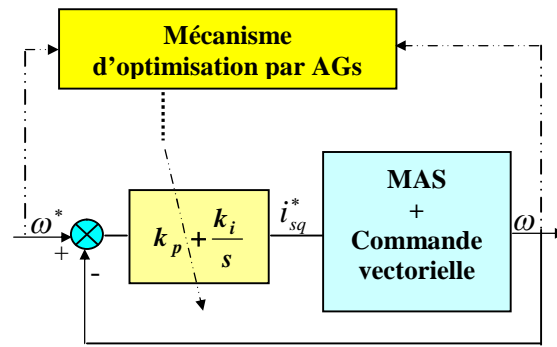


Fig.3.9 Structure de la technique d'optimisation du PI par AGs

La fonction objective utilisée est la suivante [74] :

$$\text{Fitness} = \int_0^{t_{sim}} e^2(t).dt = \int_0^{t_{sim}} (\omega^*(t) - \omega(t))^2 .dt \quad (3.28)$$

Nous définissons un chromosome composé d'un ensemble de paramètres qui représentent le gain proportionnel (K_p) et le gain intégral (K_i), comme illustré à la Fig.3.10.

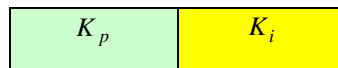


Fig.3.10. Présentation de la structure du chromosome.

L'optimisation du contrôleur PI par l'AG peut être résumée comme suit [75, 76,77] :

1. Générer une population initiale des solutions qui constitue la première génération (P (0)) ;
2. Evaluer (P (0)) ;
 - a) Prendre chaque chromosome de la population et ensuite l'introduire dans le contrôleur PI ;
 - b) Appliquer le contrôleur PI dans le système à contrôler ;
 - c) Evaluer le comportement du système contrôlé en produisant un indice de performance ;
- 3) Tant que les conditions de terminaisons de l'AG ne sont pas atteintes ;
 - a) Créer une nouvelle génération (P (t+1)) en appliquant les opérations d'évaluation (sélection, croisement et mutation) aux individus dans (P (t)) ;
 - b) Evaluer (P (t+1))
 - c) t=t+1
- 4) Fin

Les paramètres de l'AGs choisis pour l'optimisation du contrôleur PI sont :

- Population initiale=40 ;
- Probabilité de mutation=0.05 ;
- Nombre maximale de génération=100 ;
- Probabilité de croisement=0.8 ;
- Tolérance 10^{-6} .

Les paramètres du contrôleur de vitesse PI obtenus après la procédure d’optimisation par la technique des AGs sont représentés par le tableau ci-dessous.

k_i	k_p
9.75	0.90

Tableau.3.2 Paramètres optimisés par la technique AGs

3.4.2 Application de la technique PSO dans la conception du contrôleur PI

L’optimisation par essaim de particule (PSO) est une technique évolutionnaire qui utilise une population de solution candidates pour développer une solution optimale au problème. Le degré d’optimalité est mesuré par une fonction fitness [78]. PSO est inspirée par le comportement collectif et l’intelligence émergente qui existent dans les sociétés à population organisée. Contrairement aux autres techniques d’optimisation stochastique, PSO n’a aucun opérateur d’évolution tel que croisement et mutation.

Dans cette étude, nous utilisons la technique PSO comme seconde alternative pour le dimensionnement du contrôleur PI. Pour la mise en œuvre informatique du processus d’optimisation, nous exploitons les équations (1.29) et (1.30) décrivant le mouvement des particules, avec l’intégration des PSO dans le schéma fonctionnel de la commande vectorielle directe.

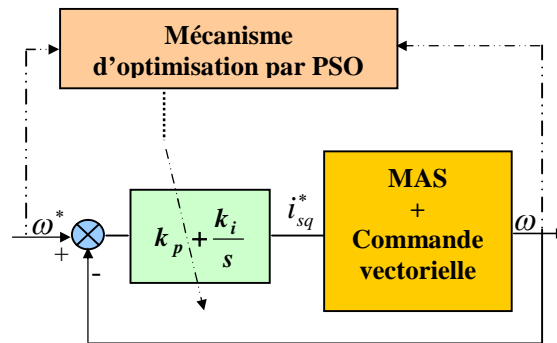


Fig.3.11 Structure de la technique d’optimisation du PI par PSO

La fonction objective utilisée est la même utilisée précédemment .Dans ce cas, le bloc de la fonction objective est utilisé pour évaluer les performances du PI en minimisant cette fonction. L’implémentation des PSO a été effectué en se référent à l’organigramme d’optimisation par PSO illustré à la Fig.1.20. Dans notre étude on prend un groupe (swarm) composé de 5 particules et chaque particule contient deux composantes (K_p, K_i), le nombre d’itération est fixé à 10.

Les paramètres du contrôleur de vitesse PI obtenus après la procédure d'optimisation par la technique PSO sont représentés par le tableau ci-dessous.

k_i	k_p
10.95	0.355

Tableau.3.3 Paramètres optimisés par la technique PSO

3.5 Réglage de vitesse de la MAS par un contrôleur à mode glissant

3.5.1 Commande par mode glissant

Etant un cas particulier de la commande à structure variable, la commande par mode glissant (CMG) a été largement utilisée dans la littérature. Ce succès est dû à sa simplicité de mise en œuvre et sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes. Il s'agit de définir d'abord une surface dite de glissement qui représente la dynamique désirée, puis synthétiser une loi de commande qui doit agir sur le système en deux phases. Dans la première, on force le système à rejoindre cette surface, et dans la seconde phase on doit assurer le maintien et le glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase [79,80].

3.5.2 Conception de la commande par mode glissant de la MAS

La conception de la commande par mode glissant passe par trois étapes principales comme indiqué ci-dessous :

- Le choix de la surface de glissement.
- L'établissement des conditions d'existence.
- Synthèse de la loi de commande du mode glissant.

3.5.2.1 Choix de la surface de glissement

Le système non linéaire est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = A(x,t).x + B(x,t).u \tag{3.29}$$

Le choix des surfaces de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire des surfaces mais également leurs formes en fonction de l'application et l'objectif visé. En générale, pour un système défini par l'équation d'état ci-dessus, JJ.SLOTINE propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable $x(t)$ vers sa valeur désirée $x_d(t)$ telle que [24,51] :

$$S(x,t) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} .e(x) \quad (3.30)$$

Avec :

λ : Une constante positive.

r : le degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande

$e(x)$: L'erreur sur la variable à régler.

L'erreur sur la variable d'état est définis par :

$$e(x) = x_d(t) - x(t) \quad (3.31)$$

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$.

3.5.2.2 Condition d'existence et de convergence

Les conditions de convergence et d'existence sont des critères qui garantissent les trajectoires du système et tendent vers $S = 0$ indépendamment des perturbations. Il y a deux considérations correspondantes au mode de convergence de l'état du système.

a) Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence. Elle consiste à donner à la surface une trajectoire de convergence vers le zéro. Elle est donnée par [24,68] :

$$\dot{S}(x,t) > 0 \text{ et } S(x,t) < 0 \quad (3.32)$$

$$\dot{S}(x,t) < 0 \text{ et } S(x,t) > 0 \quad (3.33)$$

Les deux équations citées ci-dessus, peuvent être reformulées de la manière suivante :

$$\dot{S}(x,t).S(x,t) < 0 \quad (3.34)$$

b) Fonction de Lyapunov

Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit [24, 51, 68,81] :

$$V(x) = \frac{1}{2}.S(x)^2 \quad (3.35)$$

Avec $V(x)$ est une fonction scalaire positive.

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x).\dot{S}(x) \quad (3.36)$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci n'est vérifié que si que si la condition (3.34) est vérifiée.

La figure suivante illustre la convergence vers le mode de glissement pour un système du 2^{ème} ordre.

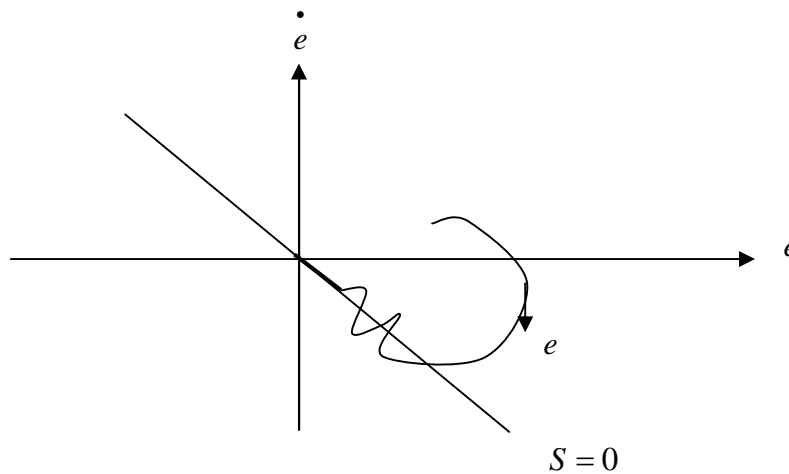


Fig3.12 Vecteur d'état d'erreur dans le mode du glissement

3.5.2.3 Synthèse de la loi de commande du mode glissant

Une fois la surface de glissement choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est composée de deux termes, le premier concernant la linéarisation exacte et le deuxième concernant la stabilisation tel que :

$$u = u_{eq} + u_n \tag{3.37}$$

u_{eq} est nommée commande équivalente qui a comme objectif la compensation des dynamiques indésirables, elle est utilisée quand le système entre dans le mode de glissement. Cette commande est déduite en posant la condition ci-dessous :

$$S(x,t) = 0 \tag{3.38}$$

La commande u_n est déterminée afin de vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle.

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \tag{3.39}$$

Par substitution nous obtenons :

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x} [A(x,t)x + B(x,t)u_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)u_n \tag{3.40}$$

Sachant que la surface est nulle pendant le mode de glissement et le régime permanent, la dérivée et la partie discontinue u_n sont aussi nulles :

$$\begin{cases} u_n = 0 \\ \dot{S}(x,t) = 0 \end{cases} \quad (3.41)$$

Ainsi l'expression de la commande équivalente peut être exprimée comme suit :

$$u_{eq} = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)\right)^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot A(x,t) \quad (3.42)$$

Avec : $\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \neq 0$

Durant le mode convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivé de la surface :

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) u_n \quad (3.43)$$

Ainsi, la condition d'attractivité exprimée par (3.36) devient :

$$S(x,t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) u_n < 0 \quad (3.44)$$

La plus simple forme que peut prendre la commande discontinue u_n est la suivante :

$$u_n = K \text{sign}(S(x,t)) \quad (3.45)$$

Où la fonction $\text{sign}(S(x,t))$ est définie comme suit :

$$\text{sign}(S(x,t)) = \begin{cases} -1 & \text{si } S(x,t) < 0 \\ 1 & \text{si } S(x,t) > 0 \end{cases} \quad (3.46)$$

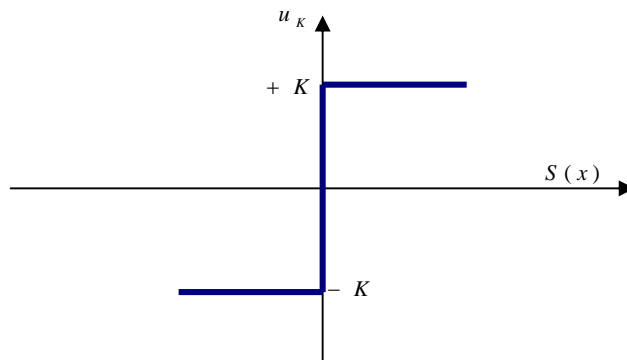


Fig.3.13. Définition de la fonction ‘sign’

L'utilisation de la fonction ‘sign’ signifie que la commande u_n commute entre deux valeurs $\pm K$ avec une fréquence théoriquement infinie causant un phénomène appelé ‘Chattering’. Pour surmonter cet inconvénient il suffit d'introduire une couche limite autour

de la surface de glissement ($S=0$) avec un seuil de 2ϕ . La figure ci-dessous représente la couche limite en mode glissement [48,69,70].

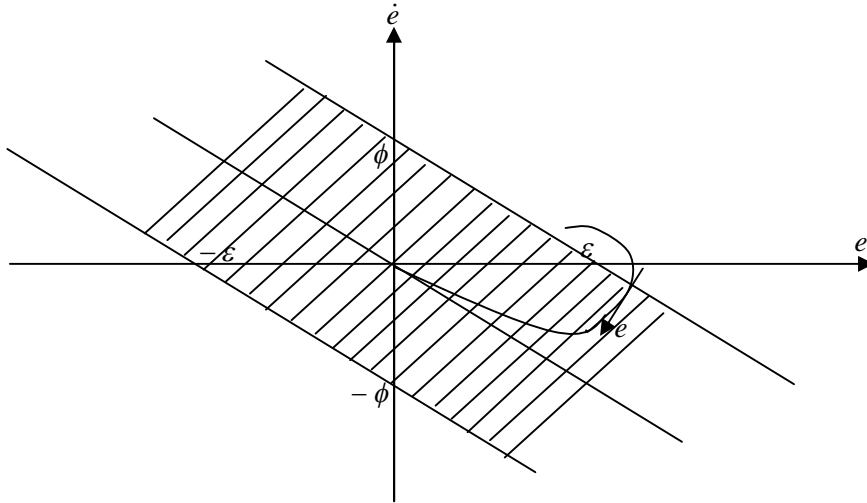


Fig.3.14 Mode de glissement avec une couche limite

Alors 'e' est dans la couche limite si $|S| < \phi$, et hors de la couche limite si $|S| > \phi$.

Si la couche limite est incorporée dans la commande u_n , on obtient :

$$u_n = k \cdot \text{sat}\left(\frac{S}{\phi}\right) \quad (3.47)$$

La fonction de saturation "sat" est définie comme suit :

$$\text{sat}\left(\frac{S}{\phi}\right) = \begin{cases} \frac{S}{\phi} & \text{si } \left|\frac{S}{\phi}\right| < 1 \\ \text{sign}\left(\frac{S}{\phi}\right) & \text{si } \left|\frac{S}{\phi}\right| > 1 \end{cases} \quad (3.48)$$

3.5.3 Surface de régulation de la vitesse

Le degré relatif est pris égal à 1, ainsi la surface a pour forme

$$S(\omega) = \omega^* - \omega \quad (3.49)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\omega) = \dot{\omega}^* - \dot{\omega} \quad (3.50)$$

En tenant compte de l'expression (2.46) de la vitesse ω et de l'orientation du flux rotorique sur l'axe d, l'équation (3.50) devient:

$$\dot{S}(\omega) = \dot{\omega}^* - \left(\frac{P^2 L_m \phi_r^*}{J L_r} i_{sq} - \frac{f_c}{J} \omega - \frac{P}{J} C_r \right) \quad (3.51)$$

En remplaçant le courant i_{sq} par le courant de commande i_{sq}^* . Il en résulte que la commande apparaît explicitement dans la dérivée de la surface.

Le courant i_{sq}^* se compose de i_{sqeq} et i_{sqn} .

$$i_{sq}^* = i_{sqeq} + i_{sqn} \quad (3.52)$$

La dérivée de la surface devient alors :

$$\dot{S}(\omega) = \dot{\omega}^* - \left(\frac{P^2 L_m \phi_r^*}{J L_r} i_{sqeq} + \frac{P^2 L_m \phi_r^*}{J L_r} i_{sqn} - \frac{f_c}{J} \omega - \frac{P}{J} C_r \right) \quad (3.53)$$

La détermination de i_{sqeq} et i_{sqn} se fait de la manière suivante :

- Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$S(\omega) = 0$, ceci implique que $\dot{S}(\omega) = 0$ et $i_{sqn} = 0$, d'où nous tirons la grandeur de commande équivalente :

$$i_{sqeq} = \frac{J L_r}{P^2 L_m \phi_r^*} \left(\dot{\omega}^* - \frac{f}{J} \omega - \frac{P}{J} C_r \right) \quad (3.54)$$

- Durant le mode de convergence, il faut vérifier la condition ci-dessous :

$$S(\omega) \cdot \dot{S}(\omega) < 0$$

En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'expression de la dérivée de la surface nous obtenons :

$$\dot{S}(\omega) = - \left(\frac{P^2 L_m \phi_r^*}{J L_r} i_{sqn} \right) \quad (3.55)$$

En choisissant la forme de commande discontinue, nous posons donc :

$$i_{sqn} = K_{iq} \text{sign}(S(\omega)) \quad (3.56)$$

Afin de vérifier la condition de stabilité, le paramètre K_{iq} doit être positif.

Le schéma de principe de la régulation de vitesse par mode glissant est illustré par la figure ci-dessous.

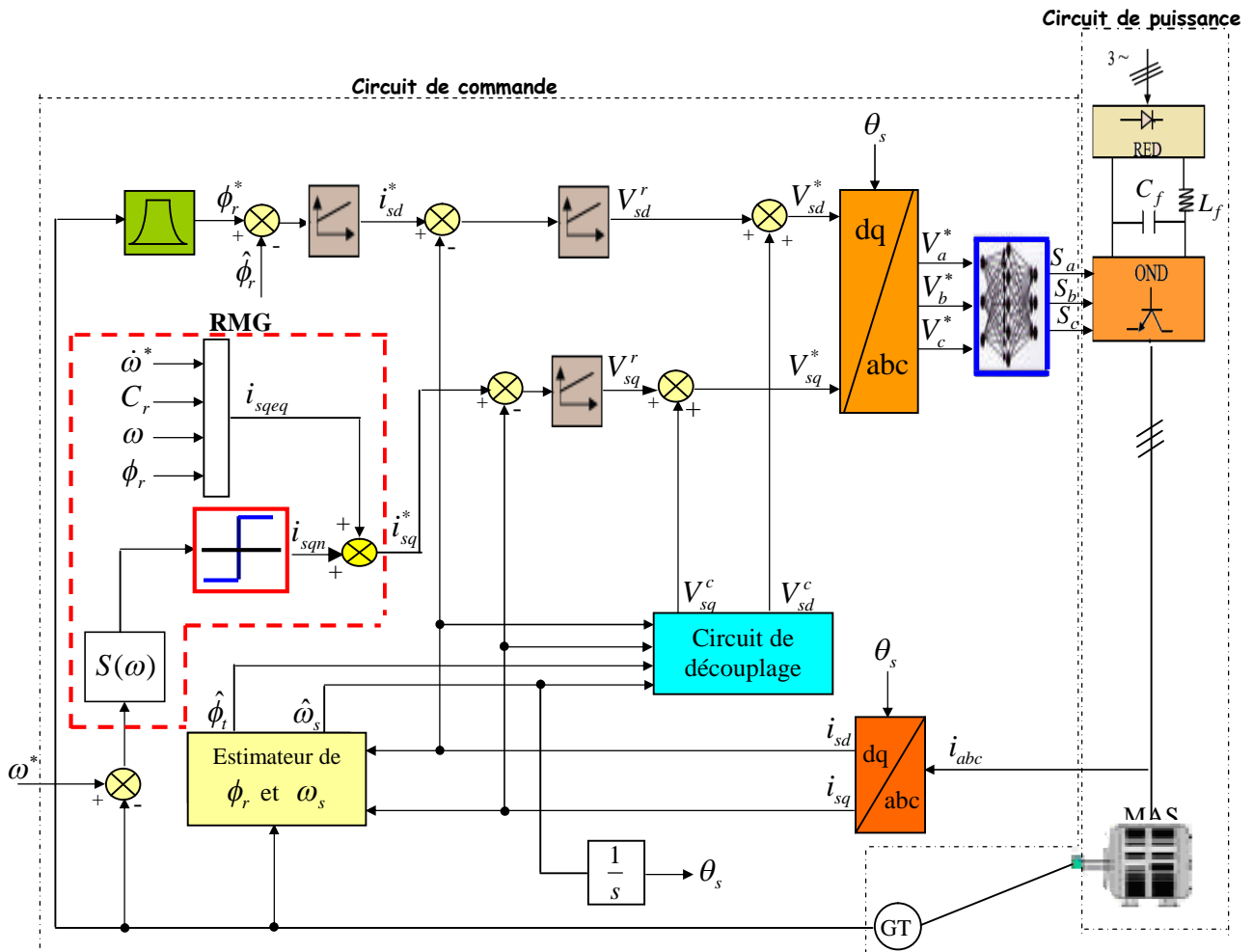


Fig.3.15 Schéma de principe de la commande par un régulateur à mode glissant

3.6 Commande par mode glissement flou de la MAS

La commande par mode glissant est connue par sa robustesse et ses performances accrues. Cependant, l'inconvénient majeur de cette technique est le phénomène de chattering. Plusieurs solutions permettant de résoudre ce problème, telle que les fonctions adoucies, le mode glissant flou et le flou glissant, ont été développées. Après synthèse, nous avons opté pour le mode glissant flou pour réduire le phénomène de chattering et d'améliorer les performances du contrôle de la MAS. L'idée de base de cette approche est la combinaison entre la logique floue et le contrôle à mode de glissement. Le contrôleur issu de cette combinaison présente la même structure que le contrôleur à mode glissant décrit précédemment à l'exception du deuxième terme u_n qui sera remplacé par un contrôleur flou.

Pour cela, le terme de commande u_n décrit par l'équation (3.47) est remplacé par un contrôleur flou (FLC) composé d'une entrée et une sortie :

- ✓ L'entrée du FLC est $S(\omega)$.

✓ La sortie du FLC est i_{sqn} .

Les fonctions d'appartenance de la sortie et de l'entrée du contrôleur flou sont représentées par la figure ci-dessous.

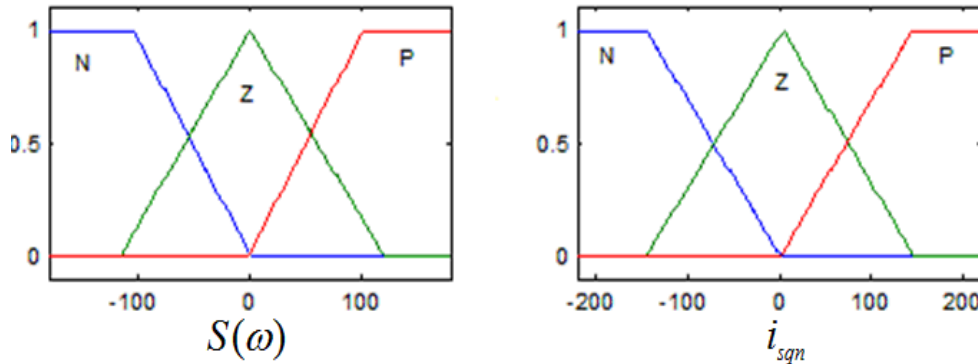


Fig.3.16. Les sous-ensembles flous de l'entrée $S(\omega)$ et la sortie i_{sqn}

La base de règles du FLC sert à établir la liaison entre $S(\omega)$ et i_{sqn} . Ceci, est interprété par des règles de la forme (si ... Alors) :

R1 : si $S(\omega)$ est N Alors i_{sqn} est N

R2 : si $S(\omega)$ est P Alors i_{sqn} est P

R3 : si $S(\omega)$ est Z Alors i_{sqn} est Z

Avec :

N : négative,

P : positive,

Z : zéro,

La base de règle de notre contrôleur flou est illustrée dans le tableau suivant :

S	P	Z	N
i_{sqn}	P	Z	N

Tableau.3.4 Base de règle du FLC

Le résultat de déffuzzification de la sortie u_n pour une entrée S, est représenté par la figure ci-dessous :

3.7 Résultats de simulation de la commande vectorielle directe

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une MAS alimentée par un onduleur de tension commandé par la stratégie d'élimination d'harmoniques par réseaux de neurones et piloté par une commande vectorielle directe (CVD) dont la vitesse est contrôlée successivement par : PI, PI_AGs, PI_PSO, MG et MGF.

Les simulations réalisées ont pour objets :

- Démarrage direct du système à vide avec une consigne de 150 rad/sec suivi d'une application brusque d'une charge nominale (10 N.m) à l'instant $t=1$ sec et sa suppression à l'instant $t=2$ sec.
- Démarrage direct du système à vide pour une consigne de vitesse à 150 rad/sec suivi d'une inversion du sens de rotation à l'instant $t= 2$ sec (-150 rad/sec).
- Réponse à une référence rampe.

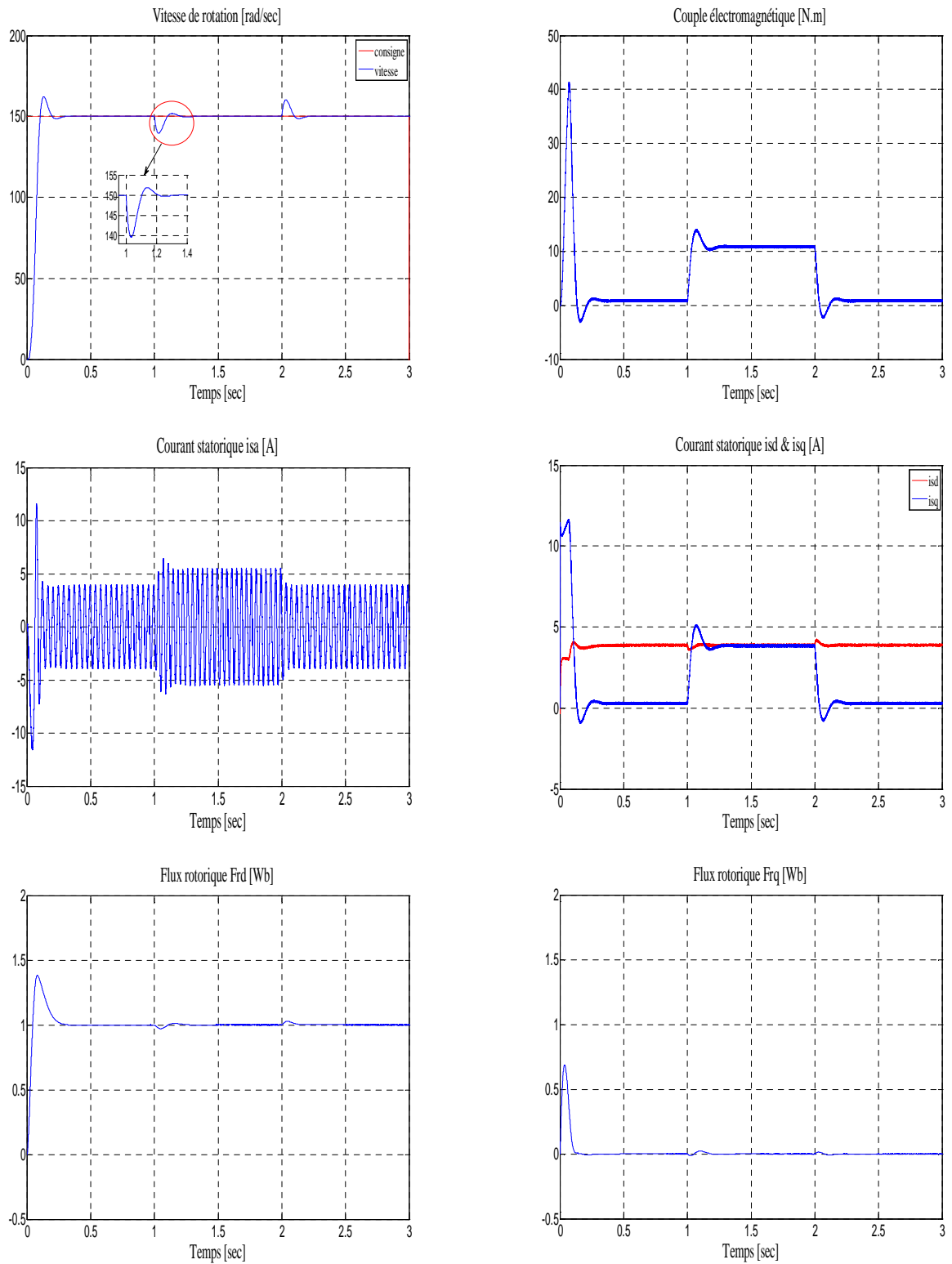


Fig.3.19. Résultat de simulation de CVD avec un régulateur **PI** classique lors du démarrage à vide suivi d'une application d'une charge nominale de 10 N.m

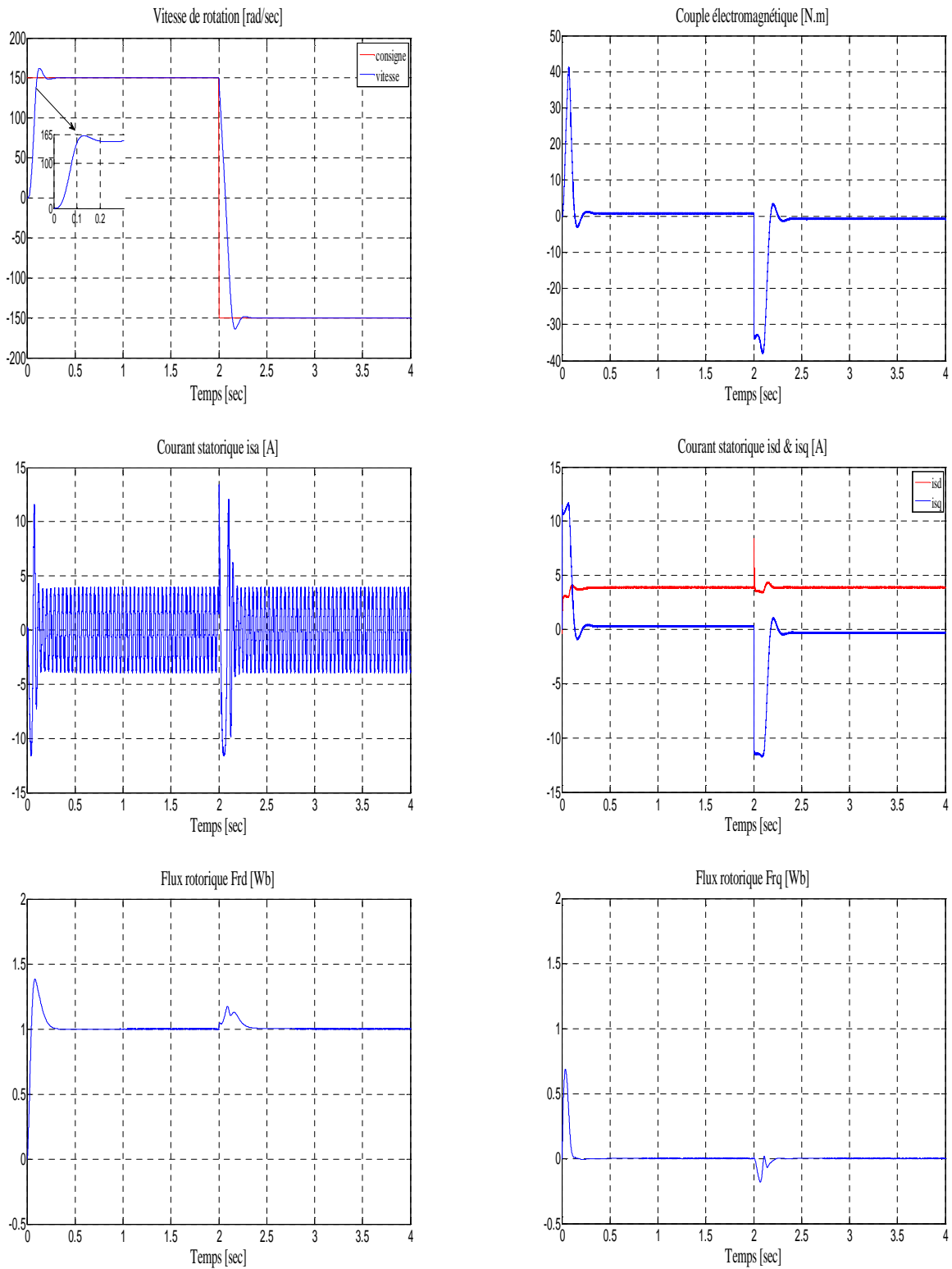


Fig.3.20 Résultat de simulation de CVD avec un régulateur **PI** classique à vide et inversion du sens de rotation à l'instant $t=3\text{sec}$

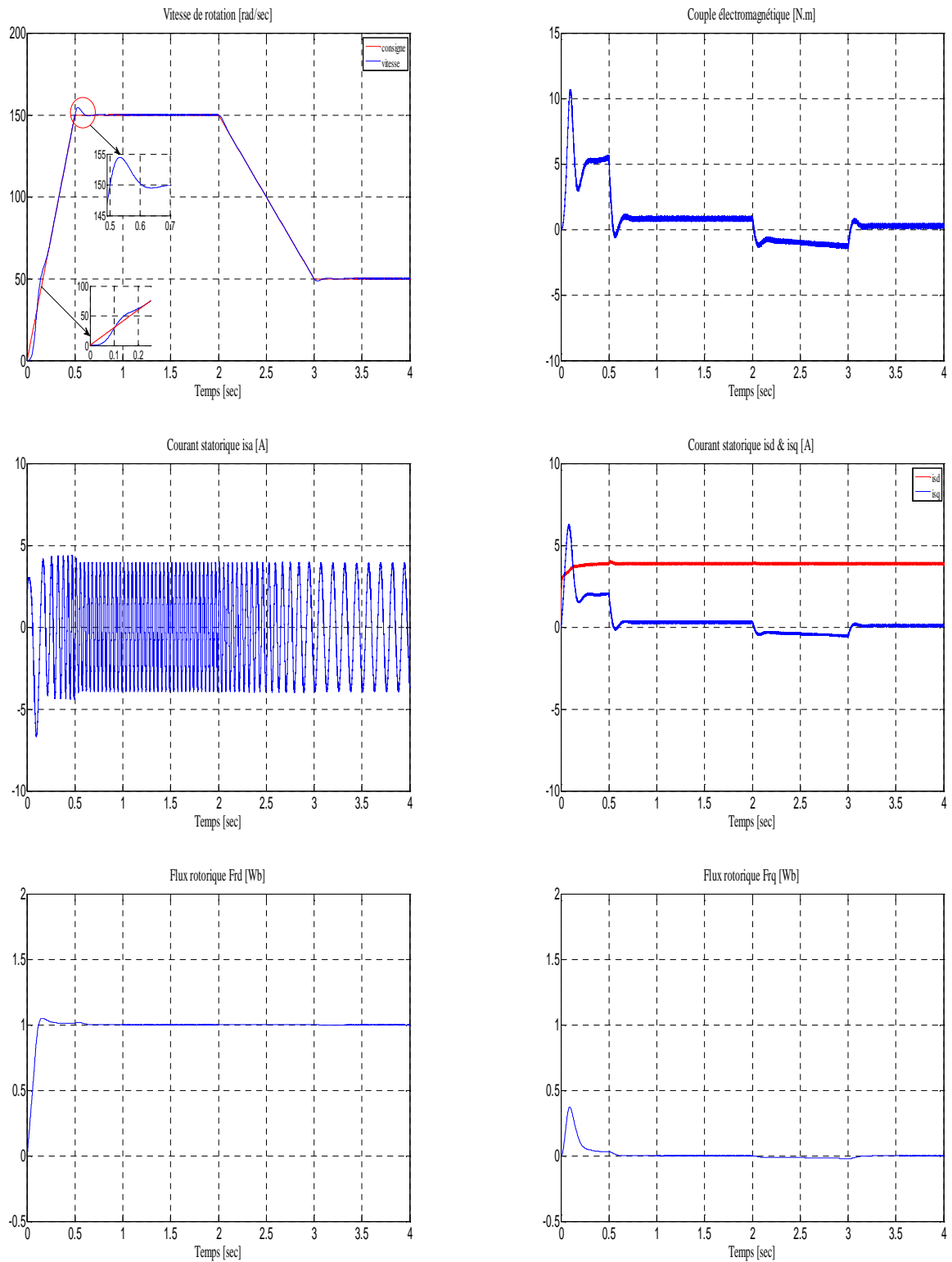


Fig.3.21 Résultat de simulation de CVD avec un régulateur **PI** classique lors du démarrage à vide pour une consigne rampe

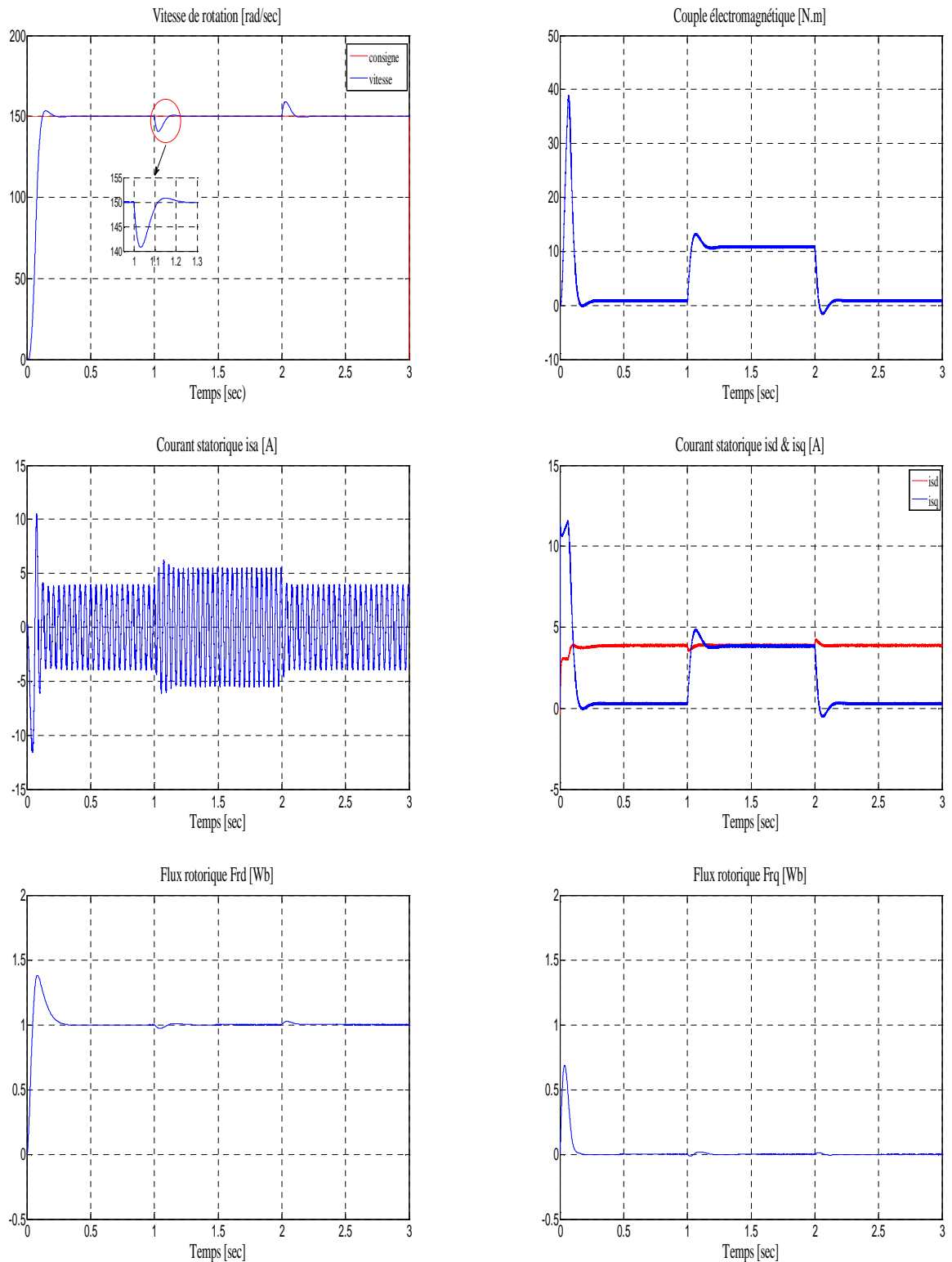


Fig.3.22 Résultat de simulation de CVD avec un régulateur **PI** optimisé par AGs lors du démarrage à vide suivi d'une application d'une charge nominale de 10 N.m

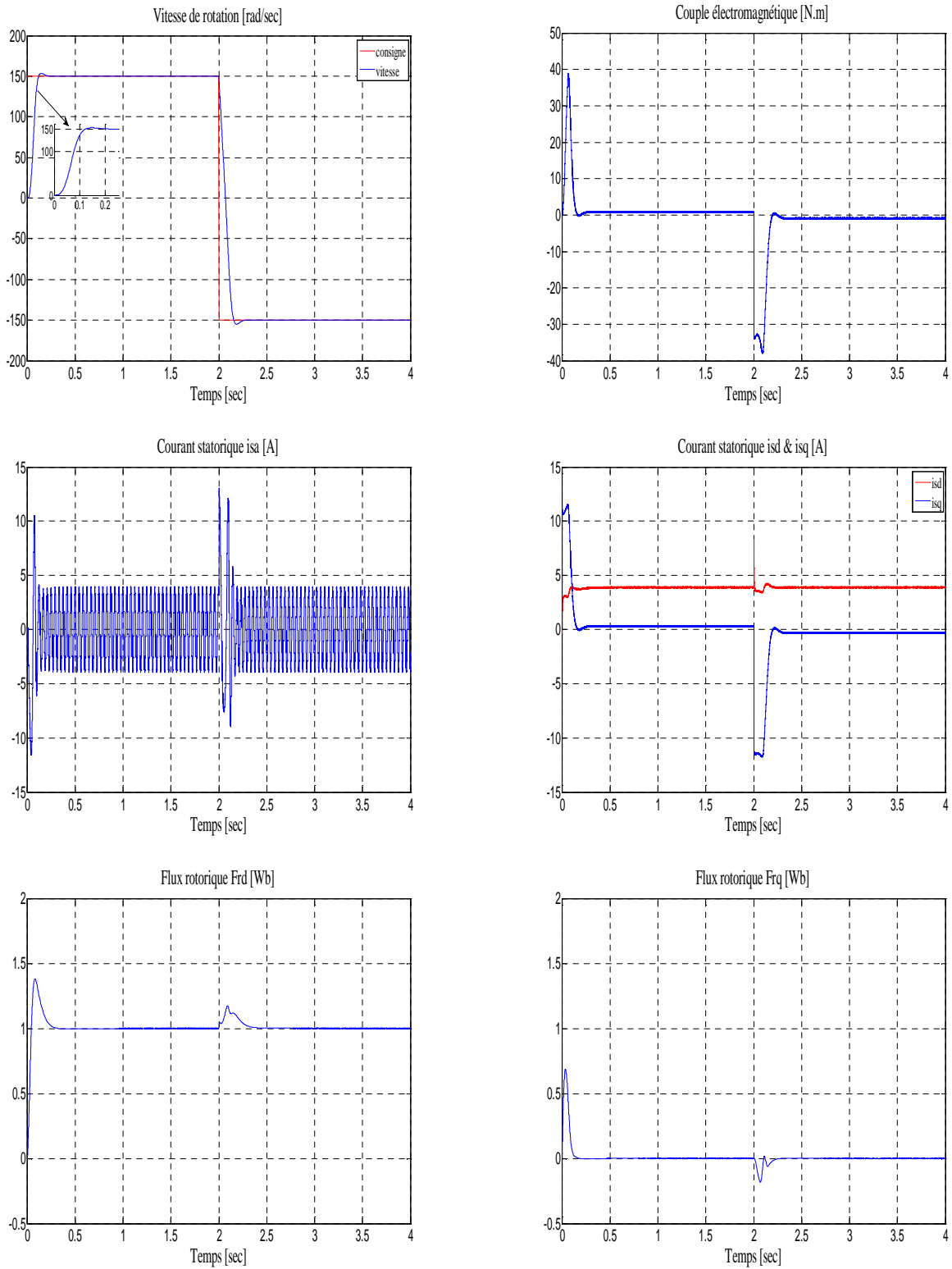


Fig.3.23 Résultat de simulation de CVD avec un régulateur **PI** optimisé par AGs à vide et inversion du sens de rotation à l'instant t=3sec

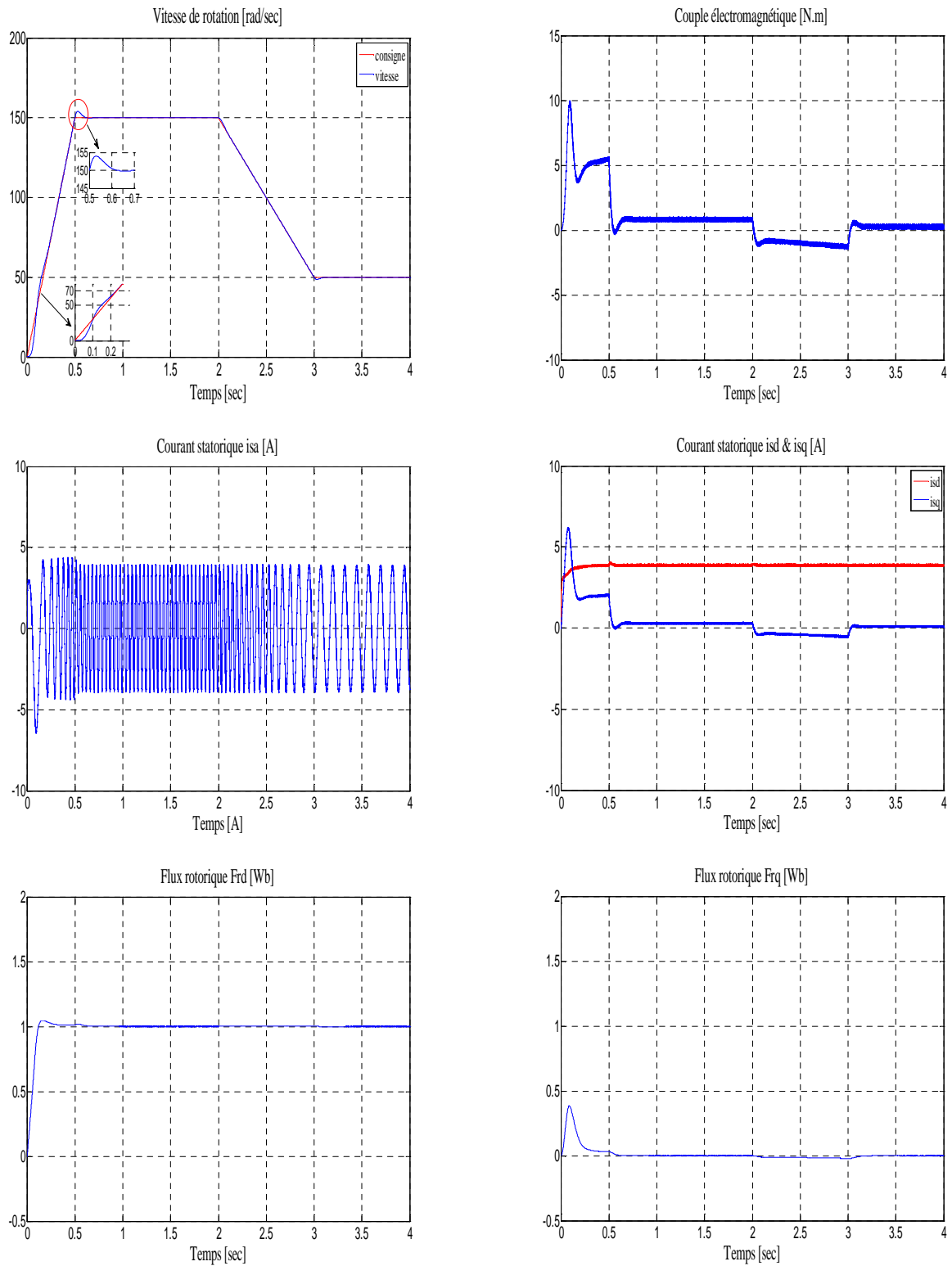


Fig.3.24 Résultat de simulation de CVD avec un régulateur **PI** optimisé par **AGs** lors du démarrage à vide pour une consigne rampe

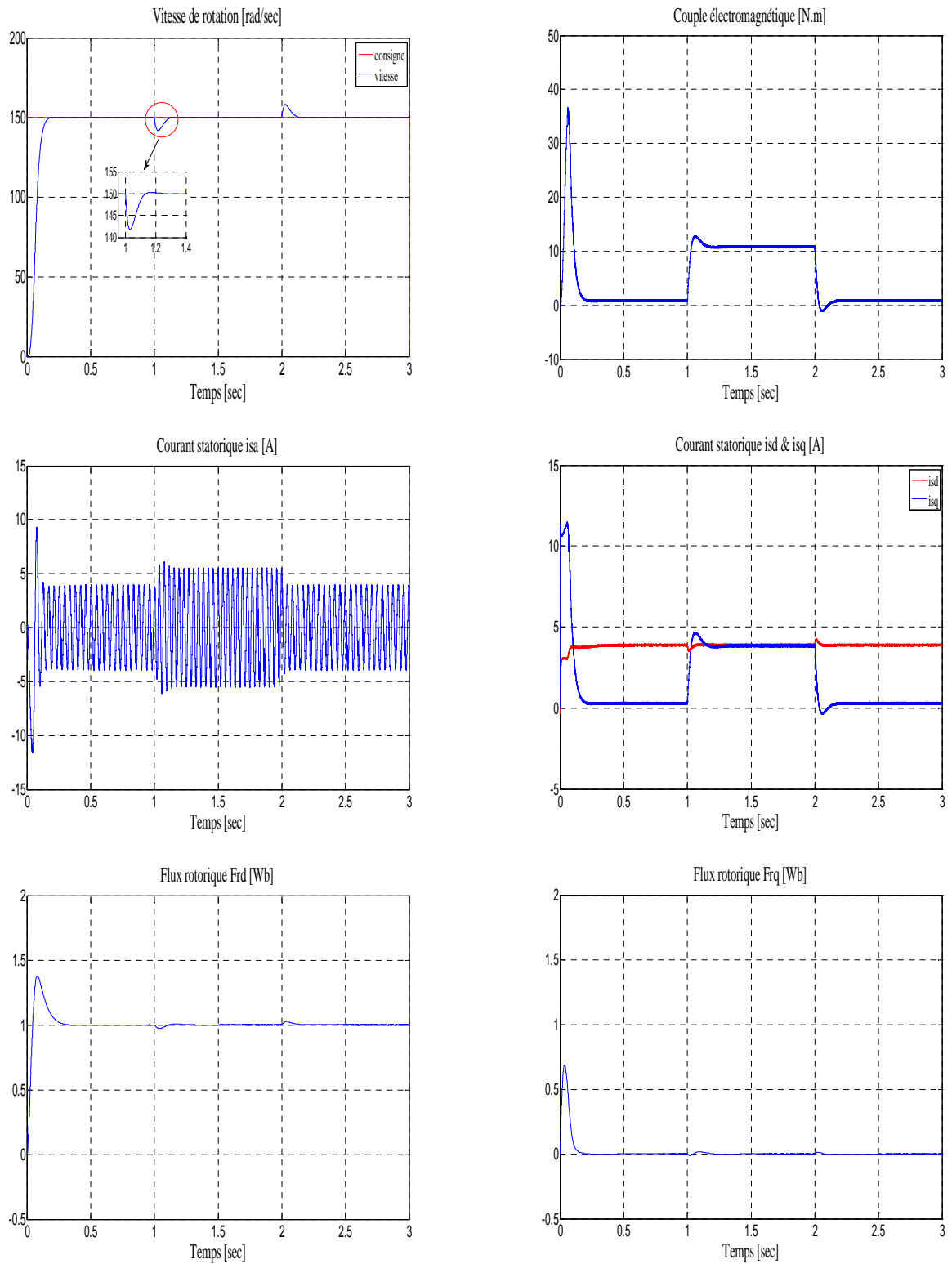


Fig.3.25 Résultat de simulation de CVD avec un régulateur **PI** optimisé par **PSO** lors du démarrage à vide suivi d'une application d'une charge nominale de 10 N.m

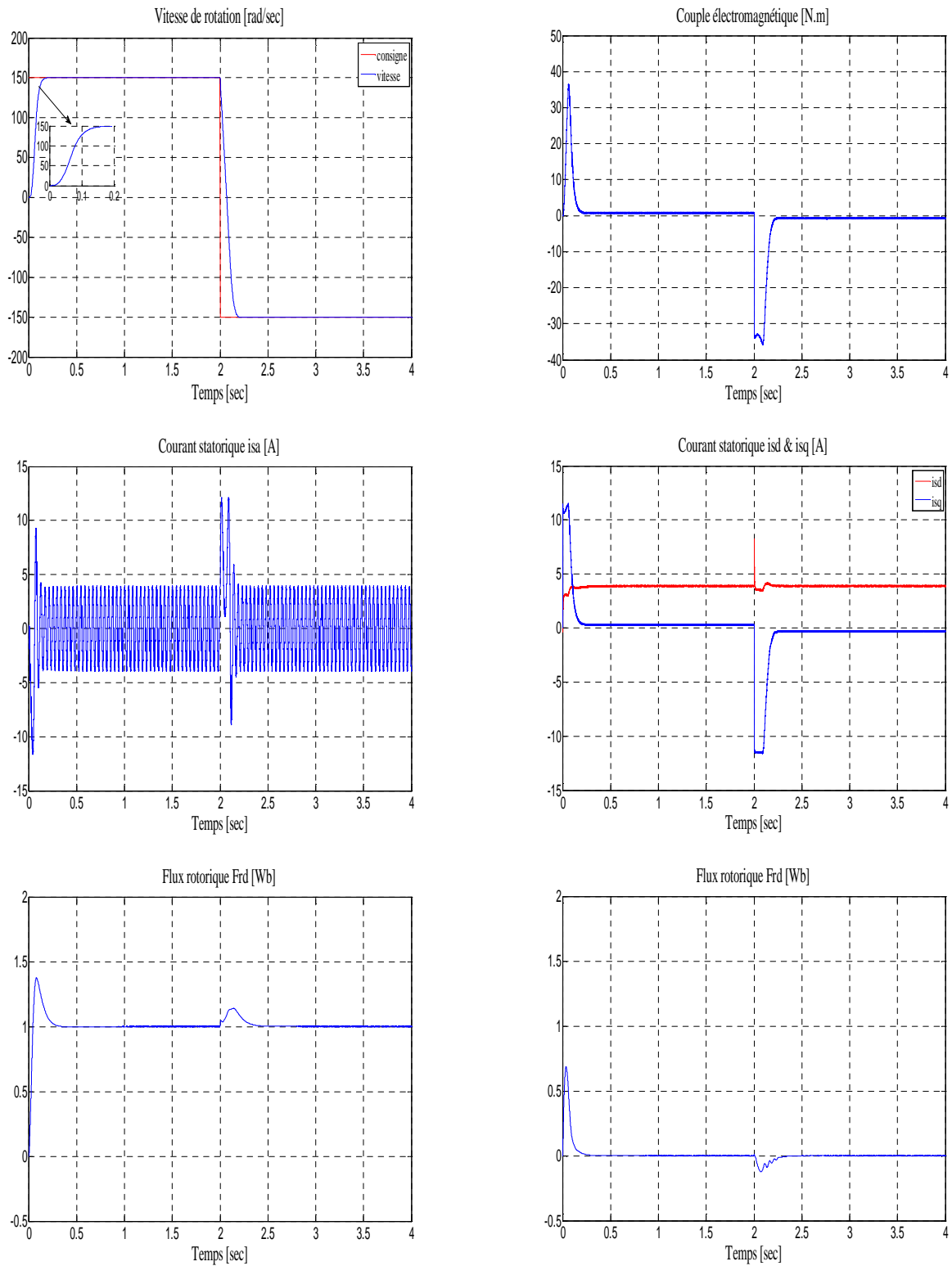


Fig.3.26 Résultat de simulation de CVD avec un régulateur **PI** optimisé par PSO à vide et inversion du sens de rotation à l'instant t=3sec

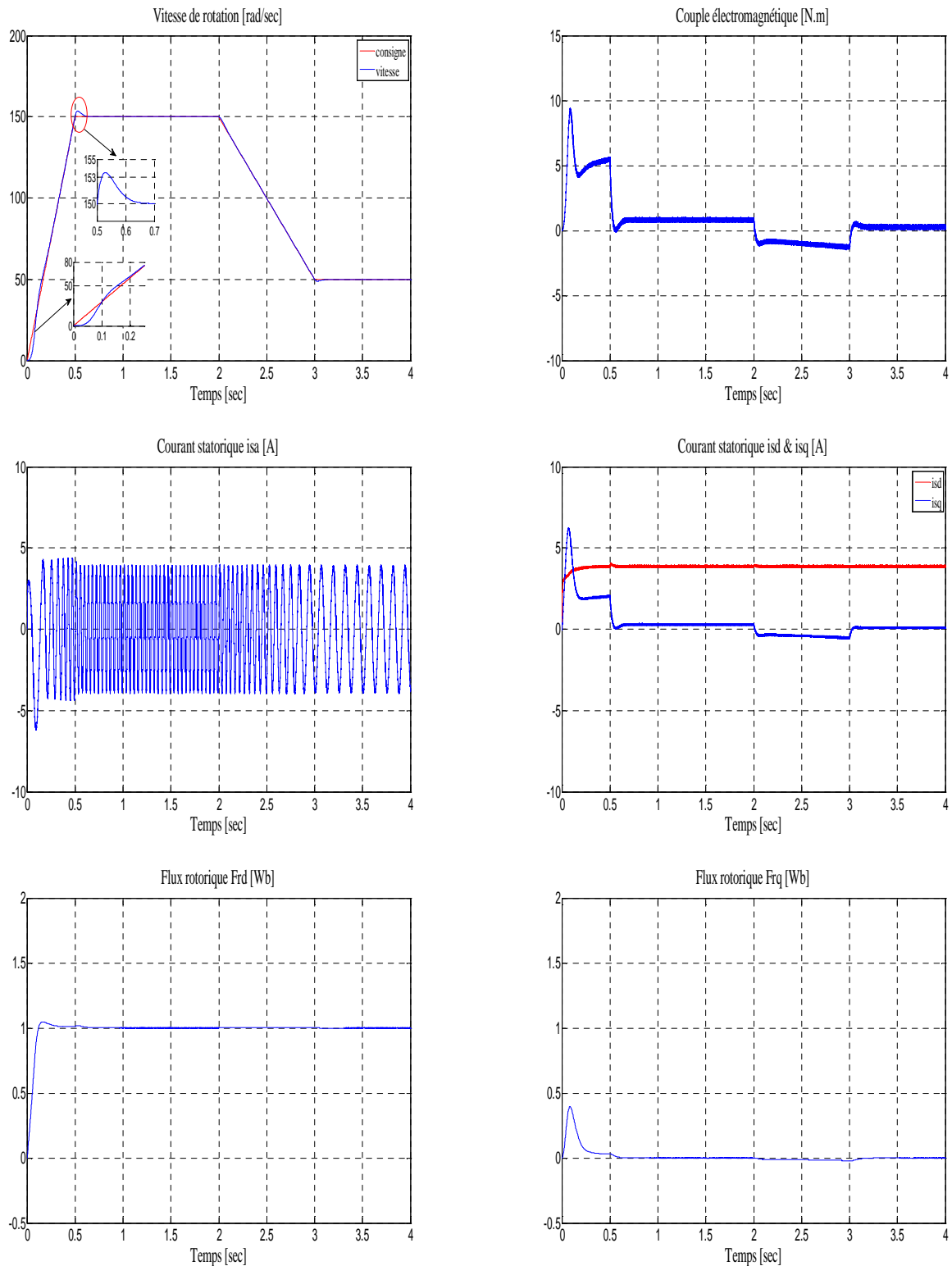


Fig.3.27 Résultat de simulation de CVD avec un régulateur **PI** optimisé par **PSO** lors du démarrage à vide pour une consigne rampe

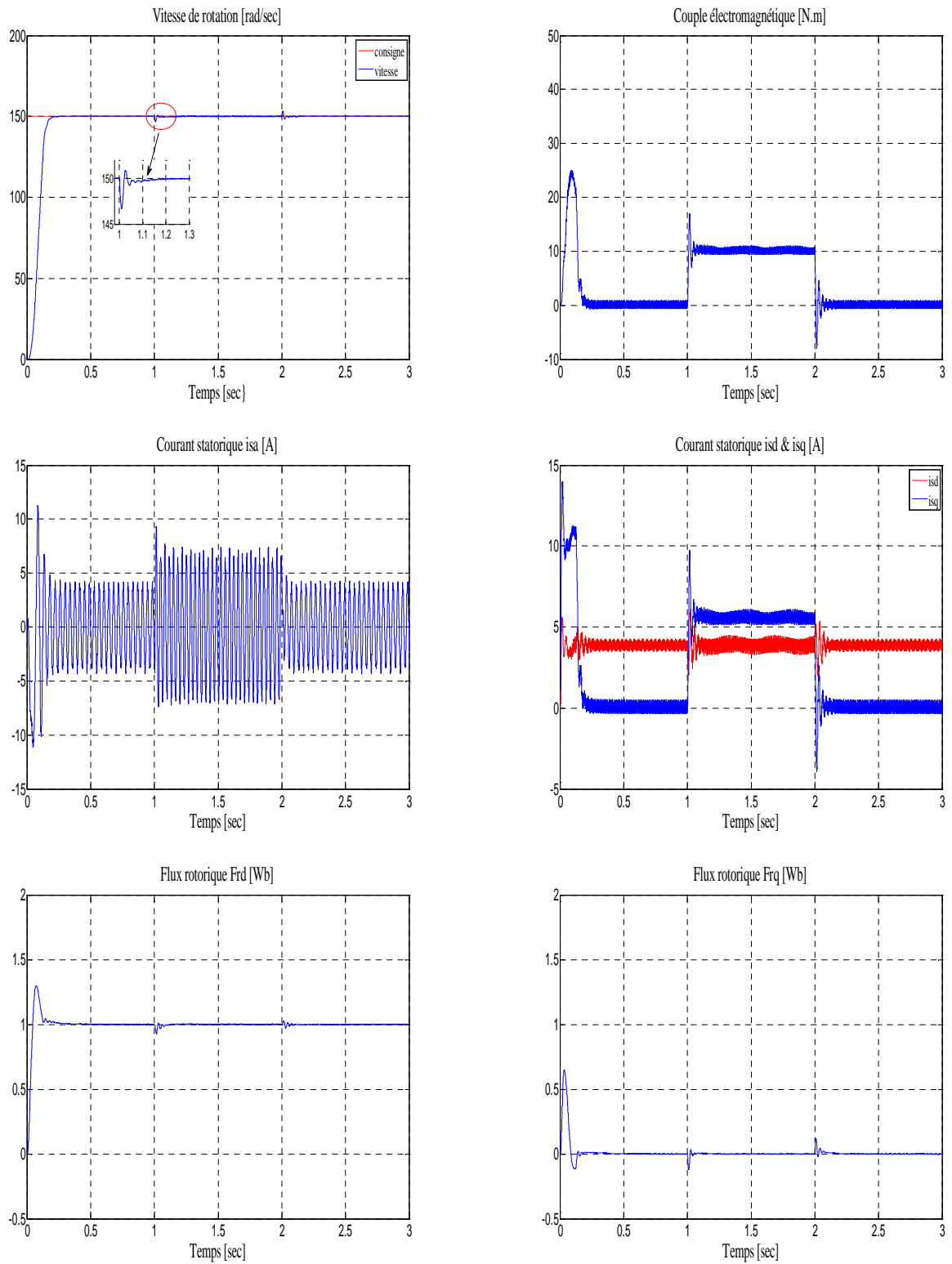


Fig.3.28 Résultat de simulation de CVD avec un régulateur à MG lors du démarrage à vide suivi d'une application d'une charge nominale de 10 N.m

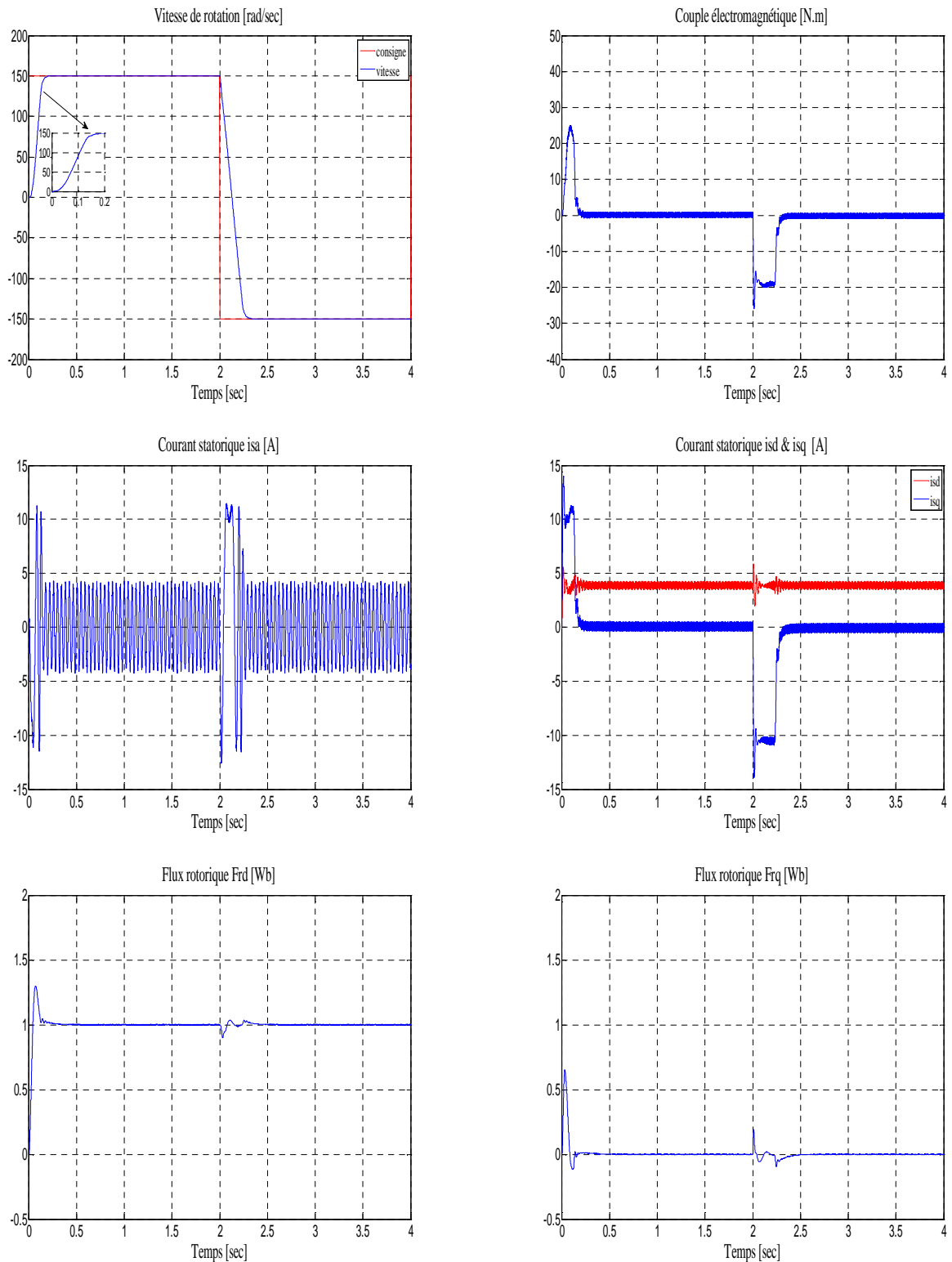


Fig.3.29 Résultat de simulation de CVD avec un régulateur à **MG** à vide et inversion du sens de rotation à l'instant $t=3$ sec

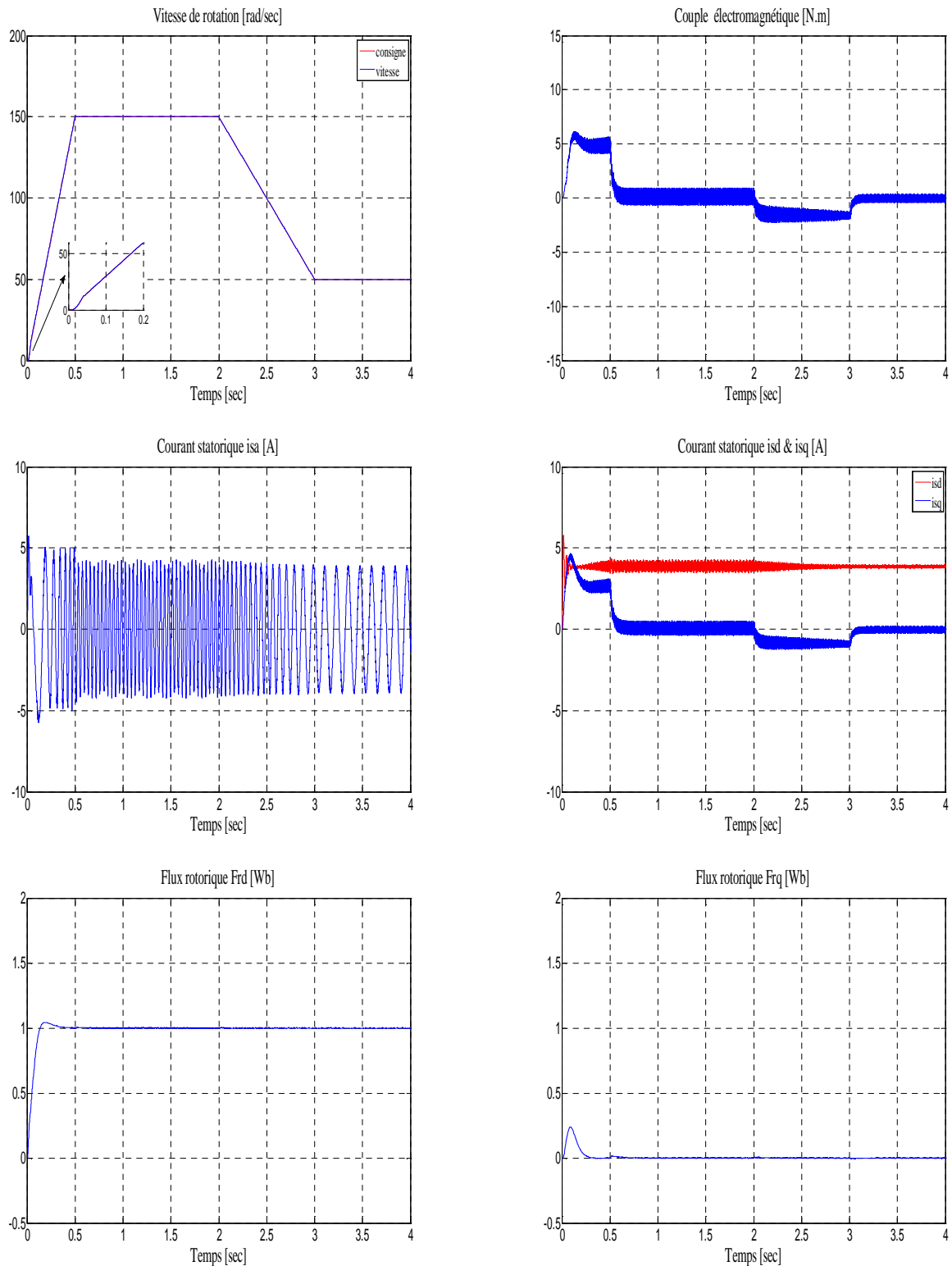


Fig.3.30 Résultat de simulation de CVD avec un régulateur à MG lors du démarrage à vide pour une consigne rampe

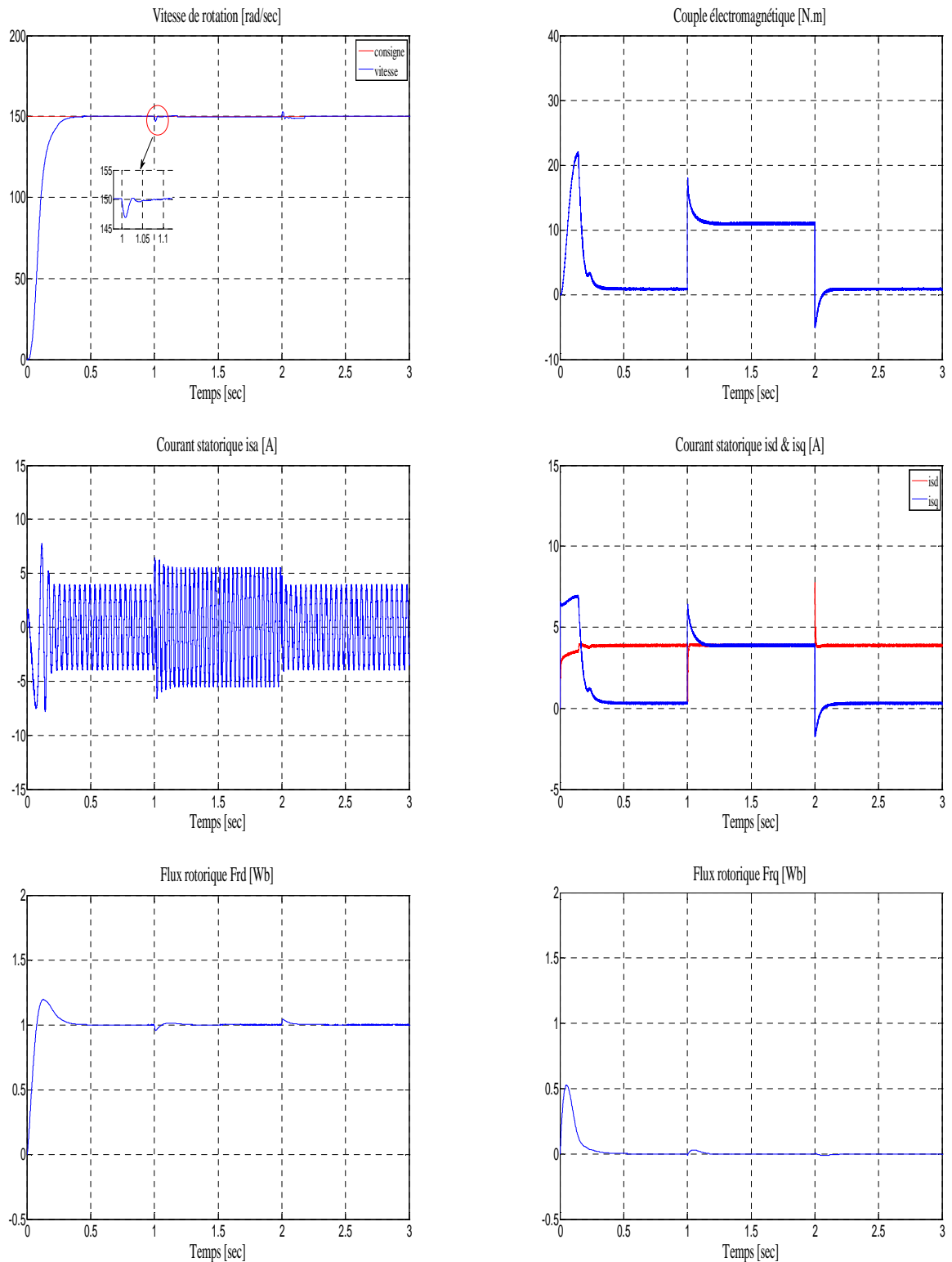


Fig.3.31 Résultat de simulation de CVD avec un régulateur **MGF** lors du démarrage à vide suivi d'une application d'une charge nominale de 10 N.m

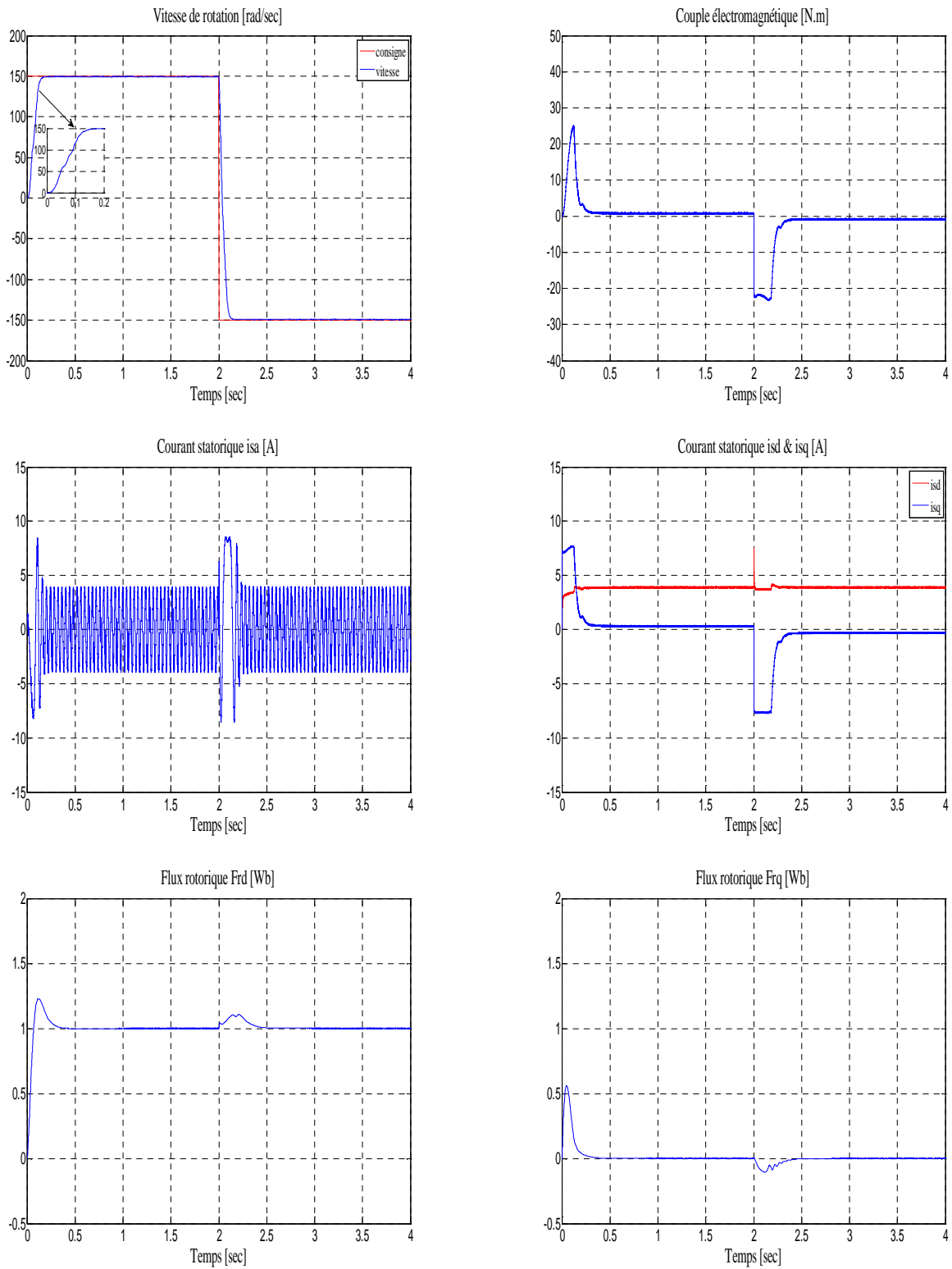


Fig.3.32 Résultat de simulation de CVD avec un régulateur à MGF à vide et inversion du sens de rotation à l'instant t=3sec

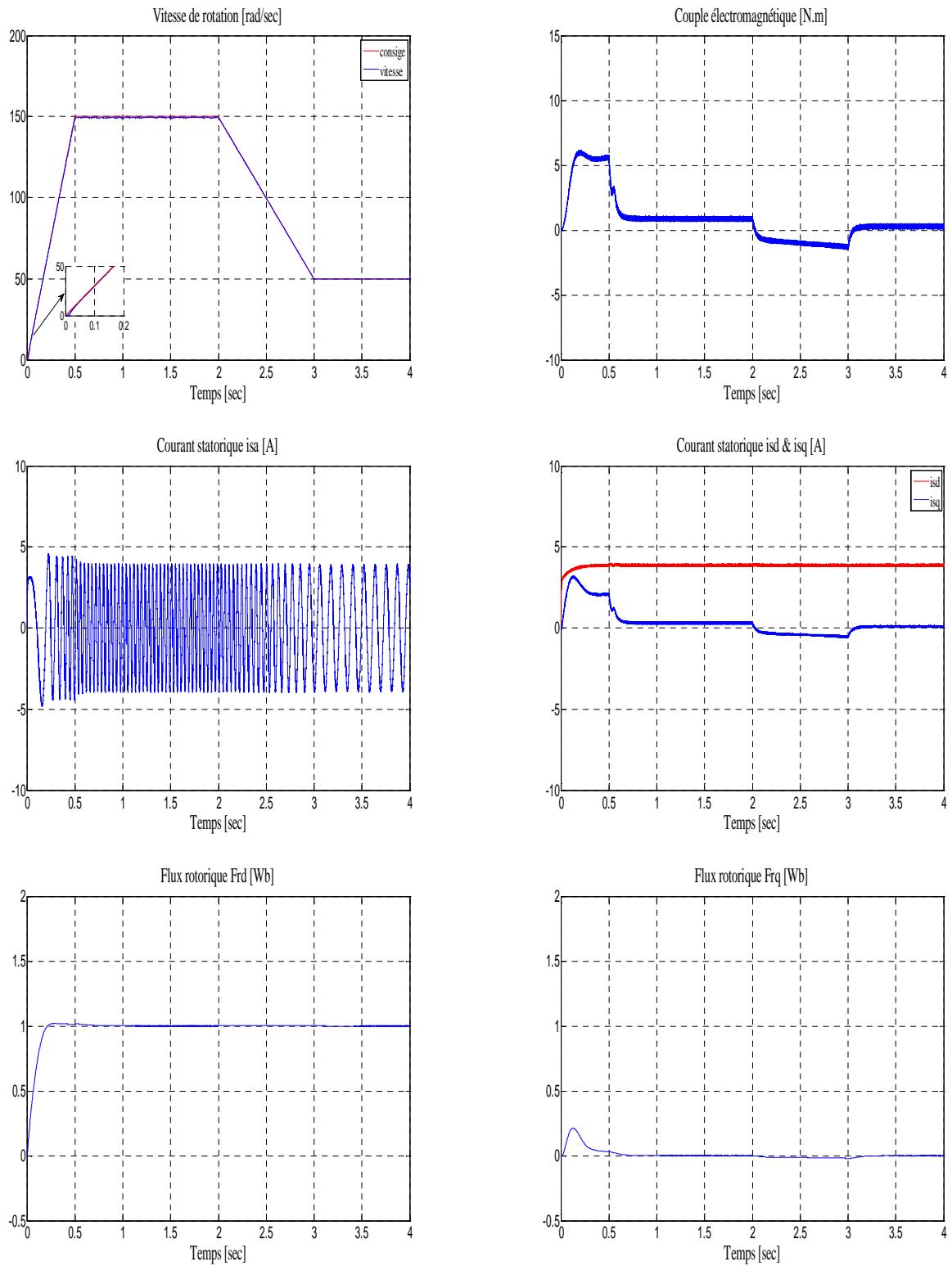


Fig.3.33 Résultat de simulation de CVD avec un régulateur à **MGF** lors du démarrage à vide pour une consigne rampe

3.7.1 Interprétation des résultats

Les figures 3.19 à 3.33 illustrent les résultats de simulation obtenus avec les différents contrôleurs utilisés dans ce chapitre.

L'analyse des résultats obtenus nous permet de faire les constatations suivantes :

La vitesse de rotation lors du démarrage direct suit correctement sa référence sans dépassement pour tous les contrôleurs utilisés à l'exception notable des deux régulateurs respectivement PI et PI_AGs et où, on note un dépassement de l'ordre de 8.2 % et 2.33 %.

Lors des différentes simulations effectuées (PI , PI_AGs , PI_PSO, MG , MGF,MBO) , la pointe de courant d'une phase statorique prend respectivement les valeurs suivantes ;11.6A , 10.53A , 9.31A , 11.03A , 8.44A et 26.3A). A l'examen de ces résultats, on constate que l'adjonction des régulateurs cités dans cette section dans la boucle de régulation permet une atténuation du pic du courant au démarrage qui constitue un net avantage.

De part l'examen minutieux des courbes du couple suivant les différents essais effectués (PI, PI_AGs, PI_PSO, MG, MGF, MBO) et donnant respectivement les valeurs suivantes ; 41 N.m , 39.04 N.m , 36.62 N.m , 25.04 N.m , 22.09 N.m et 44.05 N.m , nous apparaît l'intérêt évident pour la machine de disposer de régulateurs qui contribuent fortement à ce que le couple soit contrôlé correctement et ne soit de nature oscillatoire .

Les perturbations introduites par l'introduction brusque d'une charge nominale de 10 N.m puis sa suppression brusque sont rejetées rapidement .On constate que la variation du couple engendre la variation du courant i_{sq} .

L'observation des courbes de courants i_{sd} et i_{sq} et des courbes de flux ϕ_{rd} et ϕ_{rq} , montre que le découplage du couple et du flux est réalisé de manière très satisfaisante. En effet après le régime transitoire la composante quadratique du flux rotorique ϕ_{rq} s'annule tandis que la composante directe du flux rotorique ϕ_{rd} se stabilise à la valeur du flux nominal.

Le tableau ci-dessous présente la synthèse des résultats obtenus pour les différents régulateurs de vitesse utilisés :

Régulateur	Dépassement Vitesse %	pic du courant (A)	Couple de démarrage (N.m)	Temps de rejet de perturbation (sec)	Transitoire de la vitesse lors de la perturbation (rad/sec)
PI_classique	8.2	11.6	41	0.327	11.5
PI_AGs	2.33	10.53	39.04	0.282	9.2
PI_PSO	/	9.31	36.62	0.278	8.2
MG	/	11.03	25.04	0.15	3
MGF	/	8.44	22.09	0.08	1.8

Tableau.3.4 Caractéristiques des variables : courant, couple, vitesse pour différents correcteurs

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle directe associée à un onduleur neuronal. Plusieurs types de régulateurs de vitesse ont été testés.

Au regard des résultats de simulations obtenus, on conclut d'une part que la régulation de vitesse au sein d'une commande vectorielle directe par un contrôleur à mode glissant flou présente des performances accrues par rapport aux autres types de régulateurs utilisés dans ce chapitre et d'autre part la combinaison entre la commande à flux orienté et les régulateurs à base de l'intelligence artificielle a permis de revoir les fluctuations du couple électromagnétique à la baisse .

Néanmoins la commande vectorielle nécessite :

- Une bonne connaissance de la position du flux ce qui impose généralement un capteur de vitesse pour un système invariable.
- Un modèle de la machine pour l'estimation du flux ce qui entraine une grande dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine.

D'autre part, le contrôle du couple est effectué par l'intermédiaire des courants et par conséquent les performances dépendent du réglage des courants.

Ainsi pour palier aux contraintes de la commande par orientation du flux rotorique, une autre alternative intéressante dite commande directe du couple sera abordée au chapitre suivant.

CHAPITRE 4

Commande directe du couple DTC

4.1 Introduction

Le contrôle direct du couple (DTC) venu de la nomination Anglo-Saxonne, ‘Direct Torque (and Flux) Control’, a été introduit au milieu des années 80 par Takahashi et Depenbrock pour concurrencer les méthodes classiques. Par la suite de nombreux travaux ont été menés dans ce contexte et ont permis de développer la connaissance de cette commande [2,82, 83,84, 85,86].

Les principaux avantages de la DTC sont la dynamique rapide de la réponse en couple et la robustesse contre les variations paramétriques.

Dans la première partie de ce chapitre, nous présenterons les principes du contrôle direct du couple, nous analyserons en particulier, le couplage et la dynamique du contrôle entre le flux statorique et le couple électromagnétique. Par la suite nous développerons les deux grandeurs de contrôle qui sont le flux et le couple. Nous terminerons cette partie par l’élaboration du modèle des contrôleurs à hystérésis impliqués dans les structures générales de la commande.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous étudierons la commande DTC basée sur les techniques intelligentes, pour améliorer les performances dynamiques de la DTC classique, et où les comparateurs classiques et la table de sélection seront remplacés successivement par un comparateur flou et un comparateur neuronal.

Des simulations numériques seront présentées pour tester les performances des méthodes proposées.

4.2 Principes généraux de la DTC

Le contrôle direct du couple DTC, repose sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d’un convertisseur statique. Ce choix est généralement basé sur l’utilisation des régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l’état du système, à savoir ici l’amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. A l’origine, les commandes DTC étaient basées sur le sens physique et sur une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un temps très court (intervalle entre deux commutations). Ce raisonnement s’est nettement affiné et repose désormais sur des fondements mathématiques de plus en plus solides [87, 88, 89,90].

4.2.1 Contrôle du vecteur de flux statorique

On se place dans le repère (α, β) lié au stator de la machine. Le flux statorique de la machine asynchrone est obtenu à partir de l’équation suivante :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad (4.1)$$

A partir de l'équation (4.1) on obtient :

$$\bar{\phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (4.2)$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors :

$$\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (4.3)$$

Où :

$\bar{\phi}_{s0}$: est le vecteur flux à l'instant $t=0$.

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur tension appliqué reste constant, on peut écrire alors :

$$\bar{\phi}_s(k+1) = \bar{\phi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \quad (4.4)$$

Ou encore :

$$\Delta \bar{\phi}_s = \bar{V}_s T_e \quad (4.5)$$

Avec :

$\bar{\phi}_s(k)$: est le vecteur du flux statorique, ou pas d'échantillonnage actuel.

$\bar{\phi}_s(k+1)$: est le vecteur du flux statorique, ou pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta \bar{\phi}_s$: est la variation du vecteur flux statorique ($\bar{\phi}_s(k+1) - \bar{\phi}_s(k)$).

T_e : est la période d'échantillonnage.

L'équation (4.5) implique que sur l'intervalle de temps $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur $\bar{\phi}_s$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée \bar{V}_s . La Fig.4.1 décrit ce principe, lorsque l'on sélectionne par exemple une tension $\bar{V}_s = \bar{V}_3$.

Pour l'augmentation du flux, on applique un vecteur tension \bar{V}_s parallèle à $\bar{\phi}_s$ et de même sens, et de sens opposé pour le diminuer; tandis que l'application d'un vecteur tension en quadrature avec $\bar{\phi}_s$ fait varier sa phase et n'agit pas sur son amplitude. Le choix d'une séquence adéquate des vecteurs \bar{V}_s durant chaque période d'échantillonnage, permet de garder l'amplitude de $\bar{\phi}_s$ autour d'une valeur constante, et l'extrémité du vecteur $\bar{\phi}_s$ aura une

trajectoire pseudo circulaire, à condition que la période d'échantillonnage T_e soit très faible devant celle du flux statorique [2,87,89,91,92].

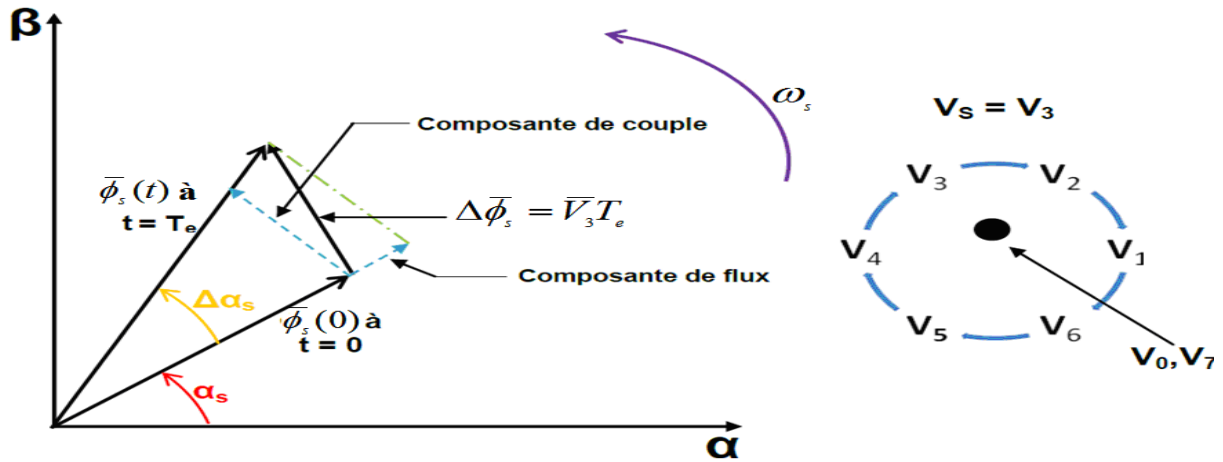


Fig. 4.1 Exemple de l'évolution de l'extrémité de $\bar{\phi}_s$ pour $R_s \bar{I}_s$ négligeable.

4.2.2 Contrôle du couple électromagnétique

Pour exposer qualitativement les principes du contrôle du couple, il est recommandé de supposer pour simplifier, qu'en régime établi à une vitesse $\Omega_0 = \frac{\omega_0}{P}$ donnée, le vecteur flux $\bar{\phi}_s$ tourne avec une amplitude constante ϕ_{s0} et à une vitesse de rotation ω_{s0} . Et de même on supposera que le flux rotorique $\bar{\phi}_r$ conserve une amplitude constante et tourne à la même pulsation ω_{s0} que le vecteur flux statorique $\bar{\phi}_s$.

Pour un instant t_0 donné, on pose :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_{s0} = \phi_{s0} e^{j\theta_{s0}} \\ \bar{\phi}_{r0} = \phi_{r0} e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \quad (4.6)$$

A partir de l'expression générale du couple électromagnétique (3.6) et des relations (2.37) et (2.38) liant les flux et les courants, on peut établir une équation du couple en fonction du flux rotorique et statorique, soit [2, 92, 93, 94,95] :

$$C_{em} = \frac{PL_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im}[\bar{\phi}_s \bar{\phi}_r^*] \quad (4.7)$$

Tout en sachant que le flux $\bar{\phi}_r$ suit les variations de $\bar{\phi}_s$ avec une constante de temps σT_r , qui détermine aussi la rapidité de variation de l'angle entre les deux flux statorique et rotorique ; le rotor agit comme un filtre de constante de temps σT_r entre les flux $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$.

Par conséquent, en reprenant les conditions exposées précédemment, à l'instant t_0 le couple électromagnétique de l'expression (4.7) peut s'écrire sous la forme suivante[2, 92,93] :

$$C_0 = \frac{PL_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin \gamma_0 \quad (4.8)$$

Avec :

$$\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \text{ (est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique).}$$

A l'instant t_0 et en appliquant un vecteur \bar{V}_s adéquat, on impose à la vitesse de rotation de $\bar{\phi}_s$ un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$. Immédiatement après t_0 , on peut noter une modification des expressions du flux statorique et rotorique (4.5), soit :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = \phi_s e^{j\theta_s} = \phi_{s0} e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \\ \bar{\phi}_r = \phi_r e^{j\theta_r} = (\phi_{r0} - \Delta\phi_r) e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \end{cases} \quad (4.9)$$

Avec :

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_{s1})(t - t_0) \quad (4.10)$$

La Fig.4.2, montre l'évolution des flux statorique et rotorique après un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$ [92].

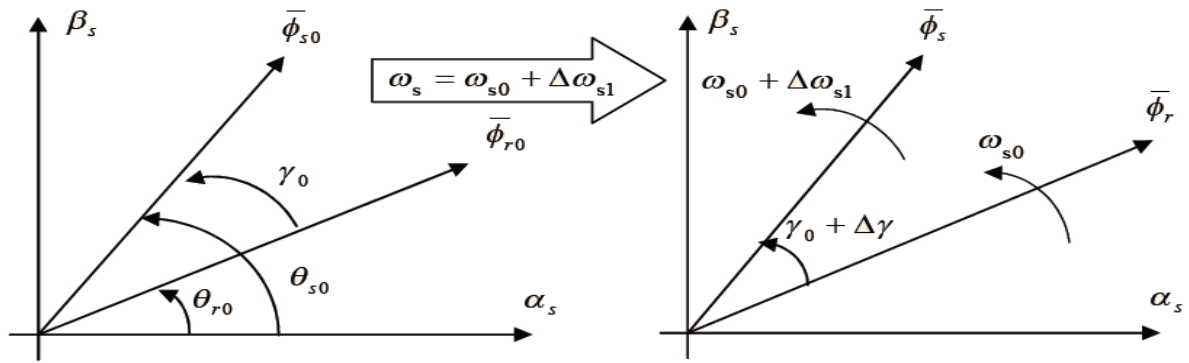


Fig. 4.2 Evolution des flux $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$ après un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$

Ainsi, immédiatement après t_0 , l'expression du couple (4.8) est modifiée et peut s'écrire sous la forme suivante [2,10,90]:

$$C_{em} = \frac{PL_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) \quad (4.11)$$

Avec :

$$\Delta\gamma \cong \Delta\omega_{s1}(t - t_0) \quad (4.12)$$

Ce qui peut également s'écrire sous la forme ci-dessous [10,90]:

$$C_{em} = \frac{PL_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin \gamma_0 + \frac{PL_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \cos \gamma_0 \Delta \omega_{s1} (t - t_0) \quad (4.13)$$

Et

$$C_{em} \cong C_0 + \Delta C_1 \quad (4.14)$$

Les variations du couple, peuvent être dans ces conditions contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation de $\bar{\phi}_s$, comme illustré à la Fig.4.3.

- Si la condition $\Delta \omega_{s1} > 0$ est respectée, alors on observe une croissance du couple électromagnétique, comme le montre la Fig.4.3a.
- Si l'échelon de pulsation respecte la condition $\Delta \omega_{s1} < 0$, alors le couple électromagnétique décroît, comme illustré à la Fig.4.3b.

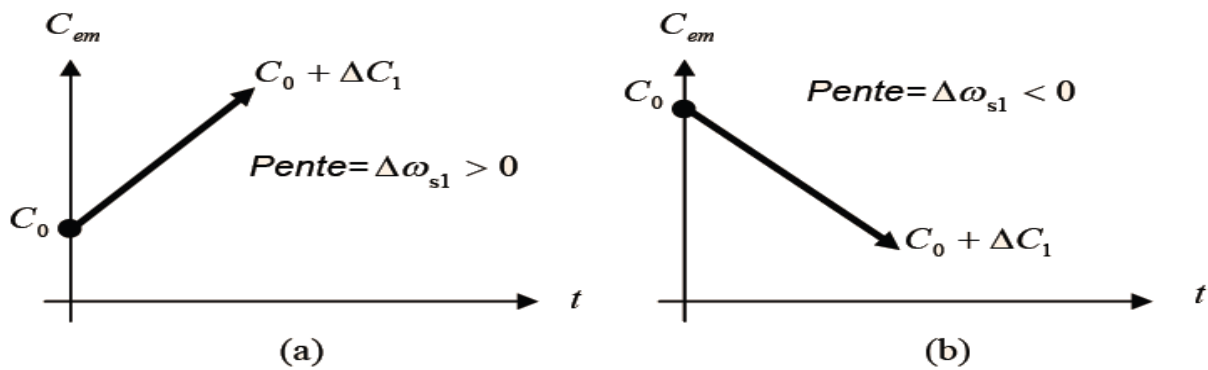


Fig. 4.3 Progression du couple C_{em}

4.3 Description de la structure du DTC

4.3.1 Sélection du vecteur tension \bar{V}_s

La sélection d'un vecteur \bar{V}_s approprié, permet le contrôle et le déplacement de l'extrémité du flux $\bar{\phi}_s$ de manière à maintenir l'amplitude du flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix du vecteur \bar{V}_s dépend de la position du $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel (S), de la variation souhaitée du module de $\bar{\phi}_s$, de la rotation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation de $\bar{\phi}_s$. L'espace d'évolution de $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel (S) est décomposé en six zones i , avec $i \in [1,6]$, telle que représentée sur la Fig.4.4.

Lorsque le flux $\bar{\phi}_s$ se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs tension suivant adéquats. Il s'agit des vecteurs

$\bar{V}_{i+1}, \bar{V}_{i-1}, \bar{V}_{i+2}$ et \bar{V}_{i-2} représentés sur la Fig.4.4 . Sur toute la zone i parcourue par le vecteur flux statorique , le rôle du vecteur tension \bar{V}_s sélectionné reste le même soit [2, 82,94] :

- Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_{em} croît.
- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_{em} décroît.
- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_{em} croît.
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_{em} décroît.
- Si \bar{V}_0 et \bar{V}_7 sont sélectionnés alors la rotation du flux $\bar{\phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple, alors que le module du flux $\bar{\phi}_s$ reste inchangé.

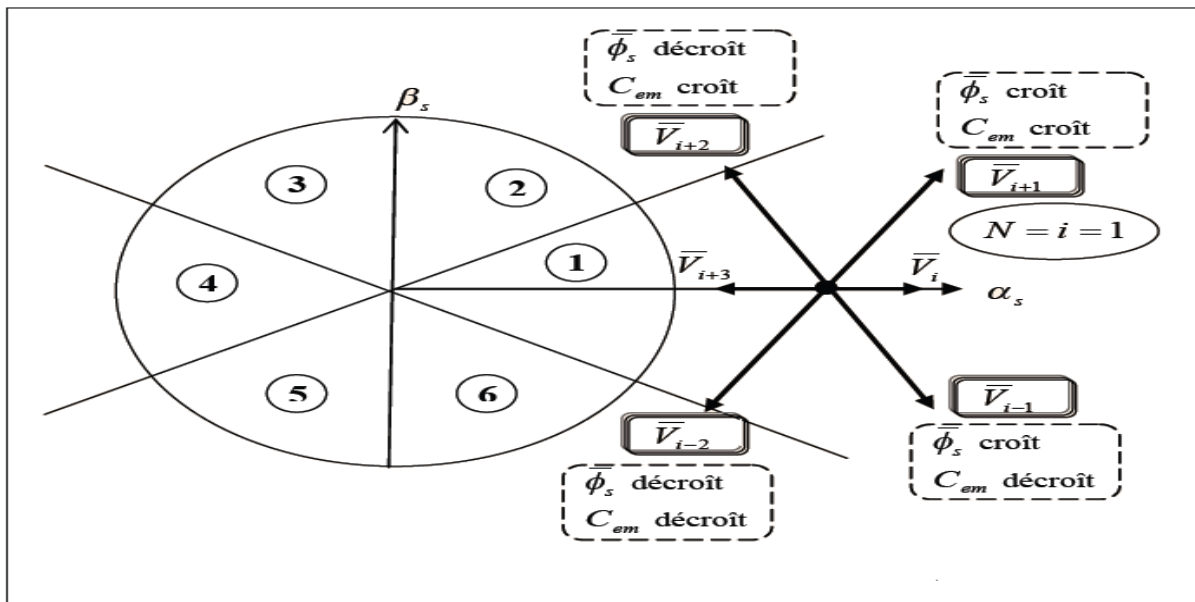


Fig. 4.4 Choix du vecteur tension

4.3.2 Estimation du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes biphasées $\bar{\phi}_{s\alpha}$ et $\bar{\phi}_{s\beta}$:

$$\begin{cases} \bar{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (\bar{V}_{s\alpha} - R_s \bar{i}_{s\alpha}) dt \\ \bar{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (\bar{V}_{s\beta} - R_s \bar{i}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (4.15)$$

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (4.16)$$

On obtient les tensions composées $\bar{V}_{s\alpha}$ et $\bar{V}_{s\beta}$ de \bar{V}_s , à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur U_c , des états de commande $(S_a S_b S_c)$, et en utilisant la transformation de Concordiat [10,92] :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_c \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} U_c (S_b - S_c) \end{cases} \quad (4.17)$$

Les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont également obtenus par transformation de Concordia, à partir des courants i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} mesurés, soit :

$$\bar{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (4.18)$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (4.19)$$

Le secteur dans lequel se trouve le vecteur $\bar{\phi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle θ_s qui détermine la position du vecteur $\bar{\phi}_s$ est exprimé comme suit :

$$\theta_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (4.20)$$

4.3.3 Elaboration du contrôleur de flux

Afin d'obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un contrôleur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la mieux adaptée à la commande étudiée. En effet, avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux $\bar{\phi}_s$ dans une couronne circulaire, comme indiqué par la Fig.4.5a. La sortie du contrôleur génère une valeur binaire cflx, qui indique si le module doit augmenter ou doit diminuer comme le montre la Fig.4.5b [89,96].

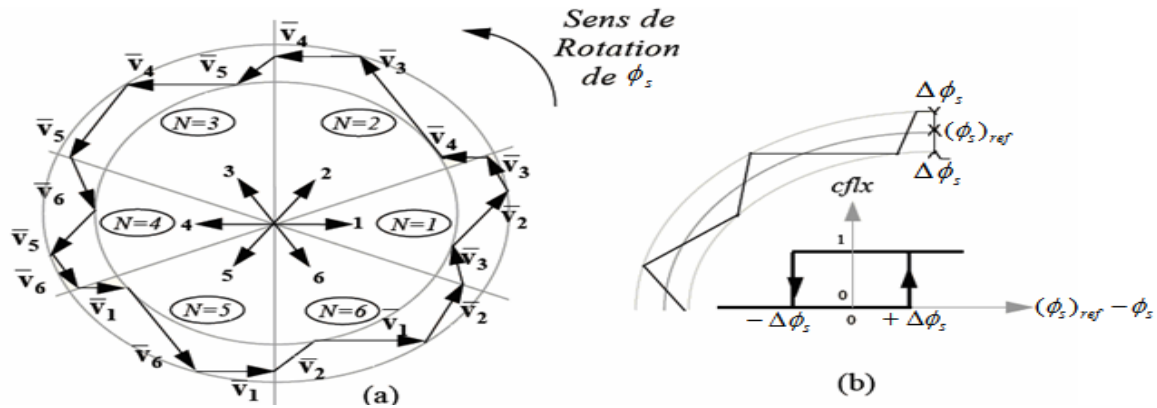


Fig.4.5 : a) Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de ϕ_s

b) Contrôleur à hystérésis à deux niveaux

$$\left| (\phi_s)_{ref} - \phi_s \right| < \Delta \phi_s \tag{4.21}$$

Avec

ϕ_s : est le module du flux.

$(\phi_s)_{ref}$: est le module du flux de référence.

$\Delta \phi_s$: est la largeur du correcteur à hystérésis.

Cflx=0 : indique que le module du flux doit être augmenté.

Cflx=1 : indique que le module du flux doit être diminué.

4.3.4 Estimation du couple électromagnétique

A partir des valeurs calculées de $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ et les composantes estimées de $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$, on peut estimer le couple électromagnétique comme suit :

$$C_{em} = P(\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \tag{4.22}$$

4.3.5 Elaboration du contrôleur de couple

Le contrôleur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définie comme suit :

$$\left| (C_{em})_{ref} - C_{em} \right| < \Delta C_{em} \tag{4.23}$$

Avec

C_{em} : Le module du couple.

$(C_{em})_{ref}$: est le module du couple de référence.

ΔC_{em} : La bande d'hystérésis du contrôleur.

Deux types de contrôleur peuvent être envisagées pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple, soit :

- Un comparateur à hystérésis à 2 niveaux.
- Un comparateur à hystérésis à 3 niveaux.

4.3.5.1 Comparateur à deux niveaux

Le contrôleur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle du couple dans un seul sens de rotation .Ainsi, seuls les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux $\bar{\phi}_s$. Le vecteur nul est sélectionné pour diminuer le couple. Par contre, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du flux $\bar{\phi}_s$. Ainsi pour aller en 'marche arrière ' , on impose un croisement des phases du moteur [87, 89,94].

4.3.5.2 Comparateur à trois niveaux

Le comparateur à hystérésis à trois niveaux représenté par la Fig.4.6 ,est utilisé pour le contrôle du moteur dans les deux sens de rotation. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme de l'équation (4.24), tel que [2, 82,91] :

- ❖ Ccpl : représente l'état de sortie du comparateur.
- ❖ hc : représente la limite de la bande d'hystérésis.

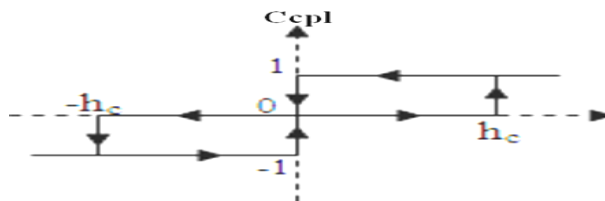


Fig. 4.6 Comparateur à trois niveaux utilisé pour le réglage du couple électromagnétique

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll}
 \text{Si } \Delta C_{em} > h_c & \Rightarrow C_{cpl} = 1 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_{em} \leq h_c \text{ et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0 & \Rightarrow C_{cpl} = 0 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_{em} \leq h_c \text{ et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0 & \Rightarrow C_{cpl} = 1 \\
 \text{Si } \Delta C_{em} < -h_c & \Rightarrow C_{cpl} = -1 \\
 \text{Si } -h_c \leq \Delta C_{em} \leq 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0 & \Rightarrow C_{cpl} = 0 \\
 \text{Si } -h_c \leq \Delta C_{em} \leq 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0 & \Rightarrow C_{cpl} = -1
 \end{array} \right. \quad (4.24)$$

En introduisant l'écart ΔC_{em} entre le couple de référence $(C_{em})_{ref}$ et le couple estimé C_{em} dans le comparateur à hystérésis à trois niveaux, ce dernier va générer à sa sortie la valeur $C_{cpl}=1$ pour augmenter le couple, $C_{cpl}=-1$ pour le réduire et $C_{cpl}=0$ pour le maintenir constant à l'intérieur d'une bande h_c autour de sa référence. L'augmentation des niveaux du correcteur entraîne une minimisation de la fréquence de commutation des interrupteurs car la dynamique du couple est plus rapide que celle du flux. Le correcteur à hystérésis à trois niveaux autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique. En effet, pour diminuer la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls, on peut appliquer les vecteurs \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i-2} , si l'on choisit le sens trigonométrique comme sens de rotation du moteur. Dans ce cas le vecteur flux rotorique $\bar{\phi}_r$ rattrape le flux $\bar{\phi}_s$, lorsque ce dernier est à l'arrêt ou se déplace en sens inverse de rotation du moteur[2,82].

4.3.6 Table de vérité et structure du DTC

La table de vérité de la structure de contrôle, est élaboré en fonction des sorties du contrôleur, à savoir C_{flx} , C_{cpl} et des zones N de position du vecteur flux $\bar{\phi}_s$. Elle se présente sous la forme suivante :

N		1	2	3	4	5	6	Correcteur
Cflx=1	Ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveaux
	Ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	Ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	
Cflx=0	Ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveaux
	Ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	Ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux

Tableau.4.1 Table de vérité de la structure de la DTC

4.4 Structure générale du contrôle directe du couple

La structure complète de la commande, est représentée par la figure ci-dessous.

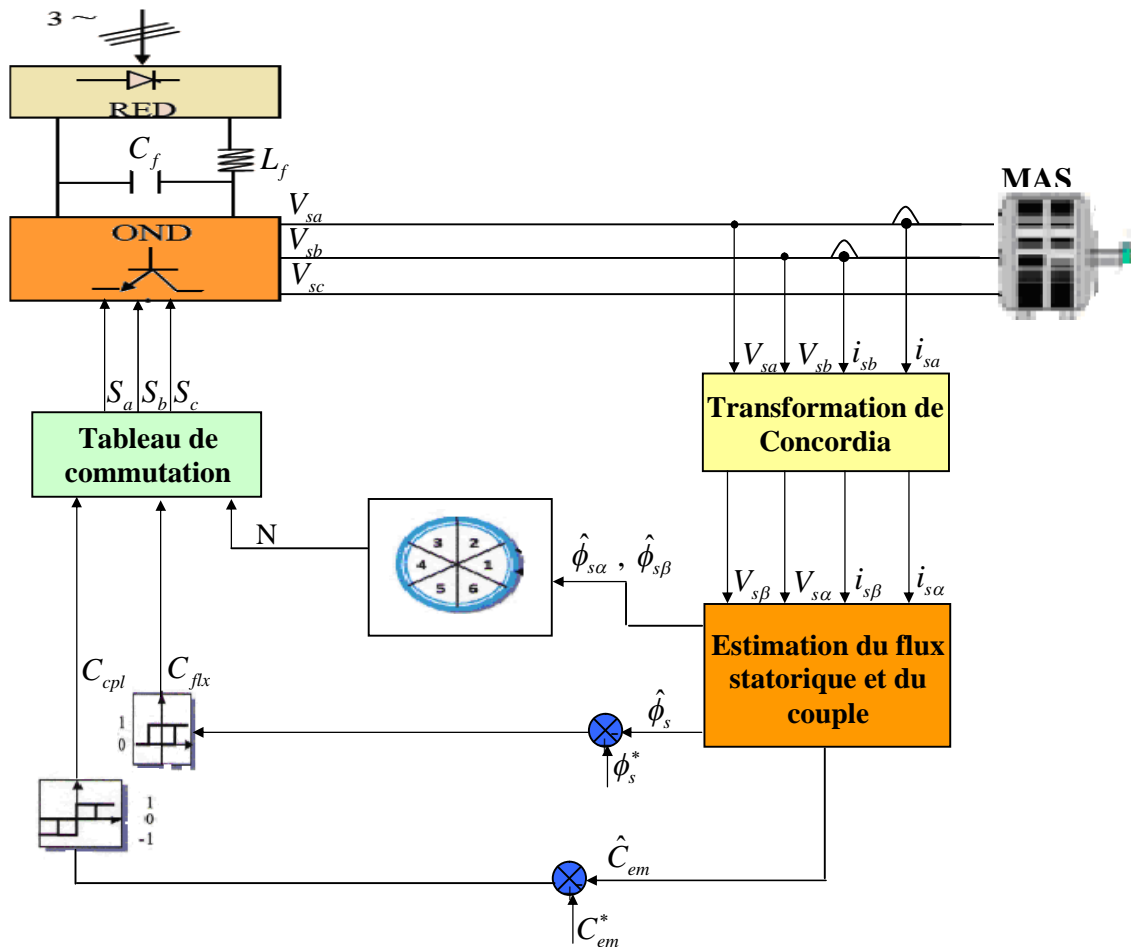


Fig.4.7 Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (DTC classique)

4.5 Résultats de simulations de la DTC classique

Le comportement de la structure de la commande directe du couple classique appliquée à une machine asynchrone, dont les paramètres sont récapitulés dans l'annexe A, est simulé sous l'environnement Matlab/Simulink. La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- La bande hystérésis du comparateur du couple est fixée à $\pm 0.5 \text{ N.m}$;
- La bande hystérésis du comparateur du flux est fixée à $\pm 0.01 \text{ Wb}$;
- La valeur de référence du flux statorique ϕ_{sref} est égale à 1 Wb ;
- Le couple de référence est un échelon de $[5-10-5] \text{ N.m}$.

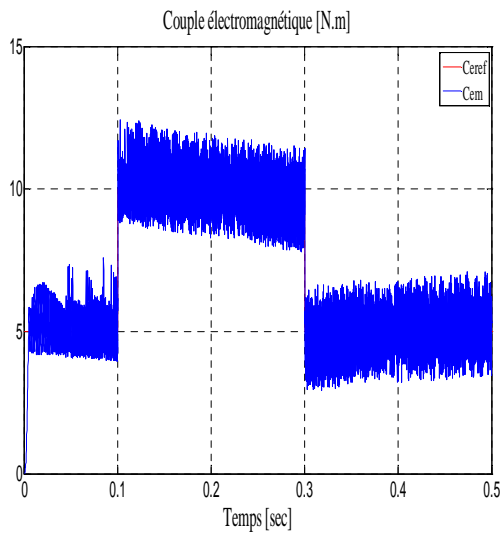


Fig.4.8.a Couple électromagnétique

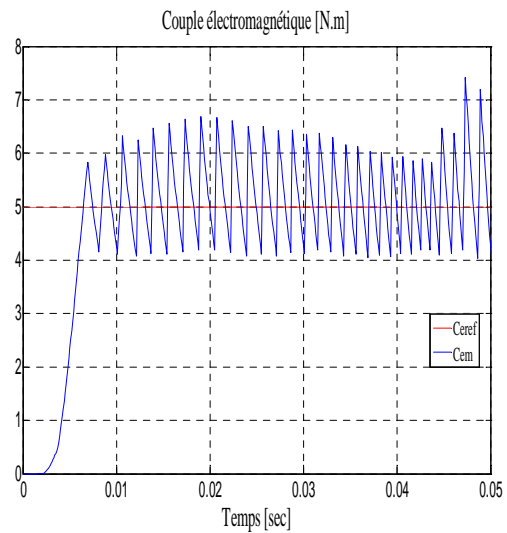


Fig.4.8.b Loupe de couple électromagnétique

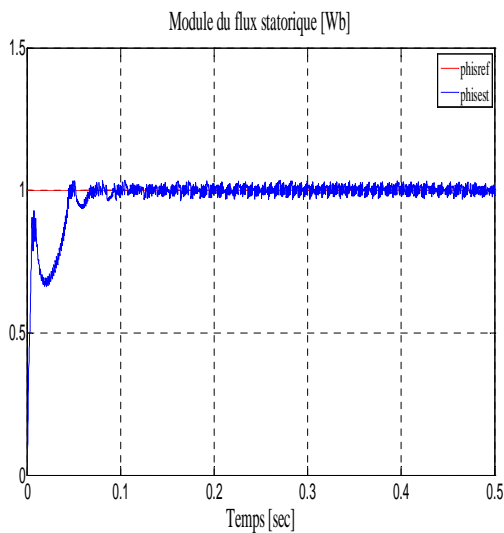


Fig.4.9.a Module du flux statorique

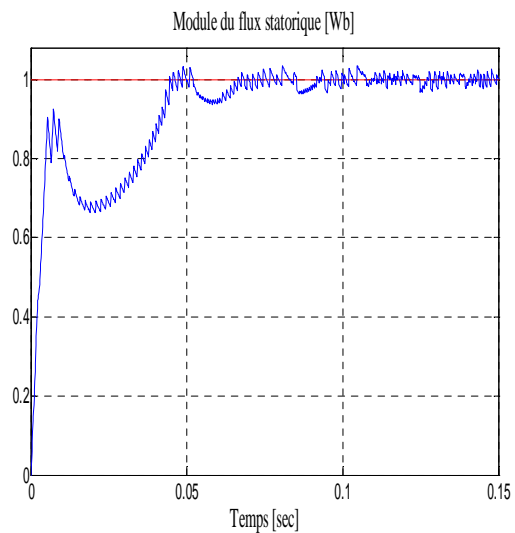


Fig.4.9.b Loupe module du flux statorique

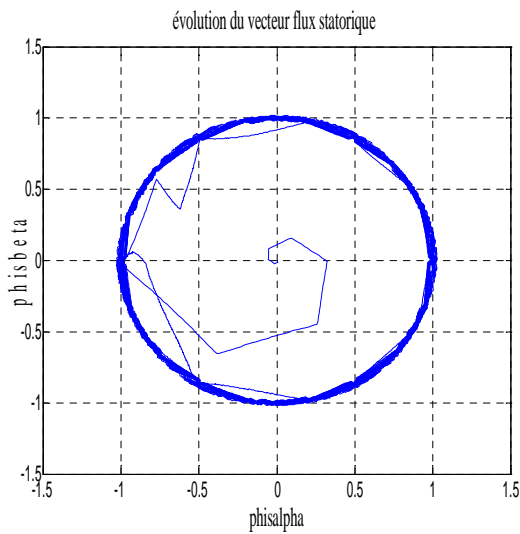


Fig.4.10 Evolution du vecteur flux

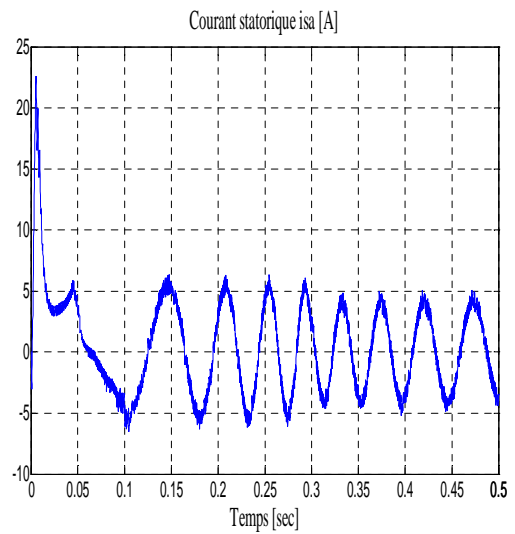


Fig.4.11 Courant statorique

4.5.1 Interprétation des résultats

Les figures (4.8) et (4.9) représentent respectivement une simulation de l'évolution du couple et du flux pour des consignes données. On retrouve les deux régimes transitoires et permanents.

Au regard des résultats obtenus par les figure (4.8) et (4.9), on constate d'une part que les variations du flux sont moins rapides que celles du couple et d'autre part, lorsque le régime permanent est atteint, les variables du couple et du flux sont limitées par les comparateurs à hystérésis.

Dans la Fig.4.8.a, on représente l'évolution du couple électromagnétique en fonction du temps. En régime permanent et pour un changement de consigne, on constate que le couple rattrape rapidement la nouvelle consigne avec la même ondulation.

Par ailleurs, la Fig.4.9.a, présente le module du flux statorique et qui présente un régime transitoire un peu lent et quelques atténuations. Puis au régime permanent le flux statorique suit sa référence.

L'évolution du flux statorique dans le repère (α, β) est illustrée à la Fig.4.10. La valeur de référence du flux dans ce cas, est de 1 Wb. Cependant lors du démarrage, nous observons des ondulations. Celles-ci sont dues, en partie à l'influence du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse du moteur.

La Fig.4.11, représente l'allure du courant statorique i_{sa} , ce dernier présente un pic au démarrage dû à l'établissement rapide du couple et du flux. Puis s'établit en régime permanent, on note aussi que l'allure du courant i_{sa} est bruitée et hachée.

Les Ondulations du couple et du flux sont représentées par le tableau ci-dessous.

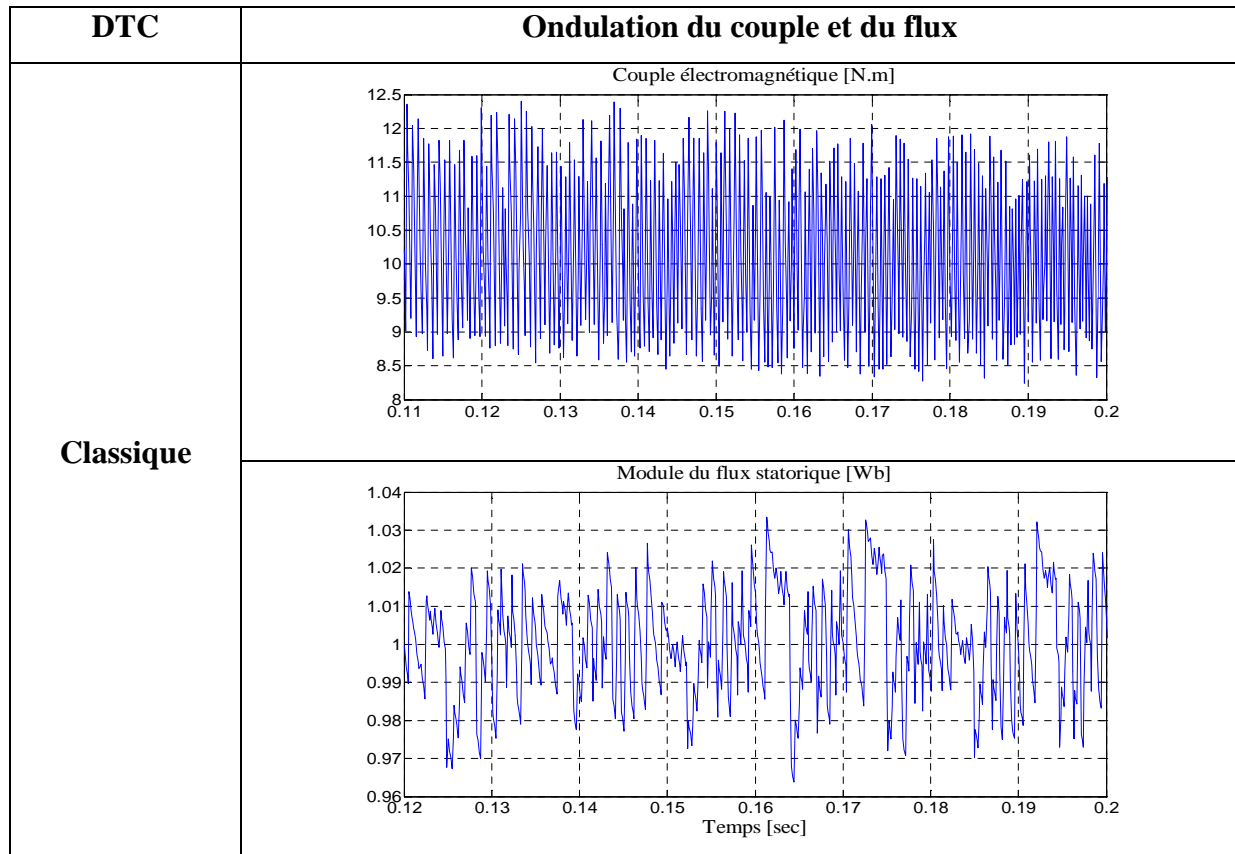


Tableau.4.2 Ondulation du couple et du flux

4.6 Commande DTC par intelligence artificielle

Les résultats de simulation obtenus précédemment, montrent que la DTC classique présente plusieurs inconvénients à savoir :

- L'obtention d'une fréquence de commutation variable.
- Ondulation importante du couple électromagnétique, du courant statorique ainsi que du flux statorique dans le régime transitoire et permanent.

Afin de remédier aux inconvénients cités ci-dessus et dans l'objectif d'améliorer les performances dynamiques de la DTC classique, nous allons utiliser les techniques de l'intelligence artificielle, et où le comparateur classique et la table de sélection seront remplacés par des comparateur à base de logique floue dans un premier temps et un comparateur neuronal dans un second temps, pour bien conduire le couple et le flux vers leur valeurs de référence[2,97].

4.6.1 Commande floue directe du couple (DTFC)

Le schéma bloc de la commande floue directe du couple (DTFC) est illustré à la Fig.4.12. Dans le but d'obtenir des performances accrues de la DTC, un contrôleur flou a été introduit

pour remplacer les deux comparateurs à hystérésis et la table de sélections utilisés précédemment. Les valeurs estimées du couple et du flux sont comparées avec leurs valeurs de référence respective. Les entrées de notre contrôleur flou sont : l'erreur du couple, l'erreur du flux et l'angle de position du flux. Ces derniers sont fuzzifiés en plusieurs sous-ensembles flous pour la sélection d'un vecteur de tension afin de conduire le couple et le flux vers leurs valeurs de référence de façon optimale avec une réponse rapide de couple [2, 94, 97,98].

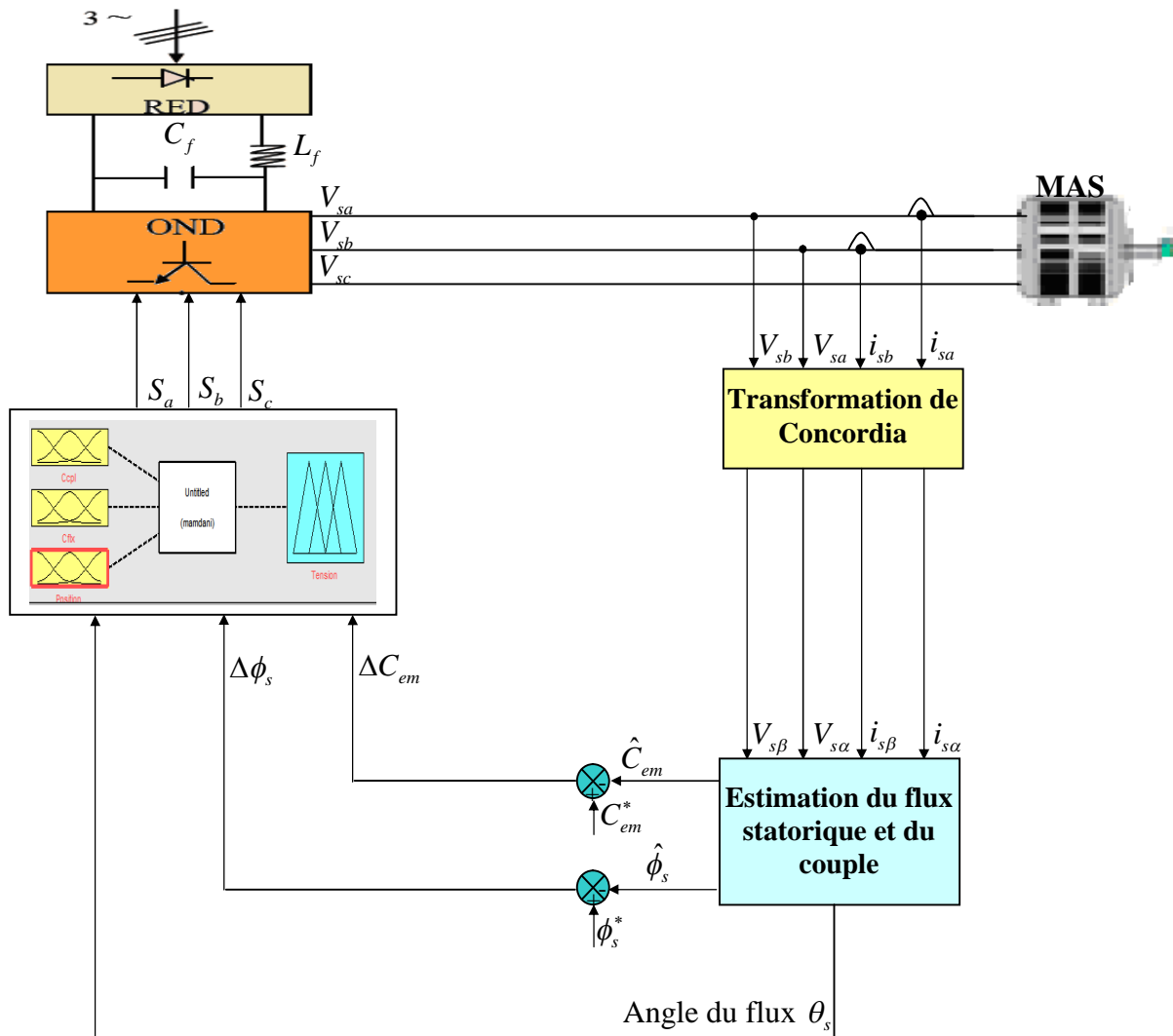


Fig.4.12 Commande directe du couple basée sur la logique floue

4.6.1.1 Conception du contrôleur flou

Le contrôleur flou étudié est composé de trois variables floues à l'entrée et une variable floue à la sortie.

➤ La première variable floue est $\Delta\phi_s$ définie comme suit :

$$\Delta\phi_s = \phi_s^* - \hat{\phi}_s \tag{4.25}$$

Son univers de discours utilisé est divisé en trois sous ensemble flous : valeur négative (**N**), nulle (**Z**) et positive (**P**), ces derniers sont définis par des fonctions d'appartenance de type triangulaire et trapézoïdale ,comme indiqué par la Fig.4.13.

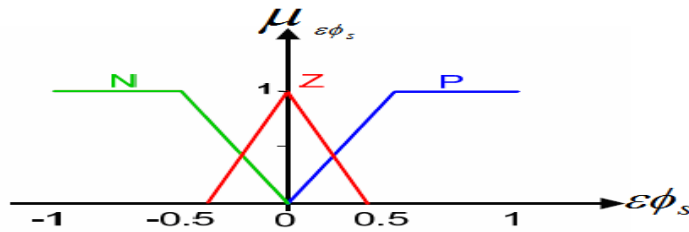


Fig.4.13 Fonction d'appartenance de l'erreur de flux

➤ La deuxième variable floue est ΔC_{em} définie comme suit :

$$\Delta C_{em} = C_{em}^* - \hat{C}_{em} \tag{4.26}$$

Son univers de discours utilisé est divisé en cinq sous ensemble flous : valeur grand positif (**PL**),petit positif (**PS**), nulle (**Z**), petit négatif (**NS**) et grand négatif (**NL**), ces derniers sont définis par des fonctions d'appartenance de type triangulaire et trapézoïdale comme indiqué par la Fig.4.14.

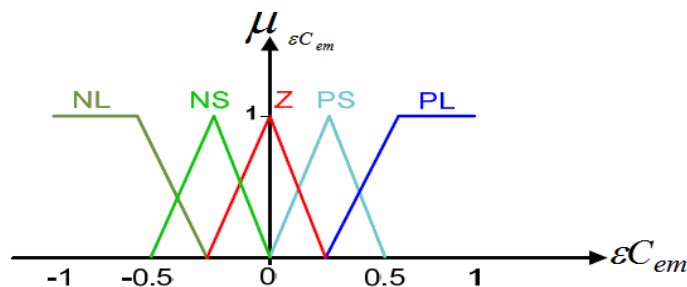


Fig.4.14 Fonction d'appartenance de l'erreur du couple

La troisième variable floue est l'angle du flux statorique qui est déterminé par l'expression de l'équation (4.20).

L'angle θ_s peut être décrit par 7 variables linguistiques ($(\theta_1 \rightarrow \theta_7)$), comme indiqué par la Fig.4.15.

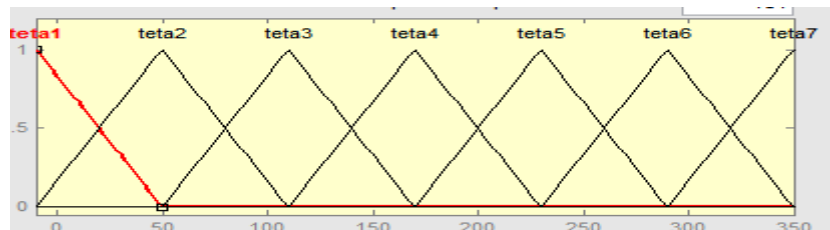


Fig4.15 Fonction d'appartenance de l'angle du flux

Le contrôleur fourni à sa sortie les vecteurs de tension V_0, V_1, V_2, V_4, V_5 et V_6 , comme illustré à la Fig.4.16.

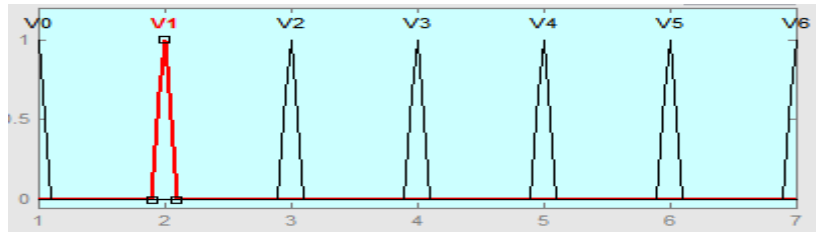


Fig.4.16 Fonction d'appartenance de la sortie

Les règles d'inférence sont représentées par le tableau ci-dessous.

$\Delta\phi_s / \Delta C_{em}$	P	Z	N
PL	V_1	V_2	V_2
PS	V_2	V_2	V_3
Z	V_1	V_0	V_4
NS	V_6	V_5	V_4
NL	V_6	V_5	V_5

$\Delta\phi_s / \Delta C_{em}$	P	Z	N
PL	V_2	V_3	V_3
PS	V_3	V_3	V_4
Z	V_2	V_0	V_5
NS	V_1	V_6	V_5
NL	V_1	V_6	V_6

$\Delta\phi_s / \Delta C_{em}$	P	Z	N
PL	V_3	V_3	V_3
PS	V_4	V_3	V_4
Z	V_3	V_0	V_5
NS	V_2	V_6	V_5
NL	V_2	V_6	V_6

$\Delta\phi_s / \Delta C_{em}$	P	Z	N
PL	V_4	V_5	V_5
PS	V_5	V_5	V_6
Z	V_4	V_0	V_1
NS	V_3	V_2	V_1
NL	V_3	V_2	V_1

$\Delta\phi_s / \Delta C_{em}$	P	Z	N
PL	V_5	V_6	V_6
PS	V_6	V_6	V_1
Z	V_5	V_0	V_2
NS	V_4	V_3	V_2
NL	V_4	V_3	V_3

$\Delta\phi_s / \Delta C_{em}$	P	Z	N
PL	V_6	V_1	V_1
PS	V_1	V_1	V_2
Z	V_6	V_0	V_3
NS	V_5	V_4	V_3
NL	V_5	V_4	V_4

Tableau.4.2 Règles d'inférence floue

4.6.1.2 Résultats de simulations de la DTFC

Dans l'objectif de tester les performances obtenues par la DTC flou, des simulations numériques ont été effectuées avec un couple de référence C_{eref} de [5-10-5] N.m et un flux de référence ϕ_{isref} de 1 Wb.

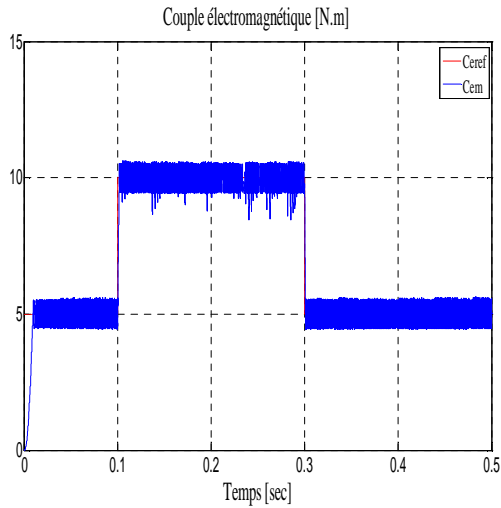


Fig.4.17.a Couple électromagnétique

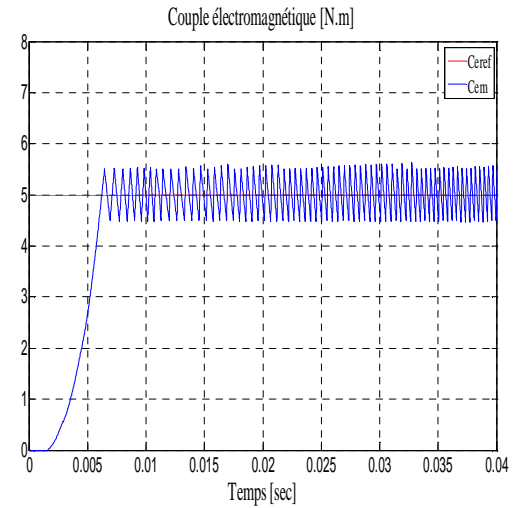


Fig.4.17.b Loupe de couple électromagnétique

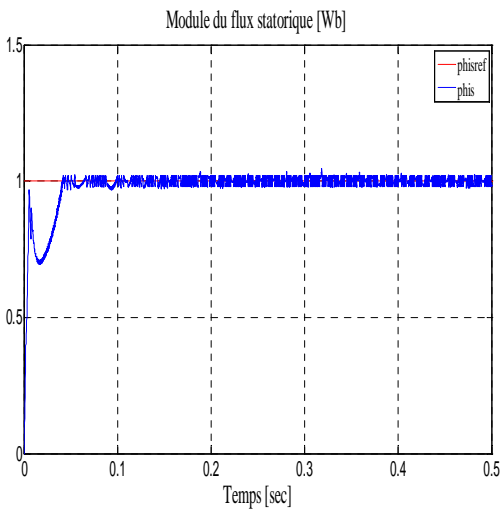


Fig.4.18.a Module du flux statorique

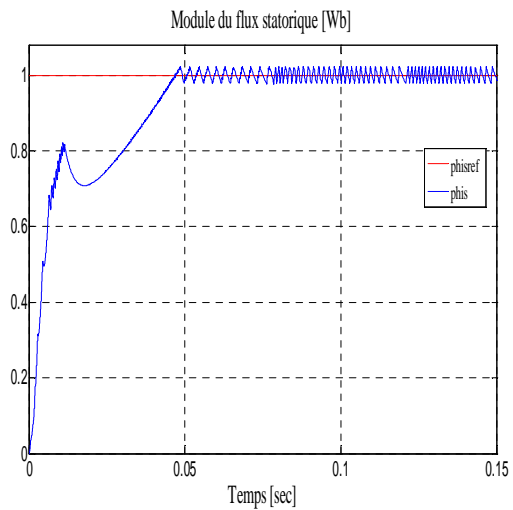


Fig.4.18.b Loupe module du flux statorique

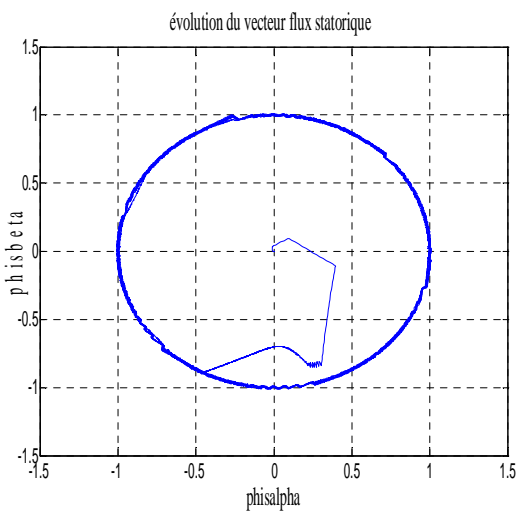


Fig.4.19 Evolution du vecteur flux

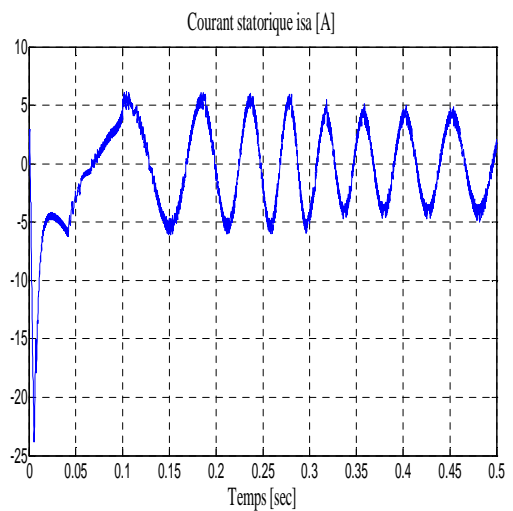


Fig.4.20 Courant statorique

4.6.1.3 Interprétation des résultats

Les résultats de simulations présentés par les figures (4.17 à 4.20) montrent que la DTC-flou présente des performances accrues comparés à ceux obtenus par la DTC-classique.

Les figures (4.18.a) et (4.18.b) montrent qu’au régime permanent le flux statorique se stabilise vers sa valeur de référence (1Wb) avec une erreur statique nulle ce qui se traduit par une trajectoire circulaire du flux comme illustré à la figure (4.19) et par voie de conséquence la forme du courant statorique est sinusoïdale avec moins de pics au démarrage comme indiqué par la Fig.20. L’examen de la Fig.17.a et Fig.17.b, permet de faire la constatations suivante : le couple suit parfaitement sa référence avec une réduction notable des fluctuations et un régime transitoire rapide comparativement à la DTC-classique .

Les ondulations du couple et du flux sont représentée par le tableau ci-dessous.

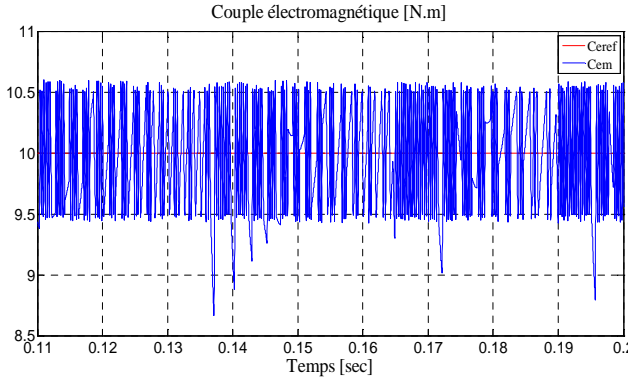
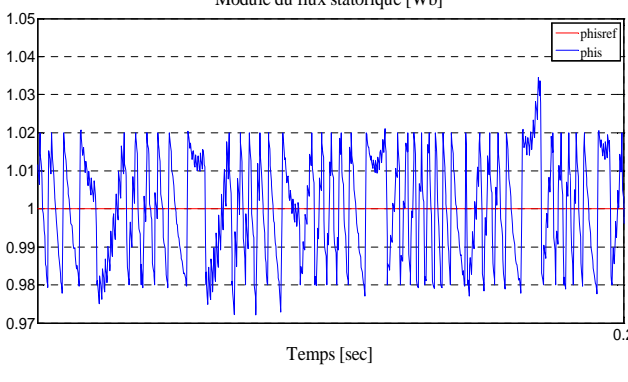
DTC	Ondulation du couple et du flux
Flou	<div style="text-align: center;">  <p>Couple électromagnétique [N.m]</p> </div> <div style="text-align: center;">  <p>Module du flux statorique [Wb]</p> </div>

Tableau.4.3 Ondulations du couple et du flux

4.6.2 Commande neuronale directe du couple (DTNC)

Afin d'améliorer les performances de la DTC classique, nous avons opté pour un contrôleur neuronale dont le rôle est de remplacer les comparateurs à hystérésis et la tables de sélection utilisés précédemment. Les entrées du contrôleur sont l'erreur du flux $\Delta\phi_s$, l'erreur du couple ΔC_{em} et l'angle de position du flux statorique. Les impulsions qui permettent la commande des interrupteurs de l'onduleur constituent la sortie du contrôleur. La structure du réseau de neurones retenue dans notre cas et qui permet d'améliorer la DTC de manière satisfaisante est un réseau de neurones de type (3-10-3). Pour la génération de ce contrôleur neuronal, nous avons utilisé l'outil Matlab/Simulink.

Le schéma bloc de la commande neuronale directe du couple (DTNC) d'un moteur asynchrone est représenté par la figure ci-dessous.

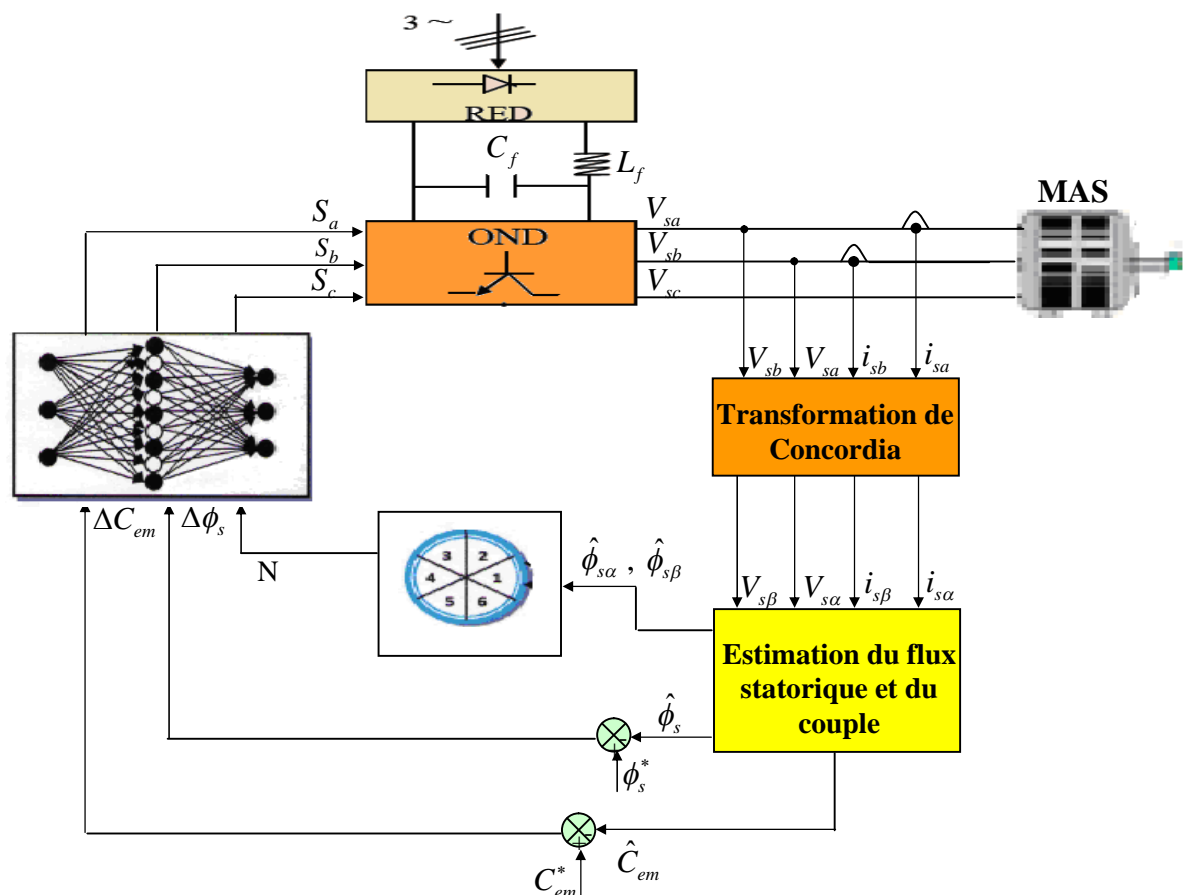


Fig.4.21. Commande directe du couple d'une MAS basé sur les réseaux de neurones

4.6.2.1 Résultats de simulations de la DTNC

Pour mettre en évidence l'intérêt du comparateur neuronal dans la commande directe du couple, nous avons repris les mêmes tests effectués précédemment.

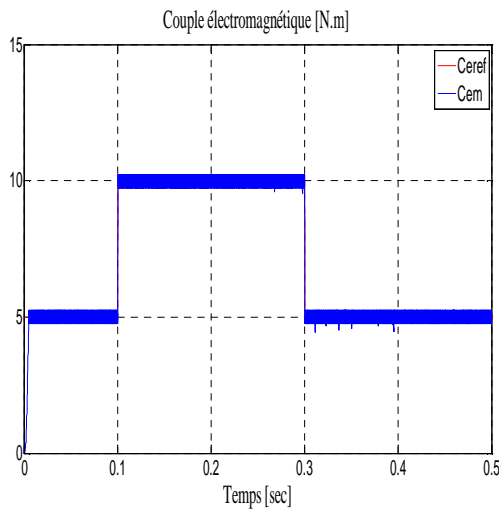


Fig.4.22.a Couple électromagnétique

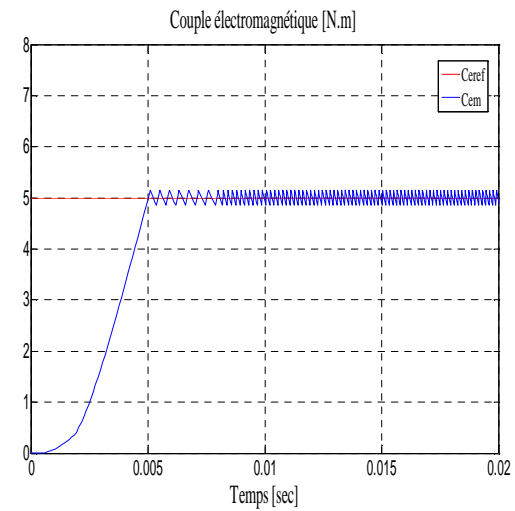


Fig.4.22.b Loupe de couple électromagnétique

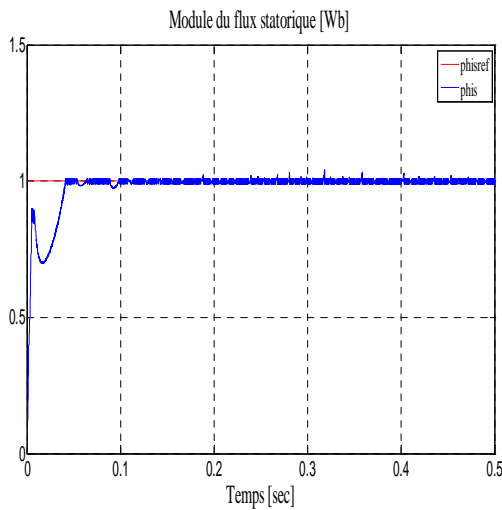


Fig.4.23.a Module du flux statorique

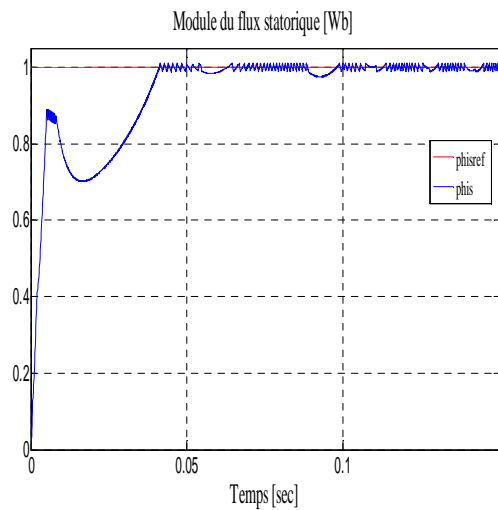


Fig.4.23.b Loupe module du flux statorique

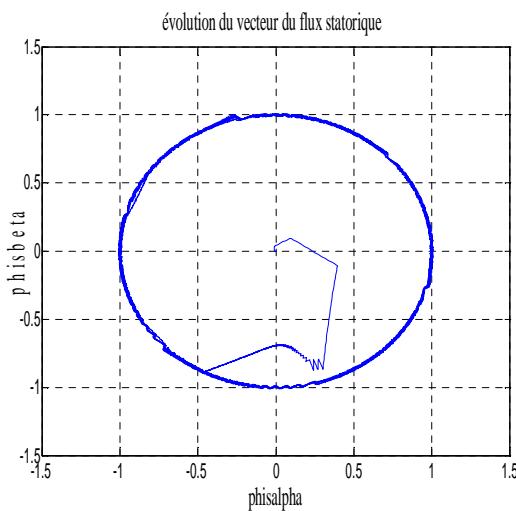


Fig.4.24 Evolution du vecteur flux

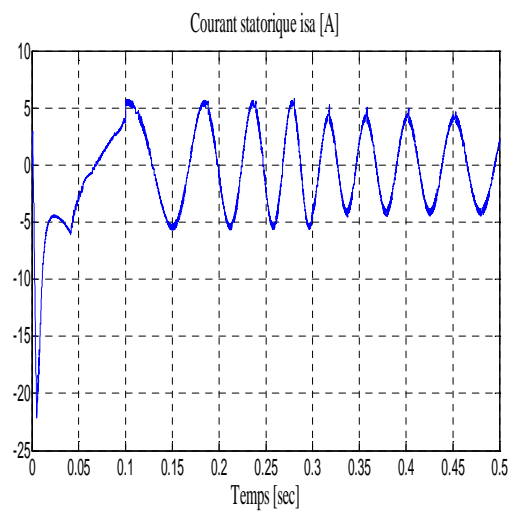


Fig.4.25 Courant statorique

4.6.2.2 Interprétation des résultats de la DTNC

L'analyse des résultats illustrés par les figures (4.22 à 4.25), nous permet de faire les constatations suivantes :

- ❖ Le couple et le flux suivent parfaitement leurs références et que les réponses de ces variables de contrôle sont rapides avec moins d'ondulations comparativement à la commande DTC classique et DTFC.
- ❖ L'allure du courant statorique est sinusoïdale et présente une importante atténuation des ondulations comparativement à la commande DTC classique et DTFC.

Au regard des résultats de simulations obtenus, on constate que la DTNC présente des performances accrues par rapport à ceux obtenues par les deux techniques utilisées précédemment.

Les ondulations du couple et du flux sont représentée par le tableau ci-dessous.

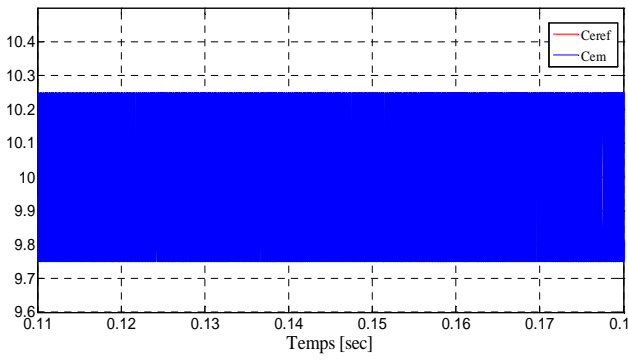
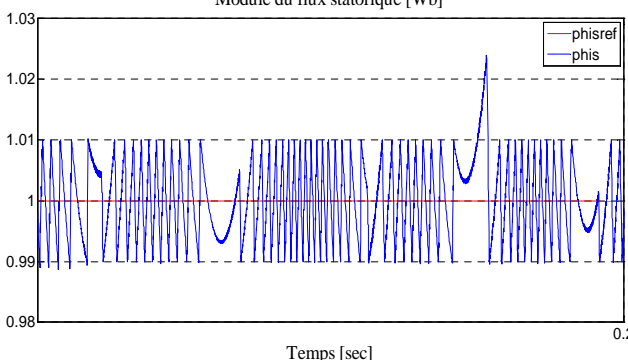
DTC	Ondulation du couple et du flux
Réseau de neurone	<div style="text-align: center;"> <p>Couple électromagnétique [N.m]</p>  </div> <div style="text-align: center; margin-top: 20px;"> <p>Module du flux statorique [Wb]</p>  </div>

Tableau.4.4 Ondulations du couple et du flux

4.7 Comparaison entre les résultats obtenus par les différentes techniques étudiées dans ce chapitre

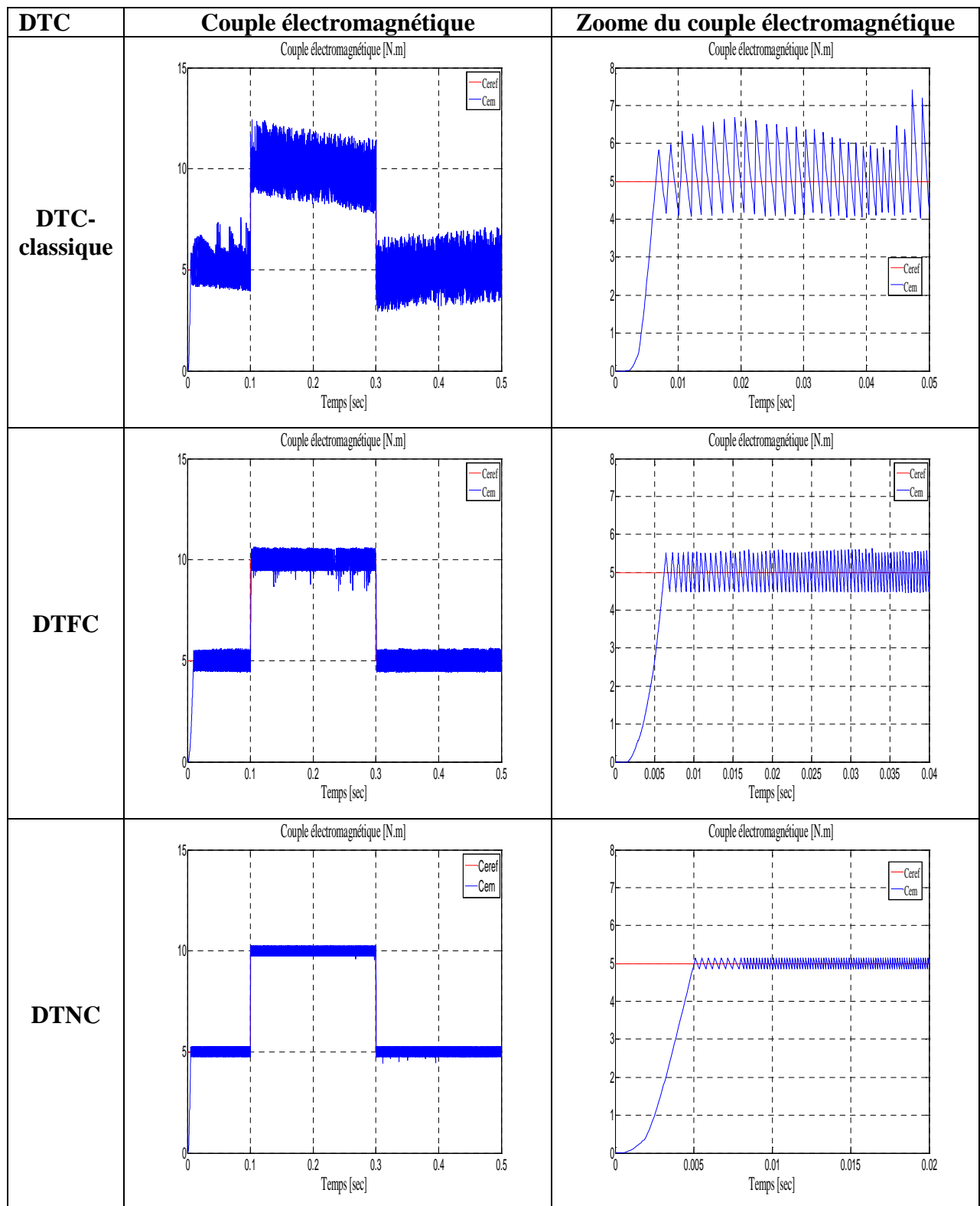


Tableau.4.5 Fluctuation du couple

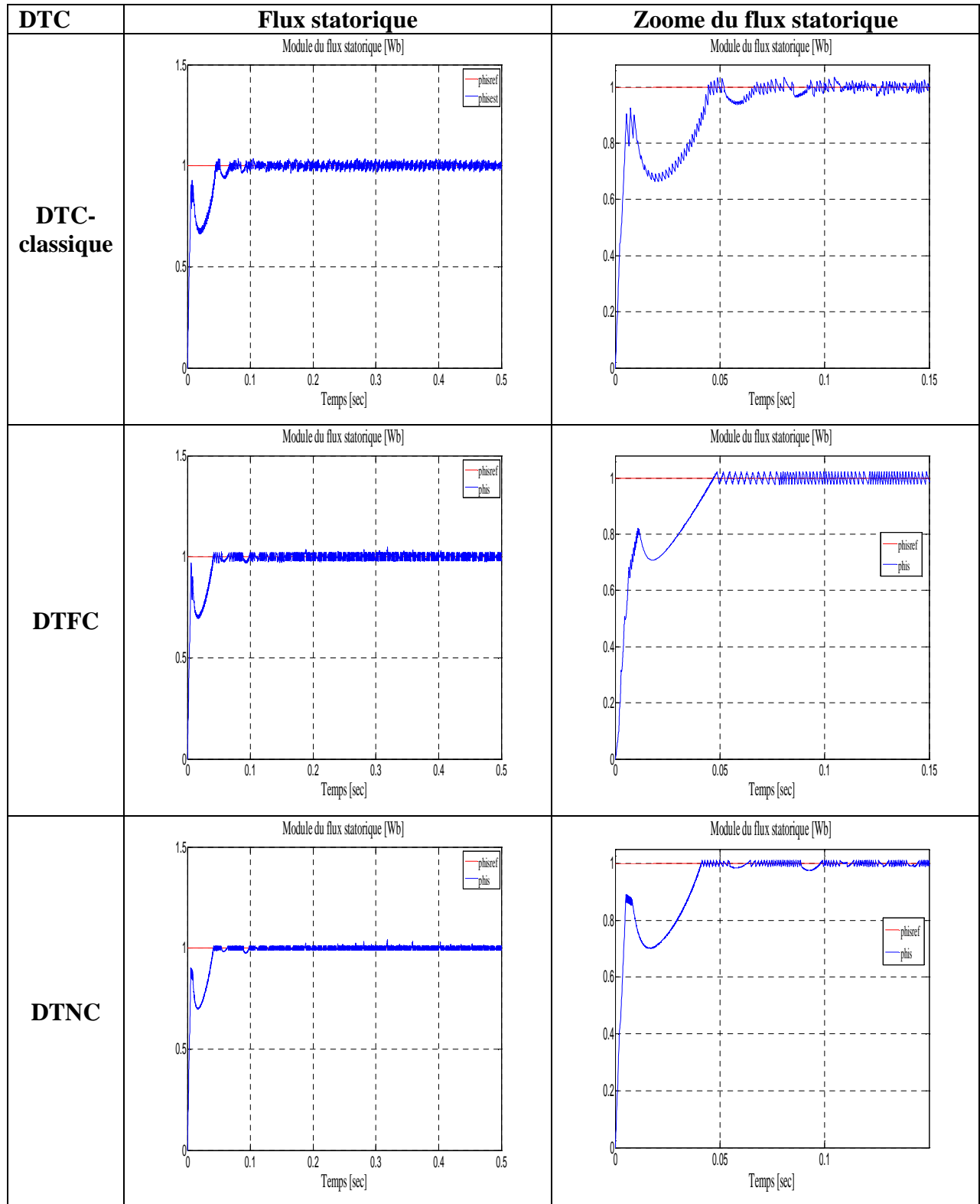


Tableau.4.6 Fluctuation du flux

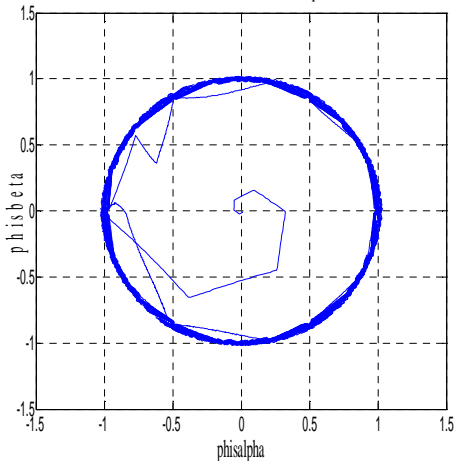
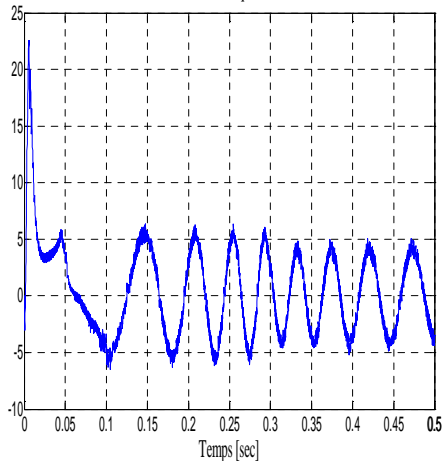
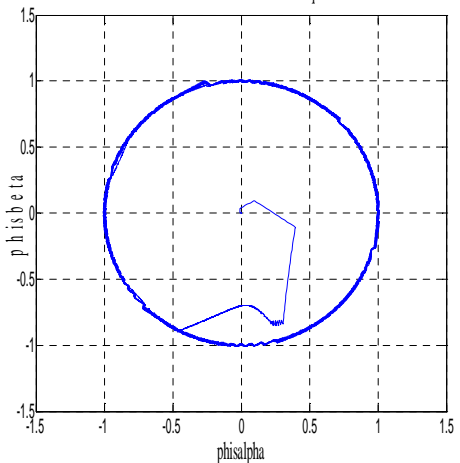
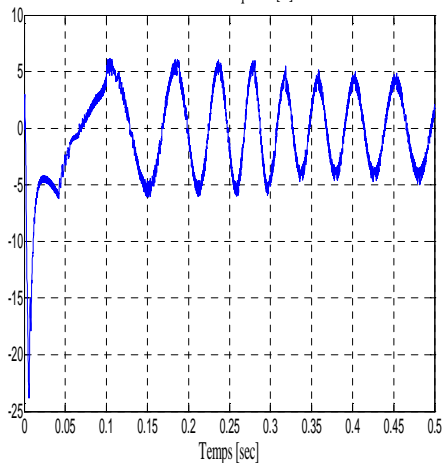
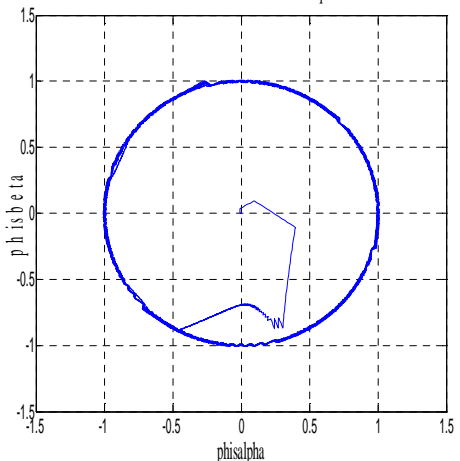
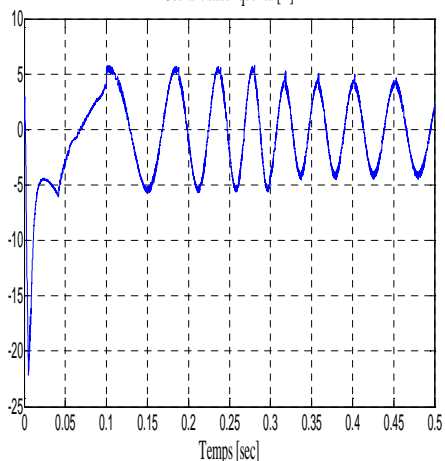
<p>DTC- classique</p>	<p style="text-align: center;">évolution du vecteur flux statorique</p> 	<p style="text-align: center;">Courant statorique isa [A]</p> 
<p>DTFC</p>	<p style="text-align: center;">évolution du vecteur flux statorique</p> 	<p style="text-align: center;">Courant statorique isa [A]</p> 
<p>DTNC</p>	<p style="text-align: center;">évolution du vecteur du flux statorique</p> 	<p style="text-align: center;">Courant statorique isa [A]</p> 

Tableau.4.7 Fluctuation du flux et du courant

4.8 Commande de la DTNC avec boucle de vitesse

Dans cette partie de l'étude, nous examinons l'effet de la boucle de régulation de vitesse sur les performances de la commande neuronale directe du couple (DTNC). Le couple de référence (Ceref) est généré par un régulateur PI de vitesse dont les paramètres sont obtenus par la technique d'optimisation dite PSO.

Les paramètres du contrôleur de vitesse PI obtenus après la procédure d'optimisation par la technique PSO sont représentés par le tableau ci-dessous.

k_p	k_i
3.6	2.75

Tableau.4.8 Paramètres optimisés par la technique PSO

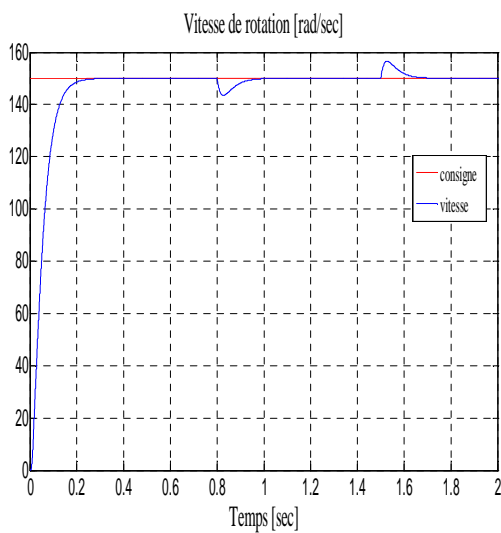


Fig.4.26 Vitesse de rotation

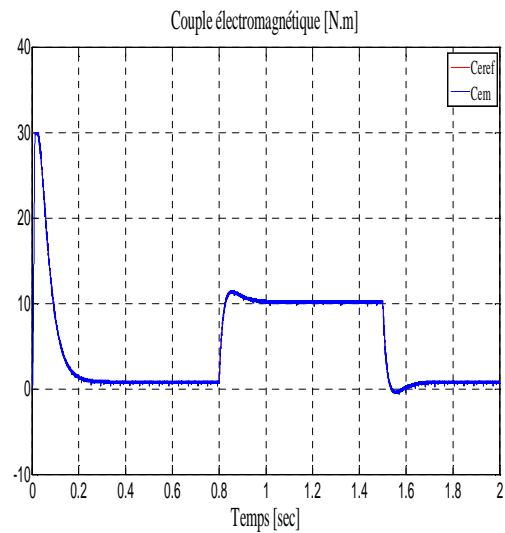


Fig.4.27 Couple électromagnétique

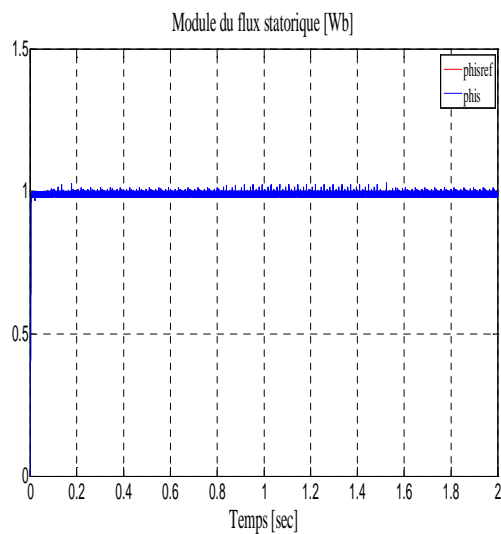


Fig.4.28 Module du flux statorique

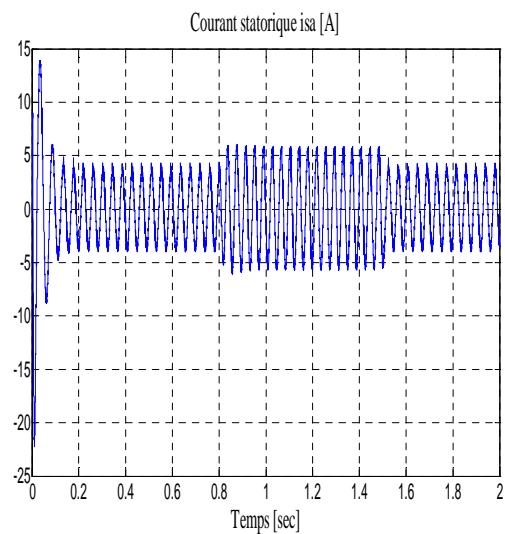


Fig.4.29 Courant statorique isa

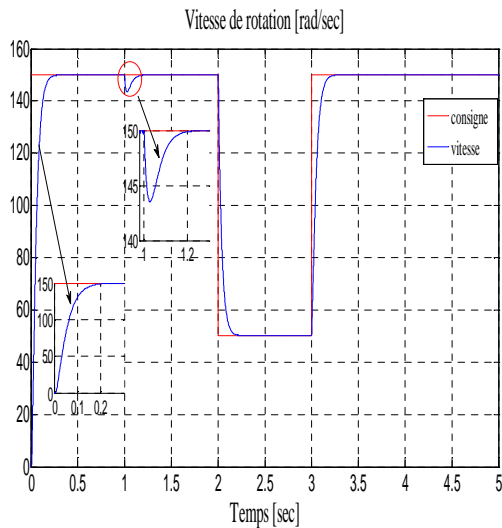


Fig.4.30 Vitesse de rotation

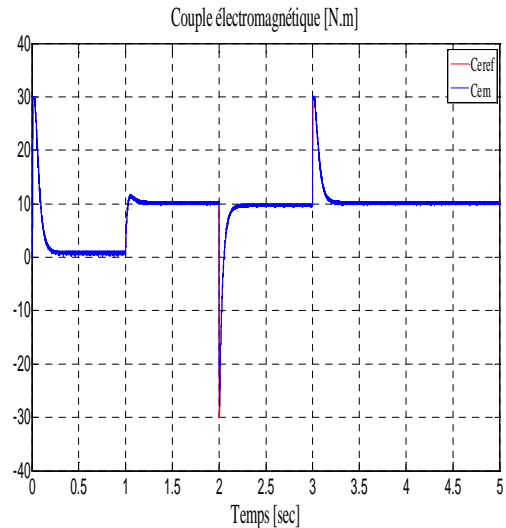


Fig.4.31 Couple électromagnétique

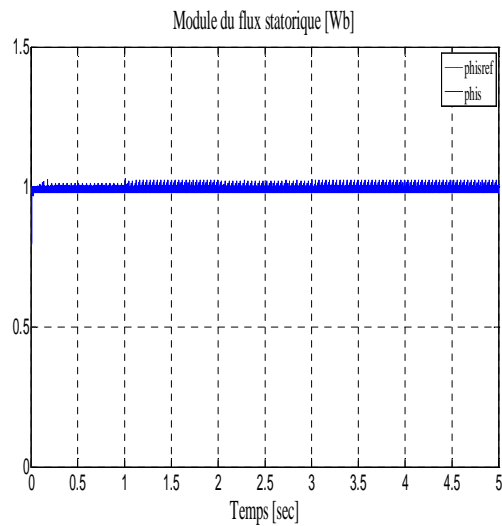


Fig.4.32 Module du flux statorique

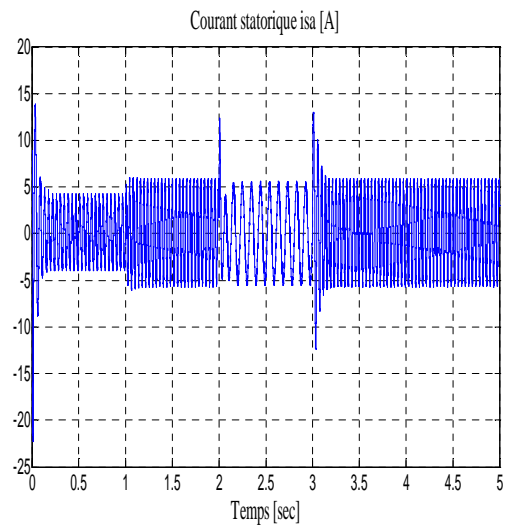


Fig.4.33 Courant statorique isa

4.8.1 Interprétation des résultats

De l'analyse des résultats de simulation de la commande neuronale directe du couple (DTNC) en présence de la boucle de régulation de vitesse, il ressort que :

- La vitesse de rotation suit parfaitement sa référence sans dépassement et avec un bon rejet des perturbations (Fig.26 et Fig.30).
- Le couple électromagnétique présente quelques pics lors de la variation de vitesse et se stabilise vers sa valeur de consigne issue de la sortie du régulateur de vitesse (Fig.4.27 et Fig.4.31).
- Le module du flux statorique suit parfaitement sa valeur de référence et il n'est pas affecté par la variation de la charge (Fig.4.28 et Fig.4.32).

- Le courant statorique a une forme sinusoïdale et présente des pics lors de la variation de la vitesse (Fig.4.29 et Fig.4.33).

4.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans premier temps, les principes de la structure de la commande directe du couple (DTC), cette technique présente une solution efficace et intéressante pour surmonter les problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel. En outre le contrôle direct du couple ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou de la vitesse de la machine. Au regard des résultats obtenus par la simulation numérique, on conclut que la DTC classique présente de bonnes performances dynamiques et statiques du couple électromagnétique et du flux .Néanmoins l'évolution des deux grandeurs commandées à savoir le flux et le couple, présente des fluctuations importantes, ce qui constitue l'un des inconvénients majeurs de la DTC classique.

Quelques techniques d'améliorations des performances de la DTC ont été étudiées. Dans cette étude, nous avons abordé la commande DTC basée sur les techniques intelligentes, où les comparateurs classique à hystérésis et la table de sélection ont été remplacés dans un premier temps par un comparateur flou et dans un second temps par un comparateur neuronal. les simulations numériques , montrent que la combinaison entre l'intelligence artificielle et la DTC a permis d'une part d'avoir des régimes transitoires rapides et d'autre part de revoir les ondulations du couple et du flux à la baisse.

Finalement, on conclut que la DTC basée sur l'intelligence artificielle, présente des performances accrues par rapport à la DTC classique.

CHAPITRE 5

Commande sans capteur de vitesse

5.1 Introduction

Le problème majeur qui se pose pour les lois de commande robuste et sophistiquée est la nécessité de l'emploi d'un capteur mécanique (vitesse, position, couple de charge). Ceci impose un surcoût et augmente la complexité des montages. On essaye donc de remplir la fonction des capteurs mécanique par des capteurs de grandeurs électrique (tension, courant) et algorithmes de calcul afin de reconstituer les états de la machine, de tels outils portent l'appellation d'estimateur et d'observateurs. Le fonctionnement sans capteurs mécanique permet de réduire les coûts de fabrication (pas de capteur à implémenter) et de maintenance [14, 99,100].

Dans ce chapitre, nous exposerons dans un premier temps les méthodes d'estimation de la vitesse du MAS à partir des estimateurs basées sur un système adaptatif à modèle de référence (MRAS), et dans un second temps la théorie générale de l'observateur de Luenberger. Par la suite nous déduisons l'observateur de Luenberger adaptatif. Ces méthodes seront exploitées pour l'implantation de la CVD et la DTC sans capteur de vitesse.

5.2 Estimation adaptative de la vitesse (MRAS)

La technique MRAS développée par Shauder est connu par le nom d'origine anglo-saxone Model référence System. L'idée de base de cette méthode repose sur la comparaison des grandeurs obtenues de deux manières différentes, d'un coté par un calcul ne dépendant pas explicitement de la vitesse (modèle de référence) et d'autre coté par un modèle dépendant explicitement de la vitesse (modèle ajustable)[101,102].

5.2.1 Modèle d'observation du flux et de la vitesse rotorique

A partir du modèle de la machine asynchrone exprimé dans le référentiel lié au stator, où le vecteur d'état est constitué : des deux composantes du courant statorique plus les deux composantes du flux rotorique, on peut déduire les deux sous-systèmes matriciels (5.1) et (5.2) ci-dessous représentant respectivement, le modèle de référence et le modèle ajustable [103,104] :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \left\{ \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (R_s + \sigma L_s s) & 0 \\ 0 & (R_s + \sigma L_s s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right\} \quad (5.1)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Les deux sous-systèmes matriciels (5.1) et (5.2) sont obtenus respectivement à partir des deux équations relatives au stator et deux équations relatives au rotor de la machine asynchrone.

5.2.2 Identification de la vitesse par la technique MRAS

La Fig.5.1 illustre un schéma d'estimation de la vitesse rotorique du MAS au moyen de la technique MRAS. Dans cette figure deux sous-systèmes indépendants sont mis en parallèle : le premier est basé sur le modèle de référence et le second sur le modèle ajustable [105,106].

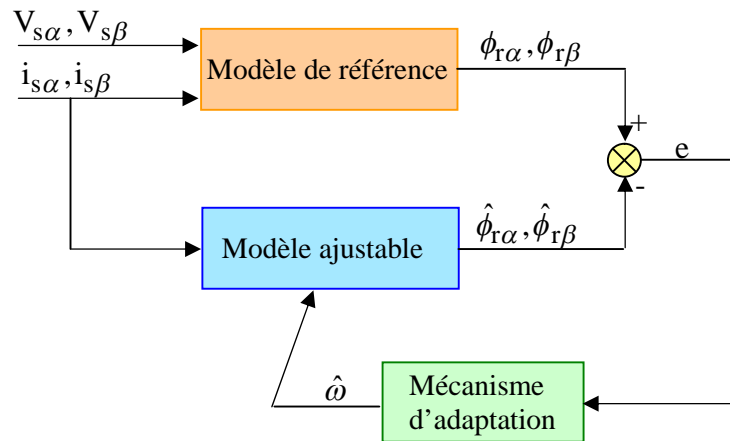


Fig.5.1 Structure d'un système MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique

Dans le but de garantir la convergence des grandeurs estimées vers les grandeurs réelles avec une dynamique appropriée, il faut tenir compte de la stabilité globale du système lors de la synthèse du mécanisme d'adaptation.

5.2.3 Synthèse de l'observateur du flux et de vitesse MRAS

En général, la vitesse ω est une variable et les deux modèles constituant le système MRAS à savoir le modèle de référence et le modèle ajustable sont des systèmes non linéaires variant dans le temps. Cependant, pour des fins de synthèse du mécanisme d'adaptation, on considère la vitesse ω comme étant un paramètre constant du modèle de référence [103].

On écrivant le sous système (5.2) en termes des grandeurs estimées, on obtient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\hat{\omega} \\ \hat{\omega} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Ainsi en retranchant (5.3) de (5.2), on obtient l'erreur d'estimation :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\phi}_{r\beta} \\ \hat{\phi}_{r\alpha} \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \quad (5.4)$$

Avec

$$\varepsilon_\alpha = \phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha}$$

$$\varepsilon_\beta = \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta}$$

Le système (5.4) peut se mettre sous la forme condensée ci-dessous :

$$\frac{d}{dt} [\varepsilon] = [A][\varepsilon] + [W] \quad (5.5)$$

Où :

$$[\varepsilon] = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} ;$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [W] = \begin{bmatrix} -\hat{\phi}_{r\beta} \\ \hat{\phi}_{r\alpha} \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega})$$

Schauder propose une loi d'adaptation qui satisfait le critère de Popov de l'hyperstabilité. Cette loi est donnée par l'expression ci-dessous [100,107,108,109]:

$$\hat{\omega} = f_2(\varepsilon) + \int_0^t f_1(\varepsilon) d\tau \quad (5.6)$$

Le critère de Popov exige la satisfaction de l'inégalité suivante [100,108] :

$$\int_0^t \varepsilon^T W dt \geq -\gamma^2 \quad (5.7)$$

Où :

γ^2 : est une constante positive.

En utilisant l'expression de $\hat{\omega}$, remplaçant ε et W par leurs valeurs, l'inégalité (5.7) devient :

$$\int_0^t \left(\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{r\beta} - \varepsilon_\beta \hat{\phi}_{r\alpha} \end{bmatrix} \left[\omega - f_2(\varepsilon) - \int_0^t f_1(\varepsilon) d\tau \right] \right) dt \geq -\gamma^2 \quad (5.8)$$

Pour la résolution de l'équation (5.8), on peut utiliser la relation ci-dessous :

$$\int_0^t k_m \left(\frac{d}{dt} f(t) \right) f(t) dt \geq -\frac{1}{2} k_m f(0)^2 \quad (5.9)$$

Où : $k_m > 0$ et $f(0)$: représente la condition initiale.

En utilisant l'expression ci-dessus, on peut montrer que l'inégalité de Popov est satisfaite par les fonctions suivantes :

$$f_1 = k_i(\varepsilon_\beta \hat{\phi}_{r\alpha} - \varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{r\beta}) = k_i(\phi_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta}) \quad (5.10)$$

$$f_2 = k_p(\varepsilon_\beta \hat{\phi}_{r\alpha} - \varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{r\beta}) = k_p(\phi_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta}) \quad (5.11)$$

En remplaçant les équations (5.10) et (5.11) dans l'équation (5.6), on obtient la vitesse estimée:

$$\hat{\omega} = k_p(\phi_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta}) + k_i \int_0^t (\phi_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta}) dt \quad (5.12)$$

Avec : K_p et K_i sont des constantes positive.

Le flux statorique est donné en fonction de courant statorique et de flux rotorique par :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \sigma L_s i_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = \sigma L_s i_{s\beta} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (5.13)$$

5.2.4 Structure de l'association CVD-observateur MRAS d'un MAS

La structure de la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone par la méthode d'estimation de la vitesse par la technique MRAS est illustrée par la figure ci-dessous :

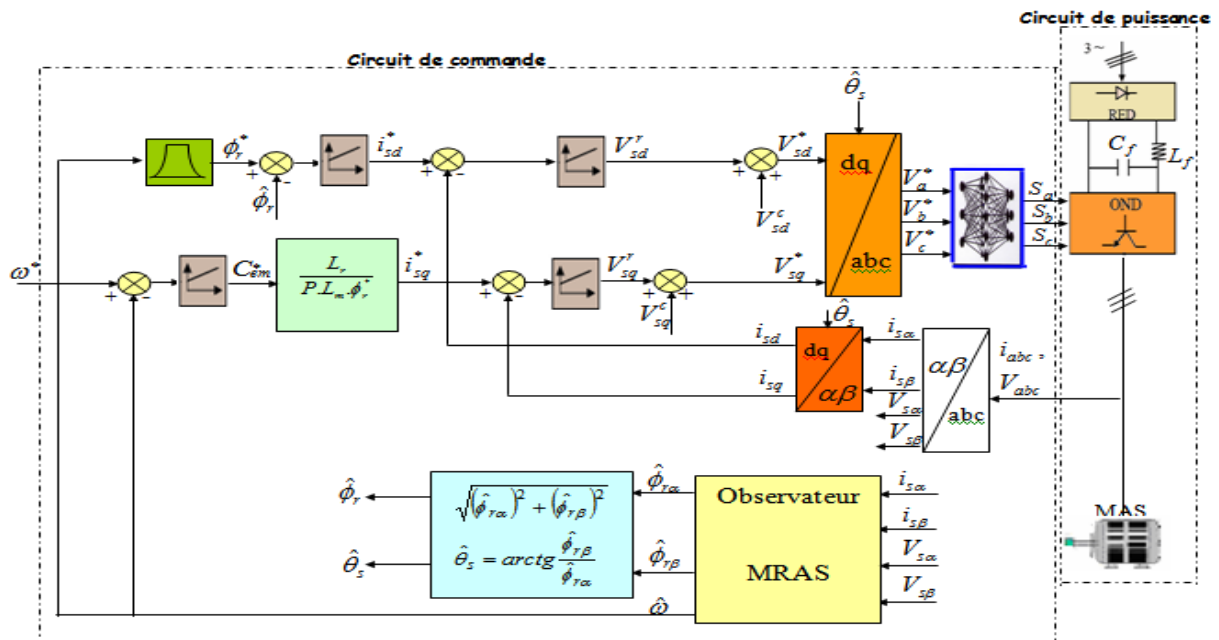


Fig.5.2 Schéma-bloc de la commande CVD sans capteur basée MRAS

5.2.4.1 Résultats de simulation

Les simulations représentées par les figures (Fig.5.3, Fig.5.4 et Fig.5.5) sont réalisées afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe basée sur un MRAS. Ces résultats sont obtenus en utilisant un régulateur PI optimisé par la technique PSO pour la vitesse.

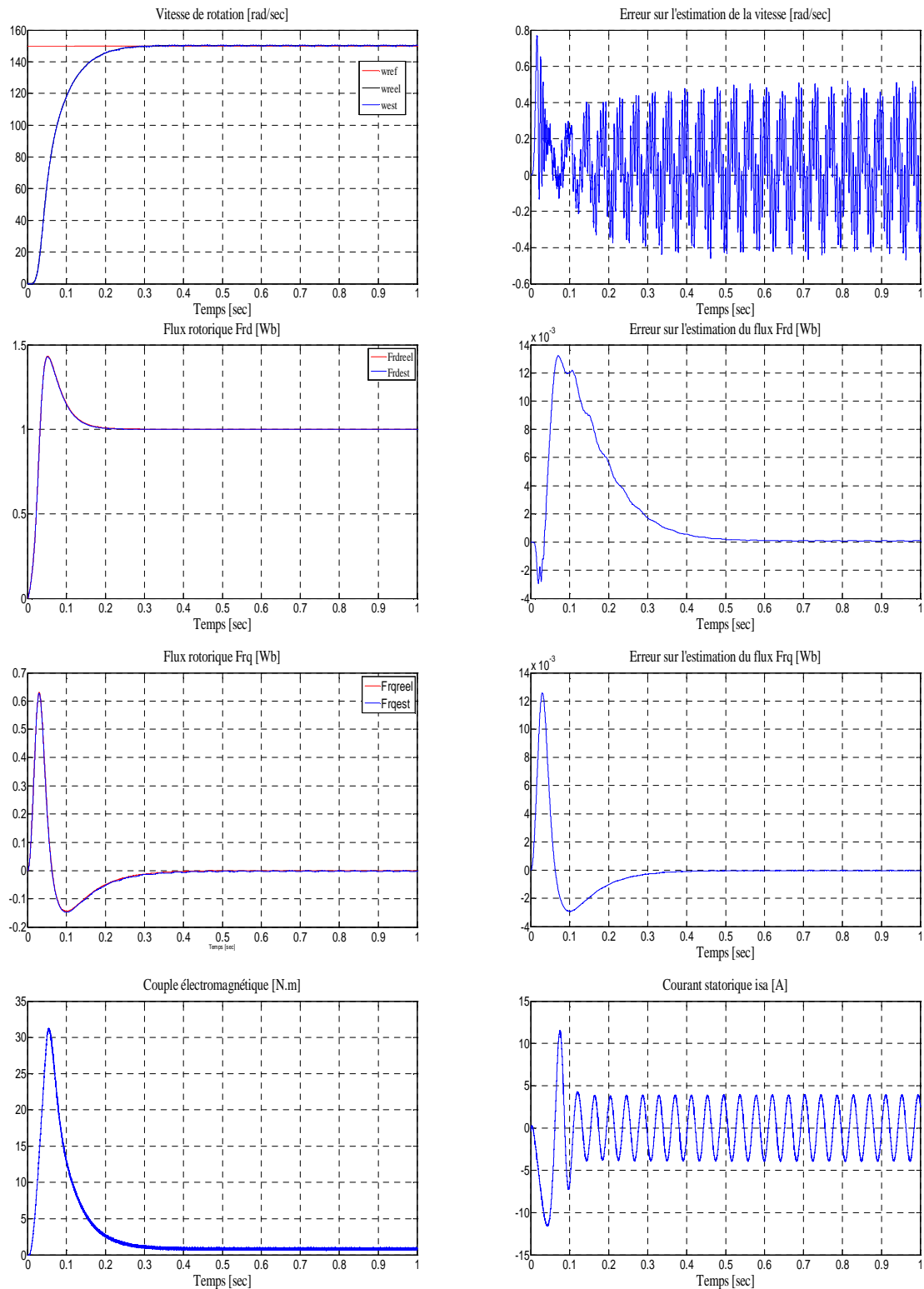


Fig.5.3. Résultat de simulation de CVD sans capteur basée sur MRAS avec un régulateur **PI-PSO** lors du démarrage à vide

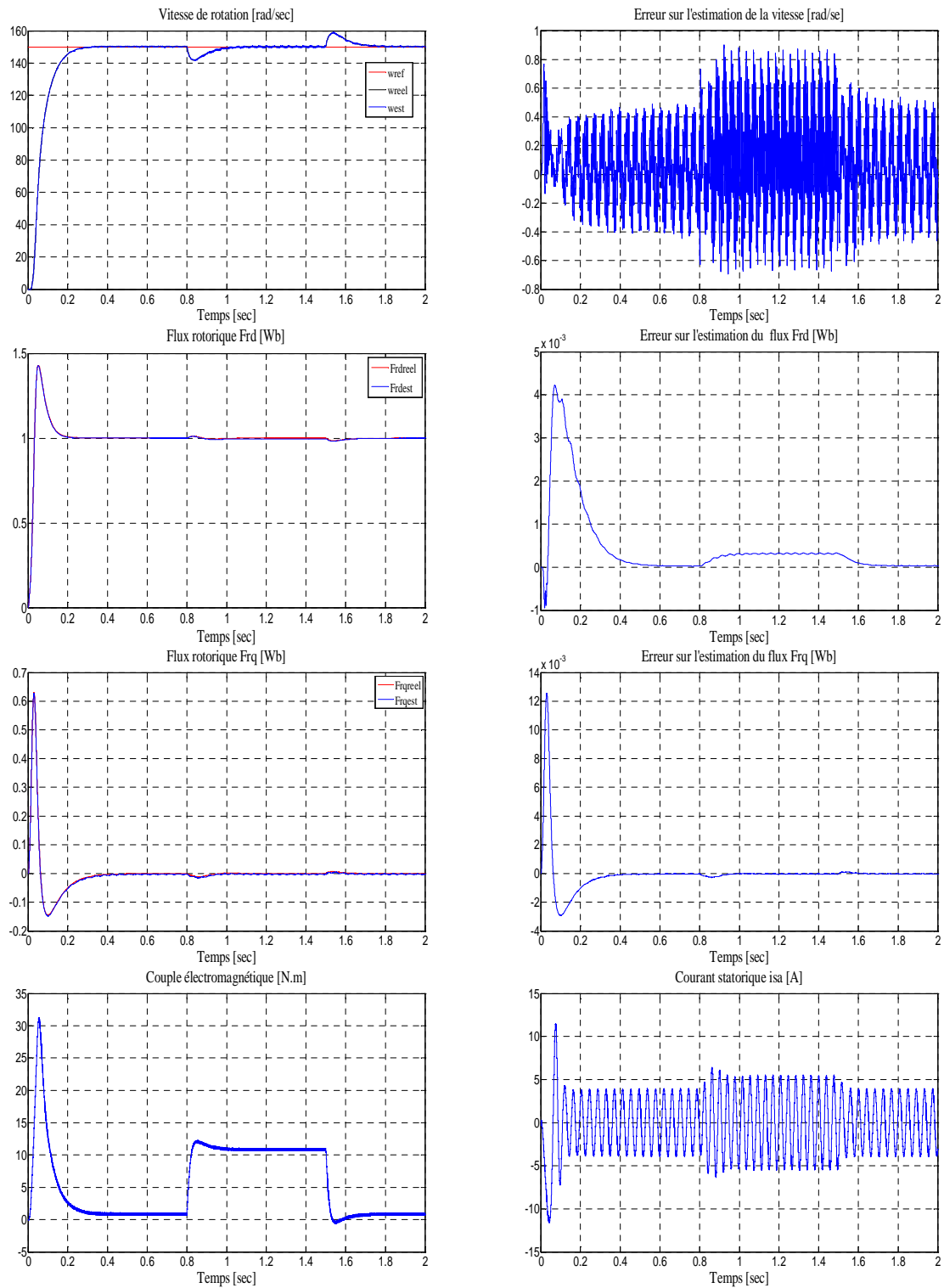


Fig.5.4 Résultat de simulation de CVD sans capteur basée sur MRAS avec un régulateur PI-PSO lors du démarrage à vide suivi d'une application d'une charge nominale de 10 N.m

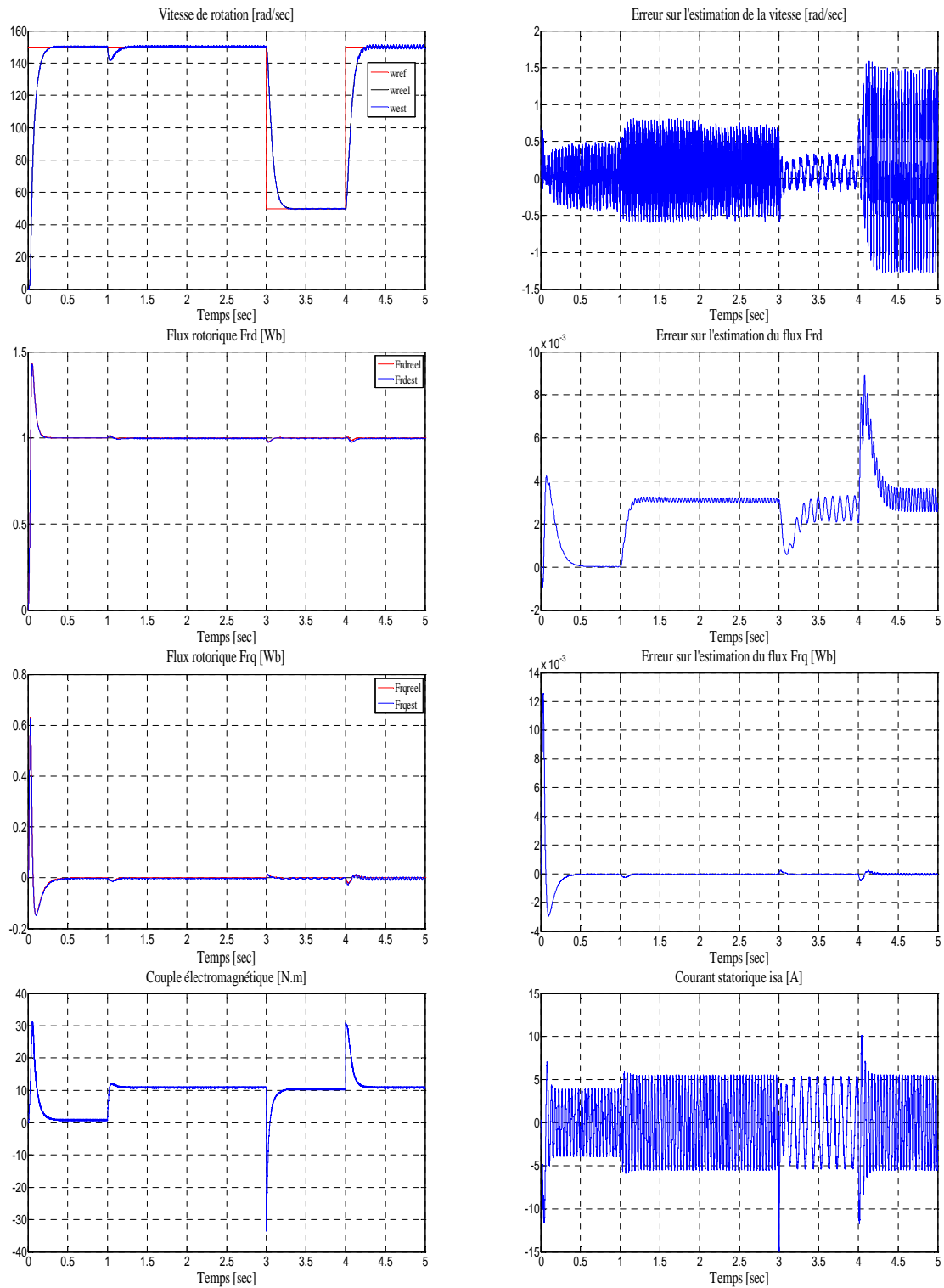


Fig.5.5. Résultat de simulation de CVD sans capteur basée sur MRAS avec un régulateur **PI-PSO** lors du démarrage à vide suivi d’une application d’une charge nominale de 10 N.m .(consigne : échelon de vitesse de $\omega = 150 - 50 - 150$ rad/sec).

5.2.4.2 Interprétation des résultats

De l'analyse des résultats obtenus par les figures (Fig.5.3, Fig.5.4 et Fig.5.5) , il ressort que :

Le flux et la vitesse estimés par MRAS suivent l'évolution du flux et la vitesse réelle du MAS avec une erreur statique non nulle. On note aussi que d'une part, le couple et le courant suivent le changement de la charge et d'autre part, le flux et les vitesses estimées ainsi que leurs erreurs d'estimation sont affectés lors de la variation des conditions de fonctionnement.

5.3 Observateur de Luenberger

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée avec une dynamique propre indépendante de celle du système et disposant d'une boucle de correction de la grandeur estimée [14,100].

Les observateurs sont classés en deux groupes :

- Observateurs déterministes : ces types d'observateurs ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état, parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger et l'observateur par modes glissant.
- Observateurs stochastiques : leur principe est basé sur des critères stochastiques. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

L'observateur déterministe de Luenberger permet la reconstitution des états d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. La reconstitution des flux de la machine qui sont loin d'être facilement mesurable est un exemple de l'utilisation de l'observateur de Luenberger. La Fig.5.6 illustre la structure de l'observateur de Luenberger [10,100].

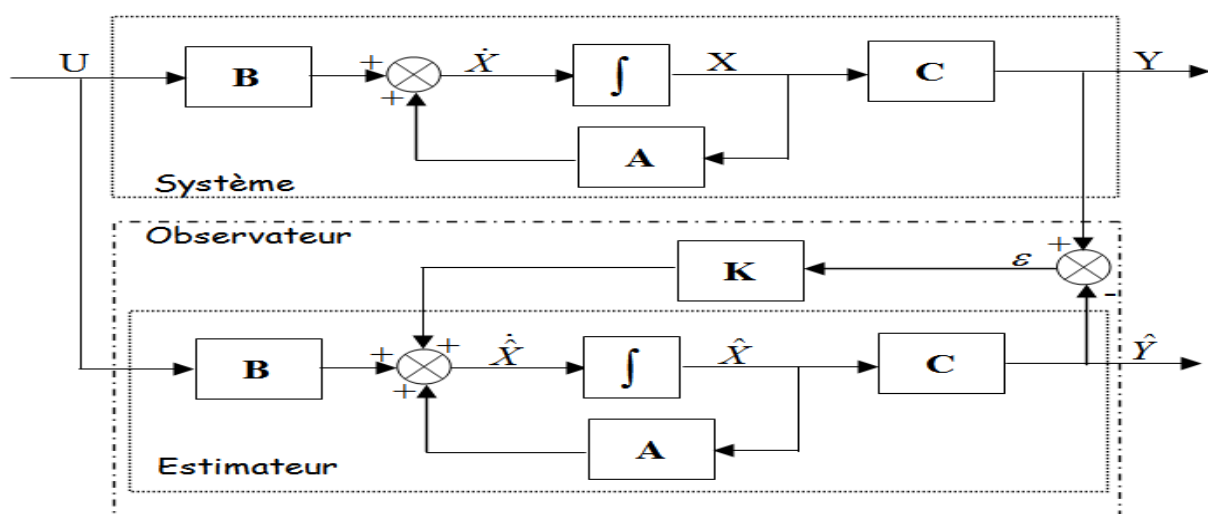


Fig.5.6 Schéma fonctionnel de l'observateur de Luenberger

Les différentes grandeurs constituant le schéma fonctionnel de l'observateur de Luenberger représentent respectivement :

- Un vecteur d'entrée U du système réel et de l'observateur.
- Un vecteur d'état X constitué des grandeurs à observer.
- Un vecteur de sortie Y ayant les composants mesurables (tensions, courants).

Le vecteur de sortie Y est comparé au vecteur équivalent \hat{Y} de l'observateur et dont l'écart constitue l'erreur d'observation, cette dernière est multipliée par la matrice de gain K et renvoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés \hat{X} par un retour d'état.

L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\xi_Y \\ \hat{Y} = CX \end{cases} \quad (5.14)$$

Tel que :

$$\xi_Y = Y - \hat{Y} \quad (5.15)$$

Avec

$$[A] = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3.\omega \\ 0 & a_1 & -a_3.\omega & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & \omega \\ 0 & a_4 & -\omega & a_5 \end{bmatrix}; [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; [C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En plus :

$$a_1 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right); a_2 = \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r}; a_3 = \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m}; a_4 = \frac{L_m}{T_r}; a_5 = -\frac{1}{T_r}$$

5.3.1 Détermination de la matrice de gain K

La détermination de la matrice K utilise la procédure conventionnelle de placement de pôles. On procède par l'imposition des pôles de l'observateur et par conséquent de sa dynamique. On détermine les coefficients de K en comparant l'équation caractéristique de l'observateur ' $\det((sI - A + KC)) = 0$ ' avec celle que l'on souhaite imposer. En développant les différents matrices A , K et C , on obtient l'équation suivante [10,107] :

$$s^2 + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} - j\hat{\omega} + K'\right)s + \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\omega}\right) \left(\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right) + K'\right) + \left(\frac{L_m}{T_r} - K''\right) \left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\right) \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\omega}\right) = 0 \quad (5.16)$$

Où :

K' et K'' sont des gains complexes.

La dynamique de l'observateur est définie selon l'équation suivante :

$$s^2 + k \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} - j\hat{\omega} \right) s + k^2 \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\omega} \right) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right) + \left(\frac{L_m}{T_r} \right) \left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \right) \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\omega} \right) = 0 \quad (5.17)$$

Dont les racines sont proportionnelles aux pôles de la MAS. La constante de proportionnalité k est au moins égale à l'unité ($k \geq 1$).

L'identification des expressions (5.16) et (5.17) donne :

$$\begin{cases} K' = (k-1) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} - j\hat{\omega} \right) \\ K'' = (k-1) \left[\left(\left[\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right] \frac{\sigma L_s L_m}{L_r} - \frac{L_m}{T_r} \right) (k+1) - \frac{\sigma L_s L_m}{L_r} \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right) + j\hat{\omega} \frac{\sigma L_s L_m}{L_r} \right] \end{cases} \quad (5.18)$$

Pour la détermination des coefficients de la matrice de l'observateur on pose :

$$\begin{cases} K' = K_1 + jK_2 \\ K'' = K_3 + jK_4 \end{cases} \quad (5.19)$$

Et conformément à l'antisymétrie de la matrice A on pose le gain suivant [10, 100, 110, 111]:

$$K = \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Où :

$$\begin{cases} K_1 = (k-1) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right) \\ K_2 = -(k-1)\hat{\omega} \\ K_3 = (k^2 - 1) \left[\left(\left[\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right] \frac{\sigma L_s L_m}{L_r} - \frac{L_m}{T_r} \right) + \frac{\sigma L_s L_m}{L_r} \left[\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right] \right] (k-1) \\ K_4 = -(k-1) \frac{\sigma L_s L_m}{L_r} \hat{\omega} \end{cases} \quad (5.21)$$

Les pôles de l'observateur sont choisis afin d'accélérer sa convergence par rapport à la dynamique du système en boucle ouverte. En générale, les pôles sont 5 à 6 fois plus rapides, mais ils doivent rester lents par rapport aux bruits de mesure, ce qui fait que l'on choisit le constant k usuellement petit [10, 111].

5.3.2 Représentation d'état de l'observateur de Luenberger

Comme l'état n'est en général pas accessible, l'objectif d'un observateur consiste à réaliser une commande par retour d'état et d'estimer cet état par une variable que nous noterons \hat{X} [10,112,113].

Tel que :

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} & \hat{i}_{s\beta} & \hat{\phi}_{r\alpha} & \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix}^T \quad (5.22)$$

D'après l'équation (5.14), la représentation d'état de l'observateur peut s'écrire :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{X}} &= A\hat{X} + BU + K(Y - \hat{Y}) \\ &= A(\hat{\omega})\hat{X} + BU + K(Y - \hat{Y}) \end{aligned}$$

Où :

$$\hat{Y} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} & \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad A = A(\hat{\omega})$$

Ce qui conduit à la représentation ci-dessous [10,112]:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha} \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3\hat{\omega} \\ 0 & a_1 & -a_3\hat{\omega} & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -\hat{\omega} \\ 0 & a_4 & \hat{\omega} & a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

5.3.3 Observateur adaptatif de Luenberger

Notre objectif à présent est de trouver une loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse, cette dernière est supposée un paramètre constant inconnu. L'observateur peut s'écrire [10, 112,113]. :

$$\dot{\hat{X}} = A(\hat{\omega})\hat{X} + BU + K(i - \hat{i}_s) \quad (5.24)$$

Avec :

$$A(\hat{\omega}) = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3\hat{\omega} \\ 0 & a_1 & -a_3\hat{\omega} & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -\hat{\omega} \\ 0 & a_4 & \hat{\omega} & a_5 \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

L'algorithme d'adaptation de la vitesse sera déduit en se basant sur la théorie de Lyapunov. L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique, qui n'est autre que la différence entre l'observateur et le modèle du moteur est donnée par :

$$\dot{E} = (A - KC)E + (\Delta A)\hat{X} \quad (5.26)$$

Avec :

$$\Delta A = A(\omega) - A(\hat{\omega}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3 \\ 0 & 0 & -a_3 \Delta \omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\Delta \omega \\ 0 & 0 & \Delta \omega & 0 \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

Où :

$$\Delta \omega = \omega - \hat{\omega} \quad (5.28)$$

$$E = X - \hat{X} = \begin{bmatrix} e_{i_{s\alpha}} & e_{i_{s\beta}} & e_{\phi_{r\alpha}} & e_{\phi_{r\beta}} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} (i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) & (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) & (\phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha}) & (\phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta}) \end{bmatrix}^T \quad (5.29)$$

La condition nécessaire et suffisante pour garantir la stabilité de l'erreur de l'observateur est que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative.

Maintenant, considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$v = E^T E + \frac{(\Delta \omega)^2}{\lambda} \quad (5.30)$$

Où :

λ : Est constante positive.

La dérivée de l'équation (5.30) est :

$$\frac{dv}{dt} = \left(\frac{d(E^T)}{dt} \right) E + E^T \left(\frac{dE}{dt} \right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d(\Delta \omega)^2}{dt} \quad (5.31)$$

$$\frac{dv}{dt} = E^T \left[(A - KC)^T + (A - KC) \right] E - 2a_3 \Delta \omega (e_{i_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) + \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (5.32)$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (5.32) doit être définie négative. Le choix de la matrice de gain permet d'avoir :

$$E^T \left[(A - KC)^T + (A - KC) \right] E \leq 0 \quad (5.33)$$

Alors le deuxième terme de (5.32) doit être nul.

$$2a_3 \Delta \omega (e_{i_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) - \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} = 0 \quad (5.34)$$

D'où :

$$2a_3 \Delta \omega (e_{i_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) = \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (5.35)$$

On obtient finalement la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse :

$$\hat{\omega} = \lambda a_3 \int_0^t (e_{i_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) dt \quad (5.36)$$

Dans le but d'améliorer la réponse de l'algorithme d'adaptation, on estime la vitesse par un régulateur PI, d'où la nouvelle expression de la vitesse :

$$\hat{\omega} = k_p (e_{i_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) + k_i \int (e_{i_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) dt \quad (5.37)$$

Avec :

k_p et k_i sont des constantes positives.

5.3.4 Schéma de principe de l'observateur Luenberger adaptatif

Le schéma bloc de l'ensemble MAS-observateur est illustré par la figure ci-dessous :

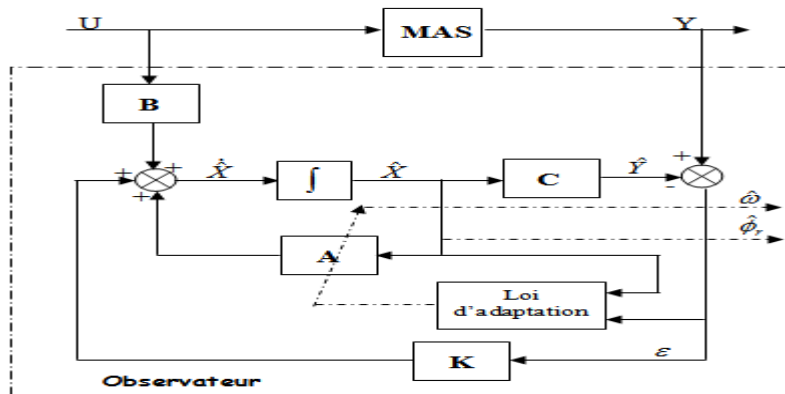


Fig.5.8 Schéma bloc de l'observateur adaptatif de Luenberger

5.3.5 Structure de l'association CVD-observateur adaptatif d'un MAS sans capteur

La structure de la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone par la méthode d'estimation de la vitesse l'observateur de Luenberger adaptatif est illustrée par la figure ci-dessous :

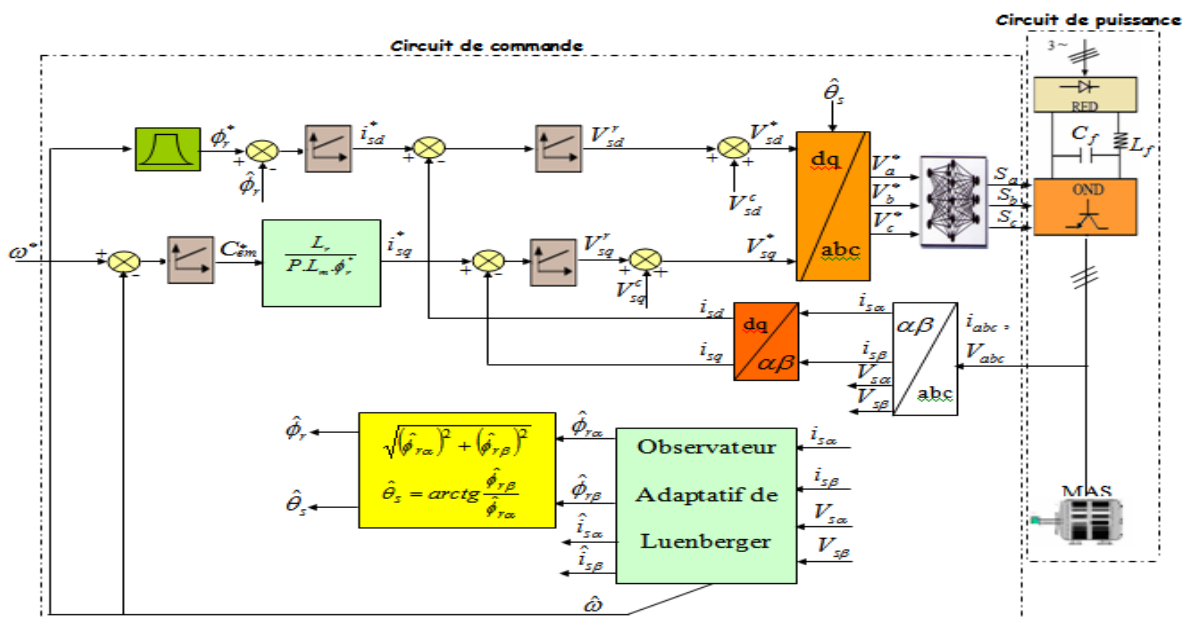


Fig.5.9 Structure de la commande CVD du MAS sans capteur de vitesse associée un observateur adaptatif

5.3.5.1 Résultats de simulation

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe basée sur l'observateur de Luenberger adaptatif, nous avons repris les mêmes tests effectués avec CVD basée MRAS.

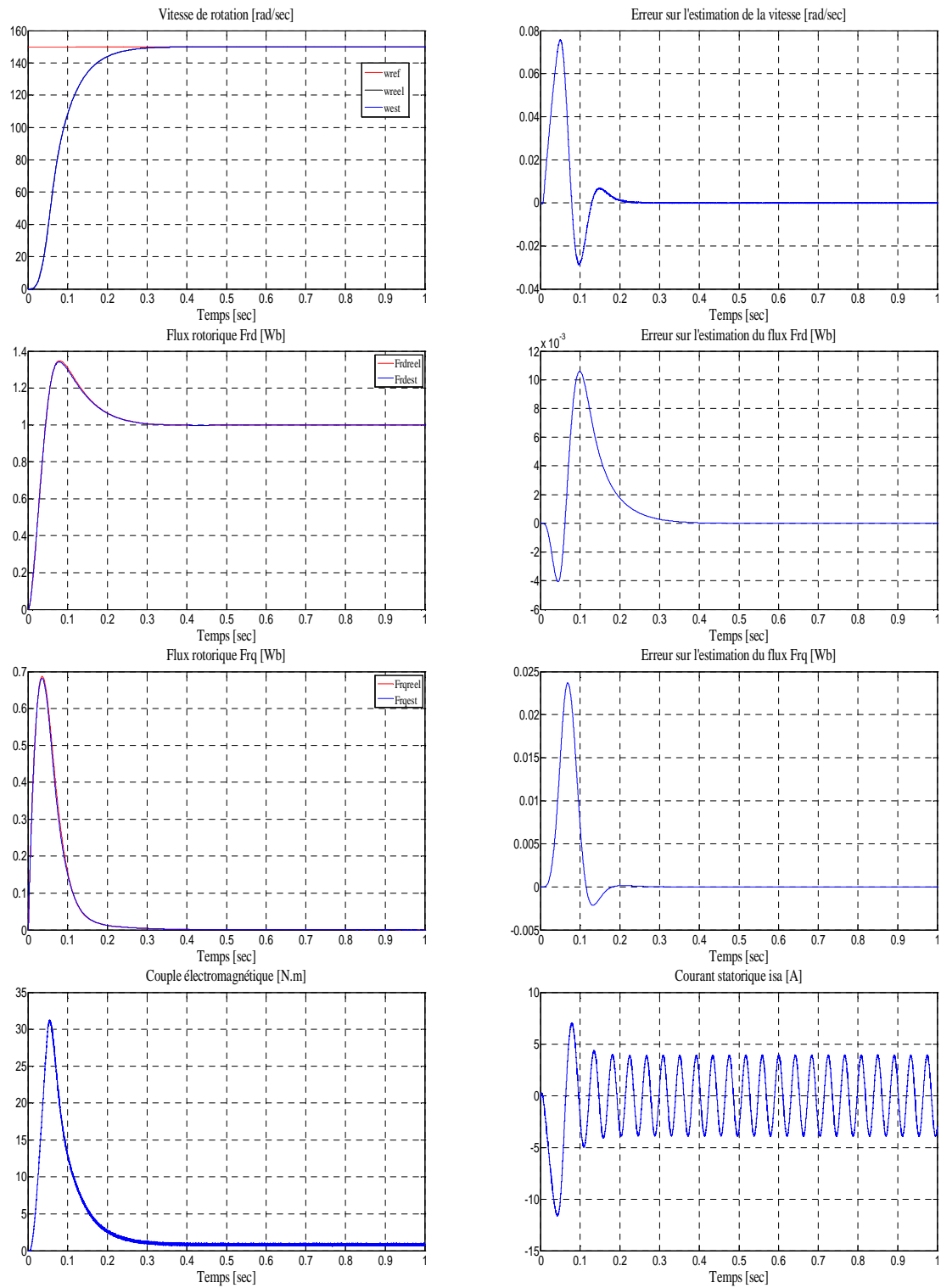


Fig.5.10. Résultat de simulation de CVD sans capteur basée sur un observateur Luenberger adaptatif avec un régulateur **PI-PSO** lors du démarrage à vide

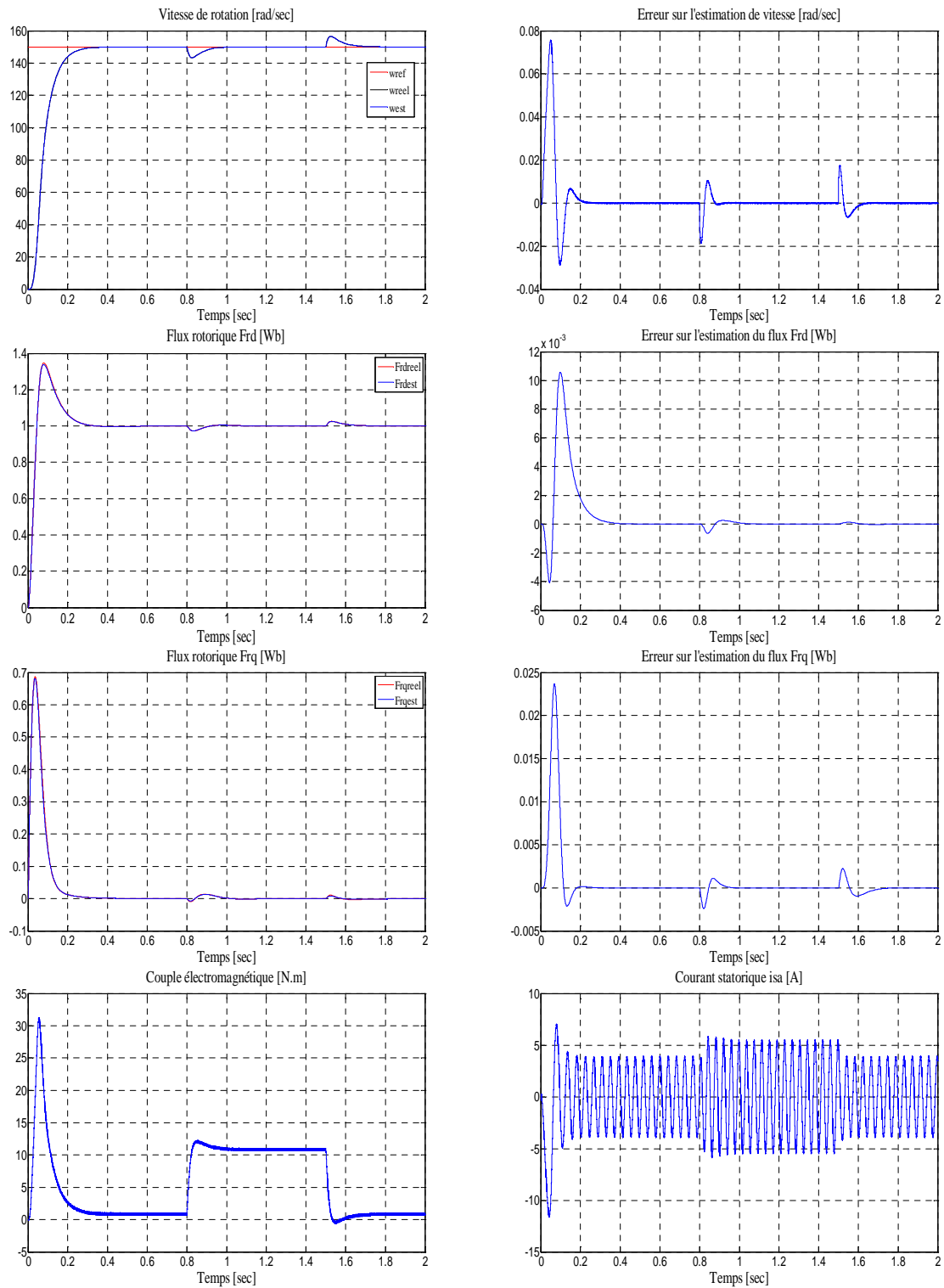


Fig.5.11 Résultat de simulation de CVD sans capteur basée sur un observateur de Luenberger adaptatif avec un régulateur **PI-PSO** lors du démarrage à vide suivi d'une application d'une charge nominale de 10 N.m

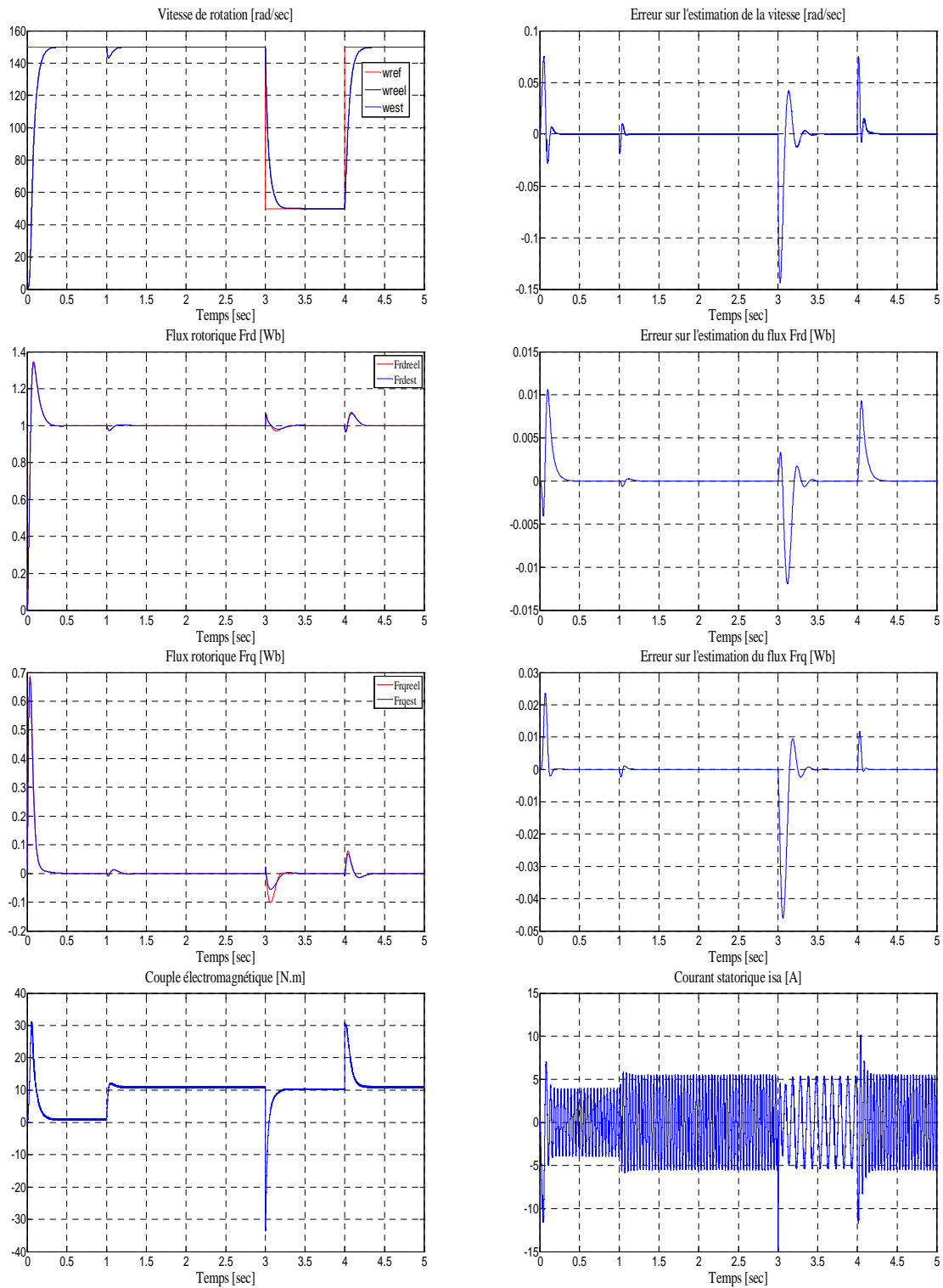


Fig.5.12. Résultat de simulation de CVD sans capteur basée sur un observateur de Luenberger adapté avec un régulateur **PI-PSO** lors du démarrage à vide suivi d'une application d'une charge nominale de 10 N.m. (consigne : échelon de vitesse de $\omega = 150-50-150$ rad/sec)

5.3.5.2 Interprétation des résultats

L'analyse des résultats illustrés par les figures (Fig.5.10, Fig.5.11 et Fig.5.12), nous permet de faire les constations suivantes :

Le flux et la vitesse estimés par l'observateur de Luenberger adaptatif suivent l'évolution du flux et la vitesse réelle du MAS avec des erreurs d'estimation qui tendent vers zéro. On note aussi que le couple et le courant suivent le changement de la charge. Au regard des résultats obtenus par les deux observateurs, on conclut que l'observateur de Luenberger adaptatif présente de bonnes performances du point de vue précision comparativement au MRAS.

5.3.6 Structure de l'association DTNC-observateur adaptatif d'un MAS sans capteur

La structure de l'association DTNC-observateur adaptatif d'un MAS sans capteur est représentée sur la figure ci-dessous.

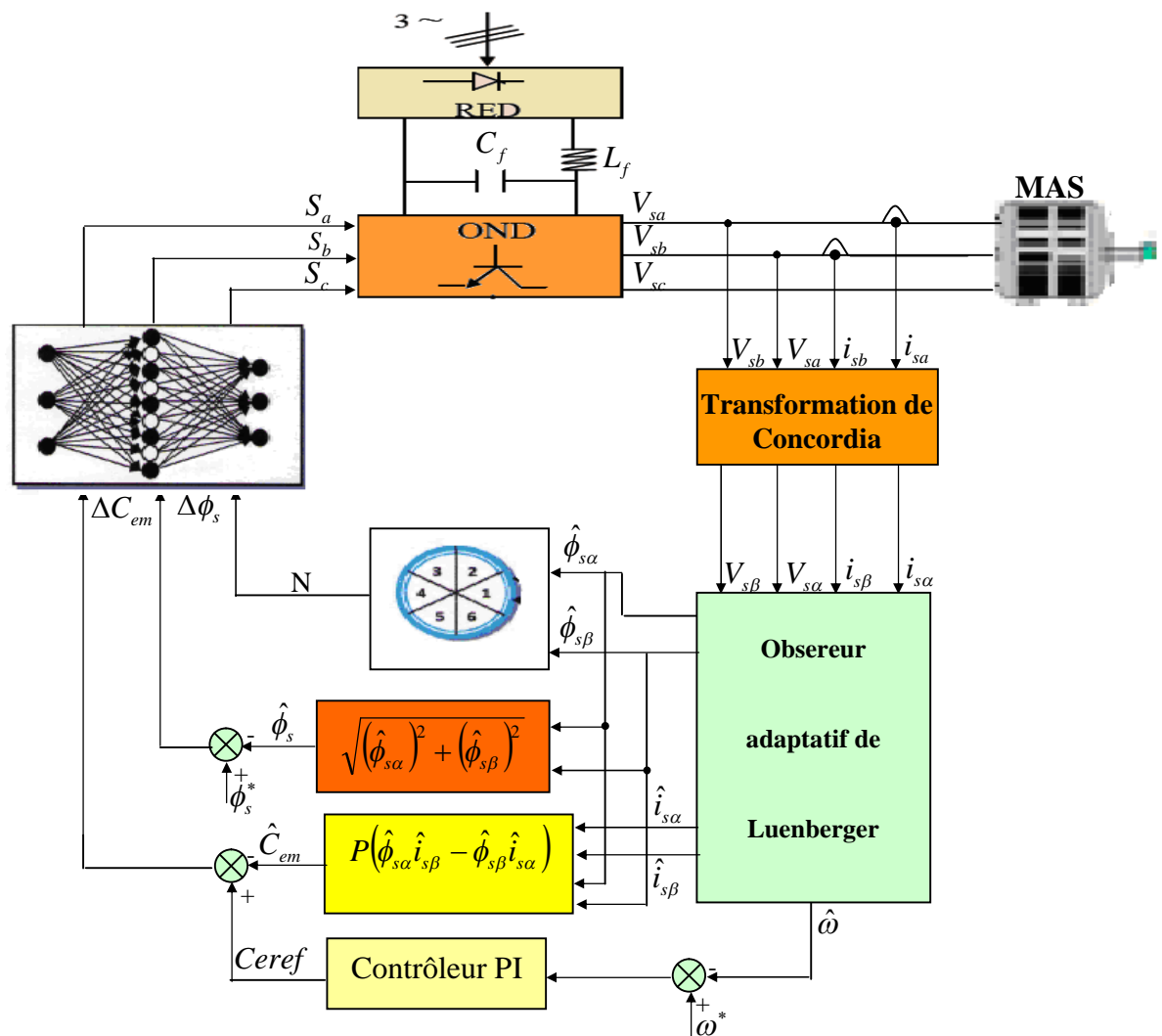


Fig.5.13 Structure de la commande par DTNC du MAS sans capteur de vitesse Associée à un observateur Luenberger adaptatif

5.3.6.1 Résultats de simulation

Afin de valider les performances de l'observateur adaptatif proposé, la structure de contrôle (DTNC+ observateur de Luenberger) a été implémentée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK et testée sous différentes conditions de fonctionnement.

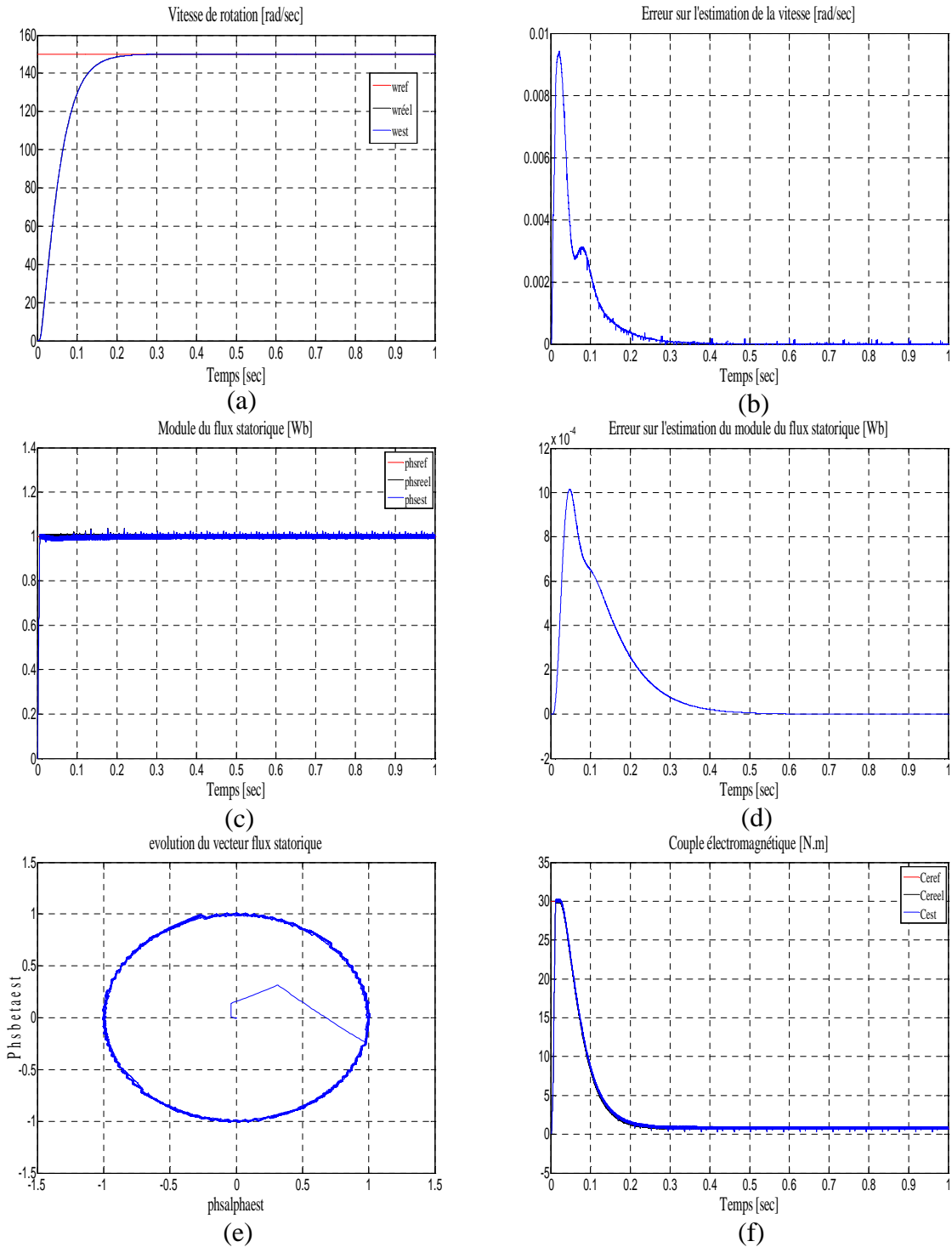


Fig.5.14 Résultat de simulation de DTNC sans capteur basée sur l'observateur de Luenberger avec un régulateur **PI-PSO** lors du démarrage à vide

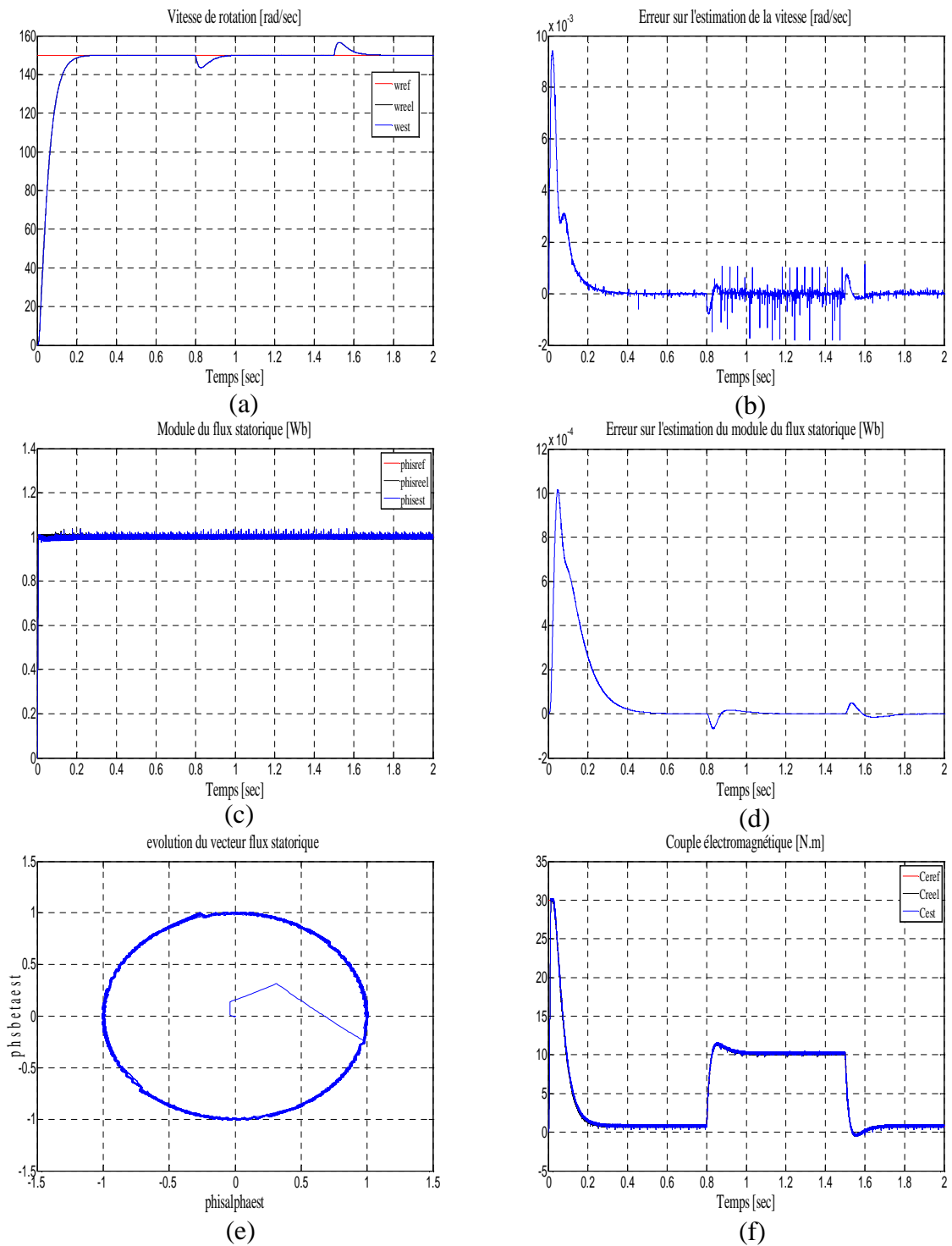


Fig.5.15. Résultat de simulation de DTNC sans capteur basée sur l'observateur de Luenberger avec un régulateur **PI-PSO** lors du démarrage à vide suivi d'une application d'une charge nominale de 10 N.m

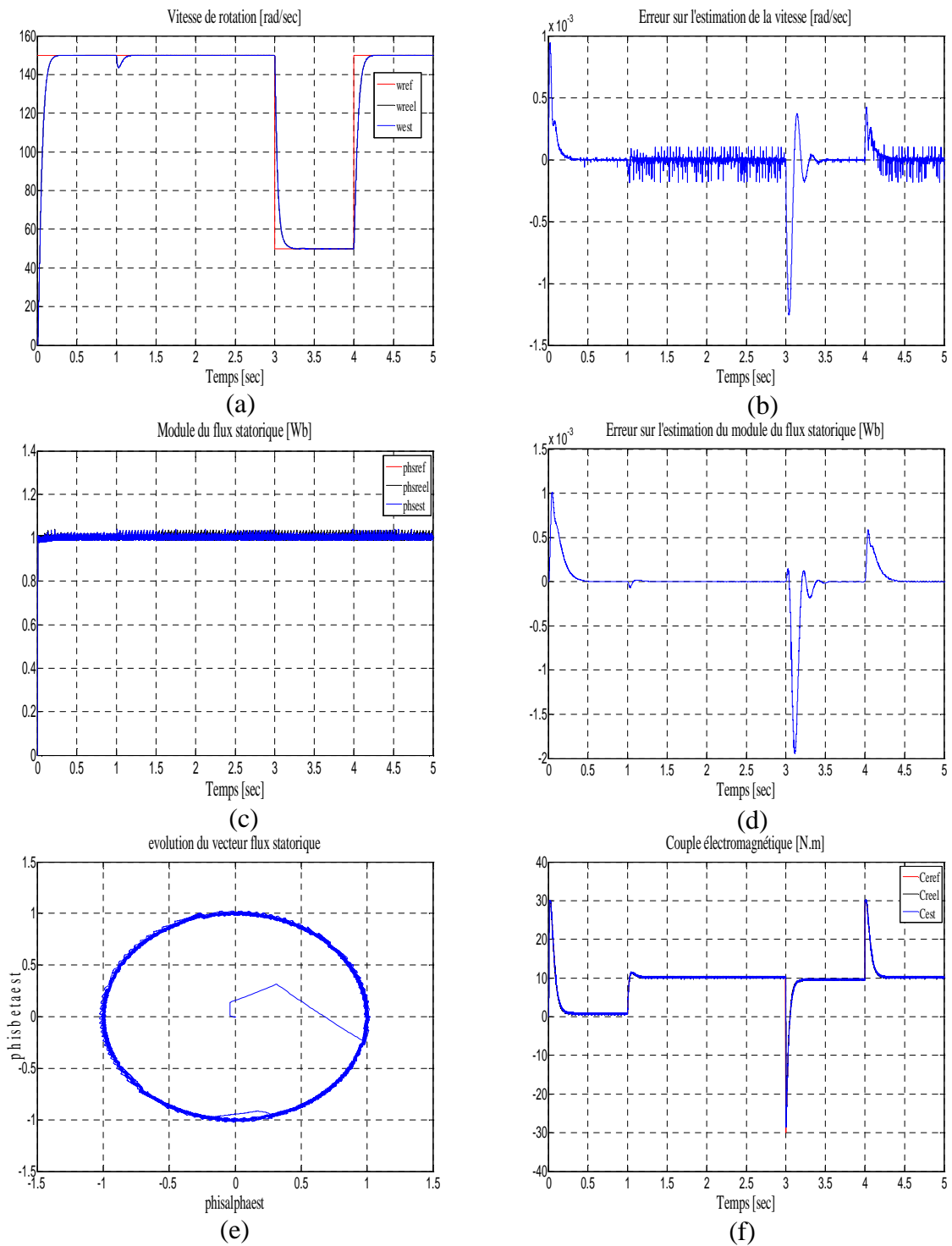


Fig.5.16. Résultat de simulation de CVD sans capteur basée sur un observateur de Luenberger adaptatif avec un régulateur **PI-PSO** lors du démarrage à vide suivi d’une application d’une charge nominale de 10 N.m. (consigne : échelon de vitesse de $\omega = 150-50-150$ rad/sec)

5.3.6.2 Interprétation des Résultats

De l'analyse des résultats de simulations obtenus par les figures (Fig.5.14, Fig.5.15 et Fig.5.16) ressort que :

- La valeur du module du flux statorique estimée est égale à celle du module du flux statorique réelle de la machine (Fig.5.14.c, Fig.5.15.c et Fig.5.16.c) et l'erreur d'estimation du flux tend vers zéro (Fig.5.14.d, Fig.5.15.d et Fig.5.16.d).
- La vitesse réelle de la machine a une allure identique à celle de la vitesse estimée (Fig.5.14.a, Fig.5.15.a et Fig.5.16.a) et l'erreur d'estimation de la vitesse tend vers zéro (Fig.5.14.b, Fig.5.15.b et Fig.5.16.b).
- La vitesse est légèrement affectée lors de l'application et l'annulation de la charge (Fig.15.a et Fig.16.a)
- Le couple électromagnétique estimé est identique à celui du couple réel de la machine (Fig.14.f, Fig.15.f et Fig.16.f)
- La réponse de l'évolution du module du flux statorique (Fig.5.14.e, Fig.5.15.e et Fig.5.16.e) a l'allure d'un cercle ce qui implique la constance de son module ainsi que ces composantes.
- Lors du démarrage à vide avec application d'une charge de 10 N.m à l'instant $t=1$ sec , suivi d'un changement de consigne de (150 rad/sec à 50 rad/sec) à l'instant $t=3$ sec , puis un autre changement de consigne de (50 rad/sec à 150 rad/sec) est appliqué à l'instant $t=4$ sec (Fig.5.16), on constate d'une part que la vitesse estimée suit parfaitement les variations de la vitesse réelle avec pratiquement une erreur d'estimation pratiquement nulle et d'autre part le flux estimé et le flux réel ainsi que leur erreur d'estimation sont légèrement affectés lors des variation des conditions de fonctionnement.

Au regard des résultats de simulation obtenus on conclut que : l'observateur adaptatif est jugé robuste vis-à-vis des variations de la vitesse et de la charge.

5.4 Conclusion

Dans cette étude deux approches ont été présentées pour la réalisation d'un système d'entraînement sans capteur de vitesse, associées à une commande vectorielle directe et une commande directe du couple pour un moteur asynchrone. Ces deux approches proposées consistent en un estimateur de la vitesse par un MRAS et un observateur adaptatif de Luenberger réalisant une estimation en ligne de la vitesse de rotation du moteur asynchrone.

Pour évaluer la robustesse et les performances des deux approches citées précédemment, nous avons procédé à des simulations numériques avec différents cas de perturbation du système.

Les résultats de simulation obtenus par la CVD basée sur l'observateur adaptatif de Luenberger sont satisfaisants du point de vue, erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement et donnent de meilleurs résultats par rapport à ceux obtenus par la CVD basée sur le MRAS.

Les résultats de simulation obtenus par la DTNC basée sur l'observateur adaptatif de Luenberger ont montré que ce dernier présente des performances accrues et qu'il est robuste vis-à-vis des perturbations de différentes natures.

CONCLUSION GENERALE

Notre travail de recherche traite de la problématique de l'amélioration des fluctuations au niveau du couple électromagnétique source de plusieurs problèmes du moteur asynchrone. Pour aboutir à cet objectif, nous avons exploité les techniques de l'intelligence artificielle en vue d'une amélioration des performances en réglage.

Ainsi notre travail a consisté dans un premier temps à présenter les techniques de l'intelligence artificielle à savoir ; les réseaux de neurones, la logique floue, les algorithmes génétiques et l'essaim particulaire. Ces techniques ont été présentées d'une manière suffisamment complète et synthétique pour permettre d'une part, la compréhension de leur fonctionnement et d'autre part, leur exploitation dans l'amélioration des performances de réglage du moteur asynchrone.

Nous avons développé dans le deuxième chapitre, le modèle mathématiques du moteur asynchrone utilisé par la commande vectorielle et la commande directe du couple ainsi que celui de l'onduleur de tension à deux niveaux commandé successivement par les techniques suivantes : commande par hystérésis, commande MLI triangulo-sinusoïdale, commande MLI vectorielle et la commande basée sur la stratégie d'élimination d'harmoniques par réseaux de neurone. Les résultats de simulation ont montré que la technique d'élimination des harmoniques par réseaux de neurone apporte une amélioration appréciable dans la tension de sortie de l'onduleur ainsi que dans les performances du moteur qu'elle alimente par rapport aux techniques citées précédemment. Et par conséquent la technique de commande de l'onduleur dite SHEPWM-ANN a été retenue et exploitée dans la suite de notre travail.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté brièvement le principe de la commande vectorielle directe pour le réglage de vitesse du MAS. Par la suite nous avons choisi une structure de commande afin d'être utilisée en association avec les différents contrôleurs présentés dans cette étude. Le réglage de vitesse du MAS par un contrôleur PI classique dont les paramètres sont calculés par la méthode d'imposition de pôle n'a pas donné des performances satisfaisantes suite aux perturbations externes et internes. La détermination des paramètres du contrôleur PI par les techniques d'optimisation à savoir : les AGS et PSO a permis de revoir les performances à la hausse. Ensuite, nous nous sommes penchés sur la synthèse d'une loi de commande par mode glissant. Néanmoins le signal obtenu par un SMC, présente des variations brusques dues au phénomène de broutement. Afin d'améliorer les performances du contrôle du MAS et de réduire les effets du phénomène de chattering, une hybridation entre la logique floue et le mode de glissement a été proposée. Le contrôleur FSMC issu de l'hybridation a donné des résultats meilleurs que ceux obtenus par le SMC.

Au quatrième chapitre, nous avons présenté au préalable les bases de la commande directe du couple (DTC) tout en mettant l'accent sur le principe du réglage du flux et du couple électromagnétique. Les résultats de simulation numériques obtenus ont montré que la DTC classique présente de bonnes performances dynamiques et statiques du couple électromagnétique et du flux. Cependant l'inconvénient majeur de la DTC classique réside dans les fluctuations importantes présentées dans l'évolution du couple électromagnétique et du flux. Pour y remédier, une commande DTC basée sur l'intelligence artificielle a été abordée. Dans cette approche les comparateurs à hystérésis ont été remplacés successivement et dans l'ordre suivant : par un comparateur flou et un comparateur neuronal. Les résultats de simulation ont montré que la combinaison entre la DTC classique et l'intelligence artificielle a permis d'aboutir à un double avantage : des performances notables comparativement à la DTC classique et une réduction sensible des fluctuations du couple électromagnétique et du flux.

Le cinquième chapitre a traité la réalisation d'un système d'entraînement sans capteur de vitesse, associé respectivement à une commande vectorielle directe et une commande directe du couple pour un moteur asynchrone. Nous avons proposé, pour l'estimation des grandeurs nécessaires à la commande à savoir : le flux et la vitesse, deux techniques classique d'estimation telle que l'observateur de Luenberger adaptatif et la technique MRAS. Les résultats de simulation de la CVD avec une structure de commande comprenant l'observateur de Luenberger adaptatif sont satisfaisants du point de vue, erreur d'estimation, robustesse et ont donné de meilleurs performances par rapport à ceux obtenus la CVD basée sur le MRAS. Les résultats de simulation de la DTNC basée sur l'observateur adaptatif de Luenberger permettant d'estimer la vitesse de rotation ainsi que les composantes respectivement du flux statorique et du courant statorique sont très satisfaisant du point de vue ; convergence rapide vers zéro des erreurs d'estimation, la bonne poursuite des consignes ainsi que la robustesse vis-à-vis des perturbations de différentes natures.

ANNEXE

ANNEXE 1

Paramètres du moteur asynchrone utilisés dans la simulation numérique

Tension nominale	220 / 380 V
Puissance nominale	1.5 KW
Fréquence nominale	50 Hz
Nombre de paire de pôle	2
Vitesse nominale	1420 tr/min
Couple nominal	10 N.m
Courant nominal	6.4 / 3.7 A
Résistance statorique	$R_s = 4.85 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 3.805 \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0.274 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.274 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.258 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.031 \text{ Kg. m}^2$
Coefficient de frottement	$f_c = 0.00114 \text{ Kg. m}^2 / \text{sec}$

Annexe 2

Calcul des angles par la méthode de Newton Raphson

r	α_1	α_2	α_3	α_4
0.01	20.0984	39.8628	60.1106	79.9301
0.019	20.1866	39.7389	60.2106	79.8677
0.1	20.9584	38.6043	61.1352	79.3324
0.15	21.4125	37.8808	61.7299	79.0288
0.2	21.8448	37.1335	62.3461	78.7498
0.25	22.2498	36.3552	62.9871	78.4996
0.3	22.6192	35.5363	63.6574	78.2834
0.35	22.9407	34.6636	64.3628	78.1076
0.4	23.1949	33.7179	65.1106	77.9797
0.48	23.3757	31.977	66.4184	77.8942
0.5	23.3546	31.4801	66.7711	77.8979
0.55	23.1197	30.0868	67.7046	77.9479
0.6	22.5163	28.4261	68.7146	78.0327
0.7	19.8603	24.3789	70.926	78.084
0.8	16.0218	20.3015	73.5546	78.0898
0.85	11.3507	16.2643	79.8117	78.6399
0.9	11.3507	16.2643	79.8117	81.5269

Tableau.A2 Calcul des angles par la méthode de Newton Raphson

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Y.Mihoub, "Commande floue adaptative de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, USTO, 2012.
- [2] R.Toufouti, "Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université Mentouri, 2008.
- [3] R.Taleb, "Commande des onduleurs multiniveaux asymétrique pour l'entraînement des machines électriques", Thèse de doctorat, Université Djilali Liabes de Sidi Bel-Abbes, 2011.
- [4] M. S. A. Dahidah, V. G. Agelidis, "Selective Harmonic Elimination PWM Control for Cascaded Multilevel Voltage Source Converters : A Generalized Formula", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 23, no. 4, pp. 1620-1630, July 2008.
- [5] K. Sundareswaran, K. Jayant, T. N. Shanavas, "Inverter harmonic elimination through a colony of continuously exploring ants", IEEE Transactions on Industry Electronics, vol. 54, no. 5, pp. 2558-2565, October 2007.
- [6] Lamia Youb, A.Craciunescu, "Etude comparative entre la commande vectorielle à flux orienté et la commande directe du couple de la machine asynchrone", U.P.B. Sci. Bull., Series C, Vol.69, No.2, 2007.
- [7] G.GRELLET, G.CLERC, "Actionneurs Electriques, Principe-Modèles-Commande", collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997, Paris.
- [8] Miloud yahia, "Etude de l'estimation de la résistance rotorique dans la commande vectorielle d'un moteur asynchrone en utilisant la logique floue", Thèse de doctorat, USTO, 2006.
- [9] Miloudi Abdalah, "Etude et conception de régulateurs robustes dans différents stratégies de commandes d'un moteur asynchrone", Thèse de doctorat, USTO, 2006.
- [10] A.Meroufel, "Contrôle de la machine asynchrone –Commande Scalaire-Commande Vectorielle-Commande Directe du Couple", Note de cours, Université Djilali Liabes – Sidi Bel-Abbes 2009.
- [11] Djaffar Ould Abdeslam, "Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension", Thèse de Doctorat, Université de Haute-Alsace, France, 2005.
- [12] Rezgui Slimane, "Etude comparative des performances dynamiques de différents observateurs de flux pour la commande directe d'une machine asynchrone sans capteur mécanique", Mémoire de Magister, Ecole Militaire Polytechnique -EMP-, 2002.
- [13] A.Khaldoun, "Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone, contrôle par la méthode à flux orienté", Thèse de doctorat, Université de Boumerdès, 2007.
- [14] A.Fezzani, "Commande robuste de la machine à induction par adaptation paramétrique", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2009.
- [15] Lotfi Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2011.

Bibliographie

- [16] Joduin , J-F ,’’ Les réseaux de neurones ; principes et définition’’ , Hermes , 1994,124p.
- [17] P.Picton, G.CLERC, ‘’Introduction to neural net works’’ , edition, Macmillan, 1994, 168p.
- [18] Chekroun Soufyane ,’’ Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d’une machine asynchrone triphasée’’ , Mémoire de Magister , Ecole Normale Supérieure de Technologie d’Oran, ENSET d’Oran , 2009.
- [19] M.Zerikat , S.Chekroun ,’’ Robust tracking speed control for a high-performance induction motor using neural networks ’’ , Proceedings of World Academy of Science , Engineering and Technology, Volume 35 November 2008, ISSN 1307-6884,pp 294-299.
- [20] Kabati Imane ,’’ Identification et commande adaptative par réseaux de neurones d’un moteur asynchrone ’’ , Mémoire de Magister ,Ecole Normale Supérieure de Technologie d’Oran, ENSET d’Oran , 2009.
- [21] H.Buhler,’’ Réglage par logique floue’’, presses polytechniques et universitaires Romandes.1994.
- [22] M.Drif ,’’ Diagnostic des défauts dans les machines électrique et leur surveillance par emploi de l’intelligence artificielle ’’ , Mémoire de Magister USTO ,2004.
- [23] M.Chebre,’’ Conception d’un régulateur flou par algorithmes génétiques d’un moteur asynchrone ’’ , Mémoire de Magister, ENSET d’Oran ,2008.
- [24] A.Hazzab, ‘’ Commande des systèmes par logique floue, Réseau de neurones et Algorithmes géniques ’’ , Thèse de doctorat USTO 2006.
- [25] CHUEN CHIEN LEE, ‘’Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller-Part I ’’ ,IEEE Trans. On Systems, Man, and Cybernetics, Vol: 20, n° 2 ,1990.
- [26] M.Nour,’’ Commande floue directe du couple électromagnétique d’une machine asynchrone’’, Mémoire de Magister ENSET ,2007.
- [27] Azeddine Chaiba ,’’ Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l’intelligence artificielle’’ , Mémoire de Magister ,Université de Batna , 2010.
- [28] L.Zarour ,’’ Etude technique d’un système d’énergie hybride photovoltaïque-éolien hors réseau ’’ , Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2010.
- [29] Rajani K. Mudi and Nikhil R. Pal, ‘’A robust self-tuning scheme for PI- and PD- type fuzzy controllers ’’ ,IEEE Trans. On fuzzy Systems ,Vol :7, n° 1 ,1999.
- [30] E.Muljadi, L.Flowrs, ‘’ Electric design of wind electric water pumping systems ’’ , Transaction of the ASME. Vol.118, pp.246-252.Nov 1999.
- [31] A.Kechich ,’’ Utilisation des nouvelle techniques de commande pour la robustesse des machines synchrones à aimant permanents’’,Thèse de doctorat ,USTO, 2007.
- [32] M.Nerziou ,’’ Modélisation et commande des processus à base de logique floue ,application à la régulation en vitesse d’un moteur asynchrone’’, Mémoire de Magister ENSET ,2006.
- [33] A.Louafi ,’’ Application de l’algorithme génétique et la logique floue dans l’optimisation des réseaux électriques et contrôle des machines asynchrones’’ ,Thèse de doctorat USTO ,2006.

- [34] Thomas Vallée et Murat Yildizoğlu, "Présentation des algorithmes génétiques et de leurs applications en économie".
- [35] D. E. Goldberg, "Genetic algorithms, Exploration, Optimization and Machine Learning", Addison-Wesley Edition, France, SA 1994.
- [36] Wei Wu, "Synthèse d'un contrôleur flou par algorithme génétique : application au réglage dynamique des paramètres d'un système", Thèse de doctorat université de Lille1, 1998.
- [37] E.Znouda, N.Ghrab-Morcos, A.Hadj-Alouane, "Un algorithme génétique pour l'optimisation énergétique et économique des bâtiments méditerranéens", MOSIM'06, 3-5 avril 2006-Rabat -Maroc.
- [38] M.Nasri et M.EL.Hitmy, "Algorithme Génétique et Critères de la Trace pour l'Optimisation du vecteur Attribut : Application à la classification Supervisée des Images de Textures", the 15th International Conference on vision Interface, May 27-29, 2002, Calgary, Canada.
- [39] M.Chebre, A.Meroufel, Y.Bendaha, "Design d'un contrôleur PI par la technique des AGs application au réglage vectoriel de la vitesse d'un moteur asynchrone", International Conference on Power Electronics and Electrical Drives, ICPEED'2010.
- [40] Renders, J.M, "Algorithmes génétiques et Réseaux de Neurone", Edition HERMES, 1995.
- [41] S.Amokrane, "Algorithme génétique pour le problème d'ordonnancement dans la synthèse de haut niveau pour contrôleur dédiés", Mémoire de Magister, Batna 2005.
- [42] Clerc Maurice, "L'optimisation par essais particulière : version paramétriques et adaptatives", Edition HERMES & LAVOISIER, 2005.
- [43] M.N.Vrahatis, K.E.Parsopoulos, "Parameter selection and adaptation in Unified Particle Swarm Optimization", Mathematical and Computer Modelling, vol.46, 2007.
- [44] A.Toumi, A.Taleb-Ahmed, K.Benmahammed, N.Rachid, "Optimisation par essaim de particules : application à la restauration supervisée d'image", XIV Colloque national de la recherche dans les IUT, Université Claude Bernard Lyon 1, les 29 et 30 mai 2008.
- [45] M.Bazi Smail, "Contribution à la commande robuste d'une machine asynchrone par la technique PSO", Mémoire de Magister, Batna, 2009.
- [46] Maurice Clerc et Patrick Siarry, "Une nouvelle métaheuristique pour l'optimisation difficile : la méthode des essais particulières", Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes 'J3eA', Vol.3 (2004).
- [47] N.EZZIANI, "Commande adaptative floue backstepping d'une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique", Thèse de doctorat de l'Université de Reims Champagne Ardenne, 2010.
- [48] I.K.Bousserhane, "Contribution à la commande moderne et hybride d'un moteur à induction et linéaire", Thèse de doctorat, USTO, 2008.
- [49] H.Tamrabet, "Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone", Mémoire de Magister, BATNA, 2006.

Bibliographie

- [50] J.P.Caron, J.P.Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Edition Technique, Paris 1995.
- [51] I.Bendaas, "Conception d'une commande par mode de glissement flou d'un moteur asynchrone", Mémoire de Magister, BATNA, 2011.
- [52] S.Zaidi, "Commande non linéaire du moteur à induction", Mémoire de Magister, Batna, 2006.
- [53] M.Marty, D.Dixneuf et D.Gilbert, "Principes d'électrotechniques", Edition, Dunod, Paris, 2005.
- [54] B.K.Bose, "Power Electronics and Drives", Prentice-Hall, 1986.
- [55] Hadeif Mounir, "Contrôle directe du couple des machines synchrones avec et sans capteurs mécaniques", Mémoire de Magister, Bejaia, 2002.
- [56] D.Hadiouche, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure", Thèse de doctorat, Université Henry Poincaré, Nancy-1, 2001.
- [57] N. Ould Cherchali, A. Tlemçani, L. Barazane and M.S. Boucherit, "Contribution dans l'application des algorithmes génétiques pour commander des onduleurs de tension à cinq niveaux par la technique d'élimination d'harmoniques", ACTA ELECTROTEHNICA, Volume 52, Number 3, 2011.
- [58] G. Seigui, F. Labrique et R. Baussière, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", Tome 4 deuxième édition Tec et Doc 1995.
- [59] Y.Sahali, M.K.Fellah, "Technique de Modulation à Sélection d'Harmoniques à Eliminer (SHE PWM) pour la Commande des Onduleurs de Tension Trois Niveaux Monophasés et Triphasés", Conférence Internationale sur les systèmes de Télécommunication d'Electronique Médicale et Automatique, CISTEMA'2003, Tlemcen, Algérie, 27-29 Septembre 2003.
- [60] R. Taleb, A. Meroufel, P. Wira, "Commande par la stratégie d'élimination d'harmoniques d'un onduleur multiniveau asymétrique à structure cascade", Acta Electrotehnica, vol. 49, no. 4, pp. 432-439, 2008.
- [61] R. Taleb, A. Meroufel, P. Wira, "Harmonic elimination control of an inverter based on artificial neural network strategy", in 2nd IFAC International Conference on Intelligent Control Systems and Signal Processing (ICONS'09), Istanbul, Turkey, September 2009.
- [62] G. Dreyfus, J. Martinez, M. Samuelides, M. B. Gordon, F. Badran, S. Thiria, L.Hérault, "Réseaux de neurones : Méthodologie et applications", Editions Eyrolles, Paris, 2002.
- [63] R. Taleb, "Commande vectorielle par réseaux de neurones d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux", Mémoire de Magister, Université Hassiba Benbouali, Chlef, Algérie, 2004.
- [64] R. Taleb, A. Meroufel, P. Wira, "Control of a uniform step asymmetrical 9-level inverter based on artificial neural network strategy", Acta Polytechnica Hungarica, vol. 6, no. 4, pp. 137-156, 2009.

Bibliographie

- [65] Imane ben AMEUR BAZINE ,''Identification en boucle fermée de la machine asynchrone :application à la détection de défaut'' , Thèse de doctorat, Université de Poitiers,2008.
- [66] F.BLASHKE ,'' The principe of filed orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines '' ,Siemens Review XXXIX,n° 5,pp.217-220,1972.
- [67] Zahir Ait Ouali, ''Application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone'', Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri de tizi-Ouzou, 2010.
- [68] K.ABED ,''Techniques de commande avancées appliquées aux machines de types asynchrone'',Thèse de doctorat , Université Mentouri Constantine ,2010.
- [69] Davide Aguglia, '' Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande Vectorielle'', Mémoire, Maître Es Sciences, Université Laval Québec, Canada. Décembre 2004.
- [70] I.K.Bousserhane, ''Contrôleurs flous optimisés par algorithme génétique pour la commande d'une machine asynchrone '' , Mémoire de Magister, USTO, 2003.
- [71] G.Grellet , G.Clere ,'' Actionneurs électriques ,principes ,modèles et commande'' dition Eyrolles 1996.
- [72] Zhen-Yu Zhao , Mosayoshi Tomizuka , Satoru Isaka , '' Fuzzy gain scheduling of PID controllers '' IEEE Trans on Systems , Man and cybernetics , Vol ,23 n°5 ,1993.
- [73] K.Ogata , '' Model control engineering '' , Englewood Cliffs NJ.Prentice Hall ,1996.
- [74] M.Chebre, A. Meroufel, Y.Bendaha, ''Speed Control of Induction Motor Using Genetic Algorithm-based PI Controller'', Acta Polytechnica Hungarica,vol. 8, no.6, pp. 141-153, 2011.
- [75] I.K.Bousserhane, A.Hazzab, M.Rahli and B.Mazari ''Optimal Fuzzy Gains Scheduling of PI Controller for Induction Motor Speed Control '' ,Acta Electrotechnica et Informatica No.1,Vol.7,2007.
- [76] C.Yildiz , A.S.Yilmaz and M.Bayrak '' Genetic Algorithm Based PI Controller for Load Frequency Control in Power Systems '' , Proceeding of 5th International Symposium on Intelligent Manufacturing Systems , May 29-31,2006 :1202-1210.
- [77] A.Taechon , Y.Kwon and H.Kang '' Drive of Induction Motors Using a pseudo-On-Line Fuzzy-PID Controller Based on Genetic Algorithm '' . Transaction on Control. Automation and systems Engineering Vol.2, No, June, 2000.
- [78] M.Chebre, A. Meroufel, Y.Bendaha, ''A PI Controller Design Using the PSO Technique Applied To Induction Motor Speed Tuning '' , CIAM'11,USTO,2011.
- [79] Abdelaziz Hamzaoui , Najib Essounbouli , Janan Zaytoon , '' Commande par mode glissant flou d'un systeme non linéaire incertain '' , SEE , Revue électronique des sciences et technologies , e-STA,2003.
- [80] Nandam P.K Sen , '' Control laws for sliding mode speed control of variable speed drives'' ,Int .J.Control,56,(5),1167-1186,1992.
- [81] A. Rabia Benayache , '' Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaire incertains : application à un système hydraulique '' ,Thèse de Doctorat , Université de Valenciennes ,France ,2009.

Bibliographie

- [82] Ameer Aissa ,’’ Commande sans capteur de vitesse par DTC d’une machine asynchrone à aimants permanents dotée d’un observateur complet à mode glissant’’, Mémoire de Magister,Batna ,2005.
- [83] M. Depenbrock, ‘’Direct self control DSC of inverter-fed induction machine’’. IEEE Trans. Power. Electronics., vol. 3, n°4, pp. 420-429, Oct 1988.
- [84] I. Takahashi, Y. Ohmori, ‘’High performance direct torque control of an induction motor’’, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol 25, no. 2, pp. 257-264, Mar/Apr 1989.
- [85] J. Faiz, M.B. Sharifian, ‘’Differentes techniques for real time estimation of an induction motor rotor resistance in sensorless direct torque control for electric vehicle’’. IEEE Trans. Energy.Convnt., vol. 16, no. 1, pp. 104-109, Mar 2001.
- [86] D. Casadei, F. Profumo, G. Serre and A. Tani, ‘’FOC and DTC/ tow variable schemes for induction motors torque control’’, *IEEE . Power. Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 779-787, Sep 2002.
- [87] Zekkour Abdelhamid,’’ Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associé à un observateur adaptatif’’, Mémoire de Magister, Batna ,2010.
- [88] C.Carlos de Wit ,’’ Modélisation contrôle vectoriel et DTC ,commandes des moteurs asynchrones 2’’, Edition HERMES Science Europe,2000.
- [89] Dissa Abdennour,’’ Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire’’, Mémoire de Magister, Batna ,2010.
- [90] M.Nefsi ,’’Commande directe du couple d’une machine asynchrone sans capteur mécanique’’, Mémoire de Magister , Université Djilali Liabes de Sidi Bel-Abbes , 2008.
- [91] Y. A Chapuis, ‘’ Contrôle Directe du Couple d’une Machine Asynchrone par L’orientation de son Flux Statorique’’, Thèse de doctorat INPG, France.1996
- [92] N.Nefsi, A.Massoum, A.Meroufel and P.Wira,’’ Contrôle direct du couple de la machine asynchrone basé sur MLI vectorielle discrétisé (DSVM-DTC)’’, ACTA ELECTROTEHNICA, Volume 53, Number 1,2012.
- [93] Antoni A.P, ‘’improvement in direct torque control of induction motors ‘’, Thèse de doctorat de l’université polytechnique de Catalunya Espagne, Novembre 2000.
- [94] Zegai Mohamed Amine, ‘’Etude et réalisation de la commande directe du couple (DTC) sur un moteur asynchrone par l’intelligence artificielle ‘’, Mémoire de Magister, ENSET d’Oran, 2012.
- [95] Nabti Khalil, ‘’ Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone’’, Thèse de doctorat de l’université Mentouri Constantine, 2010.
- [96] C. Elmoucary, ‘’Contribution à l’étude de commande directe du couple et du flux de la machine à induction’’, Thèse de doctorat, université de Paris XI, 2000.
- [97] Aouinti Rachid,’’ Commande directe du couple d’une Machine asynchrone par la logique floue et les réseaux de neurones’’, Mémoire de Magister, Université Djilali Liabes de SIDI-BEL-ABBES, 2011.
- [98] R.Toufouti and S.Meziane and H.Benalla ,’’Direct torque control for induction motor using fuzzy logic ‘’, ICGST ,International Journal on Automatic Control and Systems Engineering,ACSE.Volume 6-Issue 2,2006.

Bibliographie

- [99] Aggab Zoubir , “Commande non linéaire sans capteur d’une machine à induction basée sur le réseau neuronal artificiel”,Mémoire de Magister , Université de Batna ,2012.
- [100] Chebbi Azeddine, “Commande Backstepping d’une machine asynchrone sans capteur de vitesse”, Mémoire de Magister, Université de Batna ,2011.
- [101] Rosendo PEÑA EGUILUZ, “ Commande algorithmique d’un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire”, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [102] C.Schauder, “Tacho-less vector control adaptive system for motor drive”, U.S.Patent No.4862064, Aug.1989.
- [103] Rezgui Slimane, “Etude comparative des performances dynamiques de différents observateurs de flux pour la commande directe d’une machine asynchrone sans capteur mécanique ”, Mémoire de Magister, Ecole Militaire Polytechnique -EMP- ,2002.
- [104] C.Schauder, “Adaptiv speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers ”, IEEE Trans. Indus. Appli , vol.28 , No.5,pp.1054-1061,September/October 1992.
- [105] S.Meziane , R.Toufouti, H.Benalla “MRAS based speed control of sensorless induction motor drive”, ICGST-ACSE Journal , Volume 7 ,Issue 1,May 2007.
- [106] Md.Haseeb Khan, Arshia Azam, J.Amarnath “Fuzzy logic based MRAS speed observer for control of induction motor drive”, World Journal of Modelling and Simulation, Vol.06 (2010) No.2, pp.134-140.
- [107] F.Calugi, “Observer-based adaptive”, Master thesis, Lund institute of technology, Box 118, SE-221 00 Lund, Sweden, April 2002.
- [108] Y.Beddiaf, “ Etude et simulation d’estimateurs et observateurs robustes de flux et de vitesse pour la machine asynchrone”, Mémoire de Magister, Université de Batna ,2009.
- [109] M.Ghanes, “ Observateur et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique”, Thèse de doctorat, Ecole centrale de Nantes, France ,2005.
- [110] M.Messoudi, L.Sbita, M. Ben Hamed ,“MRAS and Luenberger observer based sensorless indirect vector control of induction motors”, Asian Journal of Information Technology 7 (5):232-239, 2008.
- [111] Mabrouk Jouili, Kamel Jarray, Yassine Koubaa and Mohamed Boussak, “A Luenberger state observer for simultanenous estimation of speed and rotor resistance in sensorless indirect stator flux orientation of induction motor drive”, International Journal of Computer Science Issues,Vol 8, Issue 6, No 3,November 2011.
- [112] M.Boukhnifer, C.Larouci and A.Chaibet, “Robust Shaping Indirect Field Oriented Control of Induction Motor”, Chapter book ,”Mechatronic Systems Simulation Modeling and Control”, Edited by Annalisa Milella Di Paola and Grazia Cicirelli , ISBN 978-953-307-041-4, March 2010.
- [113] M.Rizwan Khan and Atif Iqbal, “Speed Estimation in Five-Phase Syn-Rel Machines using ELO-Algorithm”, 16th National Power Systems Conference,15th -17th December 2010,India.
-

Résumé

Le moteur asynchrone suscite de plus en plus l'intérêt des industriels et des chercheurs travaillant dans le domaine des entraînements électriques. Les techniques de l'intelligence artificielle sont de plus en plus utilisées dans le domaine de l'électronique de puissance et la commande des processus. Nous nous proposons de les étudier dans le but de l'amélioration des fluctuations du couple électromagnétique d'un moteur asynchrone. La commande vectorielle et la commande directe du couple sont des commandes déjà utilisées dans les travaux. Notre contribution à ces techniques a pour objectif l'amélioration du mode glissant par une réduction des fluctuations que peut engendrer la commande rapprochée de l'onduleur et la commande algorithmique avec une simplification de la structure du variateur de vitesse .

Après avoir exposé la modélisation du moteur asynchrone ainsi que son alimentation, la commande vectorielle directe a été présentée. Pour s'affranchir des difficultés du régulateur conventionnel PI qui nécessite la connaissance approfondie du modèle du processus, nous avons implémenté dans un premier temps un régulateur PI dont les paramètres sont optimisés successivement par les AGs et PSO. Par la suite , nous nous sommes penchés sur la synthèse d'un contrôleur par mode glissant et afin de réduire les effets du phénomène de broutement causé par le signal de commande obtenu par le SMC, une combinaison entre la logique floue et le mode de glissement a été proposée . Afin de palier aux contraintes de la commande par orientation du flux rotorique, une autre alternative intéressante dite commande directe du couple a été abordée dans cette étude. Ceci parce que les contrôleurs à hystérésis présentent approximativement le même phénomène de broutement que le mode glissant .

Pour terminer, deux approches de commande sans capteur mécanique (MRAS et observateur adaptatif de Luenberger) sont présentées pour la CVD et la DTC. Des résultats de simulation sont présentés tout au long de ces travaux pour valider les études théoriques.

Mots clés :

MAS, onduleur, CVD, DTC, logique floue, réseaux de neurones, AGs, OEP, PI ,RMG, RMGF ,MRAS, observateur adaptatif de Luenberger.

Abstract

Researchers and industrialists in the electrical tracking field are becoming more and more interested in the induction motor applications. Artificial intelligence techniques are becoming more popular in power electronics and process control domains. Our proposed study concerns the improvement of the induction motor's electromagnetic torque fluctuations. The vector control and the direct torque control are two types of control already known. Our contribution to these techniques is aimed to improve the sliding mode by reducing the fluctuations that might be caused by the inverter and the algorithmic controls with a simplification of the speed variation structure.

After the exposition of the induction motor as well as its power supply, the DFOC has been proposed. In order to overcome the difficulties encountered with the conventional PI regulator which requires knowledge of the process control , we have implemented as a first step, a PI controller whose parameters have been optimized using both AGs and PSO techniques. In the next step, we have studied the synthesis of a sliding mode controller. In order to reduce the effects of the shattering phenomenon caused by the control signal of the SMC, a combination of fuzzy logic and SMC has been proposed. Furthermore, to solve the problem of the DFOC constraints, another interesting alternative called DTC has been studied in this work. This is because the controllers with hysteresis present approximately the same shattering phenomenon as the sliding mode.

Finally, two approaches of control without mechanic sensors (MRAS and adaptive observer of Luenberger) are presented for the DFOC and the DTC . Simulation results are presented all the way through this work to validate the theoretical study.

Key words

Induction motor, Inverter ,DFOC,DTC, Fuzzy logic, Neural network ,GA,PSO , PI, SMC,FSMC , MRAS, adaptive observer of Luenberger.

ملخص

الإيجابيات الكثيرة للمحرك اللاتزامني جعلته يحظى باهتمام الصناعيين والباحثين في مجال التحكم في الآلات الدوارة. نظرا للتطور الملحوظ في استعمالات تقنيات الذكاء الاصطناعي في مجال الكترولنيك الاستطاعة والتحكم في الأنظمة الالية، نقترح في هذا البحث استعمال هذه الطرق من أجل تحسين توجات عزم الدوران الكهرو مغناطيسي للمحرك اللاتزامني. ان تقنيتي التحكم الشعاعي والتحكم المباشر في عزم الدوران هي طرق تحكم أثبتت نجاعتها من خلال أبحاث التقنية المنجزة. مساهمتنا في هذه الطرق تهدف إلى تحسين نمط الانزلاق و ذلك من خلال تخفيض التموجات الناتجة عن التحكم المباشر لموج التوتر و التحكم الخوارزمي مع تبسيط مغير السرعة .

بعد عرض نموذج الرياضي للمحرك اللاتزامني و تغذيته، تمت دراسة تقنية التحكم الشعاعي المباشر . من أجل تجاوز إشكاليات المنضم التناسبي التكاملية ذو النمط الكلاسيكي قمنا باستعمال تقنيات البحث عن الحل الأمثل الأتية : خوارزميات الوراثة و أسراب الجزيئات. بعد ذلك تطرقنا إلى تصميم المنظم ذو النمط الانزلاقي، و بهدف تجاوز سلبيات هذا الأخير قمنا باستعمال منظم ذو نمط انزلاقي غامض. من أجل تحطى مساوئ تقنية التدفق الموجه تم في هذا البحث عرض طريقة التحكم المباشر في عزم الدوران، ذلك لأن المنظمات ذات المغنطة المتبقية (استريزيس) لها نفس سلبيات المنظمات ذات النمط الانزلاقي أخيرا تم اقتراح مقاربتان للتحكم في السرعة دون لاقط ميكانيكي بالاعتماد عل نوعين من الملاحظين (ملاحظ ذو النموذج المرجعي التكيفي و الملاحظ التكيفي للينبرجر)

كلمات مفتاحية

محرك لاتزامني، موج ، تحكم شعاعي، تحكم مباشر في عزم الدوران، الشبكات العصبية، المنطق الغامض، الخوارزميات الوراثة، أسراب الجزيئات، منظم تناسبي تكاملية، منظم ذو نمط انزلاقي، ملاحظ النموذج المرجعي التكيفي و الملاحظ التكيفي لينبرجر